

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра

студента *Казакова Анастасія Олександрівна*

академічної групи *172-16ск-1*

спеціальності *172 Телекомунікації та радіотехніка*

спеціалізації¹

за освітньо-професійною програмою *Телекомунікації та радіотехніка*

на тему *Придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій*

шумоподібних сигналів

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.т.н., доц. Герасіна О.В.			
розділів:				
спеціальний	к.т.н., доц. Герасіна О.В.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро
2019

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20 ____ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра**

студенту Казакова Анастасія Олександрівна академічної групи 172-16ск-1
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

на тему Придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Аналіз основних типів та властивостей шумоподібних сигналів, а також існуючих способів придушення (мінімізації) бокових пелюсток їх автокореляційних функцій.	03.09.2018 – 31.12.2018
Розділ 2	Розробка підходу до придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів з підвищенням відношення сигнал-шум та оцінка його ефективності.	01.01.2019 – 30.04.2019
Розділ 3	Розрахунки капітальних витрат та трудомісткості розробки підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.	01.05.2019 – 09.06.2019

Завдання видано _____

(підпис керівника)

Герасіна О.В.

(прізвище, ініціали)

Дата видачі: _____

Дата подання до екзаменаційної комісії: _____

Прийнято до виконання _____

(підпис студента)

Казакова А.О.

(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 79 с., 32 рис., 2 таблиці, 4 додатки, 20 джерел.

Об'єкт розробки – шумоподібні сигнали.

Предмет розробки – способи придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.

Мета кваліфікаційної роботи – підвищення відношення сигнал-шум за основним піком автокореляційної функції за рахунок придушення тільки найбільш інтенсивних її бокових пелюсток до необхідного рівня.

Наукова новизна полягає у використанні в запропонованому підході рекурентної ітераційної процедури між необхідним придушенням бокових пелюсток автокореляційних функцій і синтезом фізично реалізованого коригуючого фільтру зі збереженням початкової його смуги пропускання.

У першому розділі проаналізовано основні типи та властивості шумоподібних сигналів, а також існуючі способи придушення (мінімізації) бокових пелюсток їх автокореляційних функцій.

У спеціальній частині роботи розроблено підхід до придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів з підвищенням відношення сигнал-шум та оцінено його ефективність. За наслідками досліджень зроблено висновки щодо рішення поставленої задачі.

У економічному розділі виконані розрахунки капітальних витрат та трудомісткість розробки підходу до придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.

АВТОКОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ, АМПЛІТУДНО-ЧАСТОТНА ХАРАКТЕРИСТИКА, ФАЗОМАНІПУЛЬОВАНИЙ ШУМОПОДІБНИЙ СИГНАЛ, БОКОВІ ПЕЛЮСТКИ, ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ \ ШУМ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка 79 с., 32 рис., 2 таблицы, 4 приложения, 20 источников.

Объект разработки – шумоподобные сигналы.

Предмет разработки – способы подавление боковых лепестков автокорреляционных функций шумоподобных сигналов.

Цель квалификационной работы – повышение отношения сигнал-шум по основному пику автокорреляционной функции за счет подавления только наиболее интенсивных ее боковых лепестков до необходимого уровня.

Научная новизна заключается в использовании в предложенном подходе рекуррентной итерационной процедуры между необходимым подавлением боковых лепестков автокорреляционной функций и синтезом физически реализуемого корректирующего фильтра с сохранением исходной его полосы пропускания.

В первом разделе проанализированы основные типы и свойства шумоподобных сигналов, а также существующие способы подавления (минимизации) боковых лепестков их автокорреляционной функций.

В специальной части работы разработан подход к подавлению наиболее интенсивных боковых лепестков автокорреляционной функций шумоподобных сигналов с повышением отношения сигнал-шум и оценена его эффективность. По результатам исследований сделаны выводы относительно решения поставленной задачи.

В экономическом разделе выполнены расчеты капитальных затрат и трудоемкость разработки подхода к подавлению наиболее интенсивных боковых лепестков автокорреляционных функций шумоподобных сигналов.

АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ, АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА, ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫЙ ШУМОПОДОБНЫЙ СИГНАЛ, БОКОВЫЕ ЛЕПЕСТКИ, ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ \ ШУМ

ABSTRACT

Explanatory note: p. 79, fig. 32, tab. 2, 4 additions, 20 sources.

The object of development is noise-like signals.

Subject of development is the methods of suppression side lobes of the autocorrelation functions of noise-like signals.

The purpose of qualifying work is to increase the signal-to-noise ratio of the main peak of the autocorrelation function by suppressing only the most intense of its side lobes to the required level.

The scientific novelty lies in the use in the proposed approach of a recurrent iterative procedure between the necessary suppression of the side lobes of the autocorrelation function and the synthesis of a physically realizable correction filter with preservation of its original bandwidth.

The first chapter, the main types and properties of noise-like signals are analyzed, as well as the existing methods for suppressing (minimizing) the side lobes of their autocorrelation functions.

In a special part of the work, an approach to suppressing the most intense side lobes of the autocorrelation functions of noise-like signals with an increase in the signal-to-noise ratio was developed and its effectiveness was evaluated. According to the results of research, conclusions are drawn regarding the solution of the problem.

In the economic section, the calculations of capital costs and the complexity of developing an approach to suppressing the most intense side lobes of the autocorrelation functions of noise-like signals are made.

AUTOCORRELATION FUNCTION, AMPLITUDE-FREQUENCY CHARACTERISTIC, PHASOMANIPULATED NOISE-LIKE SIGNAL, SIDE PETALS, RELATION SIGNAL / NOISE

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АКФ – Автокореляційна функція;
АЧС – Амплітудно-частотний спектр;
АЧХ – Амплітудно-частотна характеристика;
БФМ – Бінарний фазоманіпульований;
БЧ – Багаточастотний;
ВКФ – Взаємкореляційна функція;
ВФН – Взаємна функція невизначеності;
ДСЧ – Дискретний складовий частотний;
ДЧ – Дискретний частотний;
КФ – Кореляційна функція;
ПАХ – Поверхнева акустична хвиля;
РТС – Радіотехнічна система;
ФМ – Фазоманіпульований;
ФН – Функція невизначеності;
ФЧС – Фазочастотний спектр;
ФЧХ – Фазочастотна характеристика;
ЧКФ – Частотна кореляційна функція;
ЧМ – Частотно-модульовані;
ШПС – Шумоподібний сигнал;
ШСС – Ширококутний сигнал.

ЗМІСТ

	с.
ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	11
1.1 Шумоподібні сигнали.....	11
1.1.1 Сигнали і спектри.....	11
1.1.2 Основи оптимальної обробки сигналів.....	17
1.1.3 Кореляційні функції сигналів.....	21
1.1.4 Основні типи шумоподібних сигналів.....	26
1.2 Існуючі способи придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій.....	33
1.3 Висновок. Постановка задачі.....	43
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	45
2.1 Розроблення підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.....	45
2.2 Структурна схема пристрою, що реалізує запропонований підхід придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій.....	54
2.3 Оцінка ефективності запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.....	56
2.3 Висновок.....	64
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	67
3.1 Визначення трудомісткості розробки підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.....	67
3.2 Розрахунок витрат на розробку підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.....	69
3.3 Висновок.....	72
ВИСНОВКИ.....	73
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	74

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи	76
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	77
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу.....	78
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи	79

ВСТУП

Розвиток сучасних радіолокаційних систем в області авіації і космонавтики нерозривно пов'язаний із застосуванням складномодульованих зондуючих сигналів. Застосування складних сигналів сприяє підвищенню енергетичного потенціалу, завадостійкості, скритності й електромагнітній сумісності радіолокаційних систем, а також дозволяє досягти високих показників роздільної здатності по інформативним параметрам корисних сигналів [1-4].

Серед різноманіття складних сигналів знайшли широке застосування фазоманіпульовані (ФМ) сигнали з узгодженою обробкою, яка забезпечує їх стиснення.

Стиснутий сигнал з точністю до постійного множника повторює затриману в часі копію автокореляційної функції (АКФ) сигналу і містить в своєму складі основний пік і бокові пелюстки. Основний пік є корисним сигналом, а бокові пелюстки – завади, які маскують основні піки стислих сигналів з меншою енергією, а також можуть бути прийняті за помилкові цілі. Величина, що характеризує бокові пелюстки стисненого сигналу, є рівень бокових пелюсток і визначається відношенням модулів максимального бокового пелюстка й основного піку. Завдання зменшення рівня бокових пелюсток стислих сигналів є актуальною задачею.

Актуальність проблеми мінімізації бокових пелюсток автокореляційних функцій широкопasmових сигналів (ШСС) обумовлена наявністю в радіоканалах так званих сигналів, що заважають, породжених відбитками радіохвиль від сторонніх предметів, меж розділу середовищ і від різних неоднорідностей на трасі їх поширення. При цьому сигнали, що заважають, являють собою суперпозиції власних копій інформаційних сигналів, зсунутих, в загальному випадку, хаотично за часом і частотою. Інтенсивні бокові пелюстки АКФ сигналів на виході відповідного узгодженого фільтра приймача призводять до суттєвих похибок в оцінках параметрів і координат об'єктів в

радіолокаційних і навігаційних системах, а також до похибок при розпізнаванні інформаційних символів в системах прийому цифрової інформації [1].

Таким чином, в даний час існує актуальна задача вдосконалення підходів до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.

Метою роботи є підвищення відношення сигнал-шум за основним піком автокореляційної функції за рахунок придушення тільки найбільш інтенсивних її бокових пелюсток до необхідного рівня.

Постановка задачі:

- проаналізувати основні типи та властивості шумоподібних сигналів;
- провести аналіз існуючих способів придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій;
- розробити підхід до придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів з підвищенням відношення сигнал-шум за основним піком АКФ;
- оцінити ефективність розробленого підходу.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Шумоподібні сигнали

1.1.1 Сигнали і спектри

Сигналом називається фізична величина, що змінюється, і яка відображає повідомлення. Сигнал u , що є функцією часу t записується у вигляді $u=u(t)$ [2].

Безліч сигналів $u_i(t)$, що визначається єдиним правилом побудови, називається системою сигналів. Таким чином, система сигналів визначена, якщо відоме правило побудови сигналів. Номер сигналу зазначений у вигляді індексу j . Якщо число сигналів в системі L , то, можна пронумерувати сигнали натуральними числами від 1 до L і позначити $j=\overline{1, L}$. Число називається обсягом системи сигналів.

Надалі розглядаються сигнали, які можна представити в наступному вигляді:

$$u(t)=A(t) \cos [\omega_0 t + \theta(t)], \quad (1.1)$$

де $A(t)$ – огибаюча, ω_0 – несуча частота, $\theta(t)$ – частина фази сигналу, яка повільно змінюється.

Представленню (1.1) відповідає радіочастотний сигнал. Оскільки розглядаються реальні сигнали (які можна сформувати і обробити), то всі функції часу і параметри правої частини (1.1) відомі.

Коли сигнал заданий у загальному вигляді $u(t)$ і права частина (1.1) не відома, то необхідно скористатися перетворенням Гілберта і знайти пов'язаний сигнал. У цьому випадку огибаюча $A(t) = \sqrt{u^2(t) + \hat{u}^2(t)}$, фаза $\Theta(t) = \omega_0 t + \theta(t) = \arctg[\hat{u}(t)/u(t)]$.

Якщо функція $\theta(t)$ неперервна і має неперервну першу похідну, то миттєва частота сигналу $\omega(t)$ по визначенню дорівнює першій похідній фази $\theta(t)$, тобто $\omega(t) = \omega_0 + \theta'(t)$.

Перетворення Гілберта:

$$u(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{u}(x)}{x-t} dx, \quad \hat{u}(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(x)}{x-t} dx. \quad (1.2)$$

На рис. 1.1,а показаний фазоманіпульований сигнал (ФМ), що складається з чотирьох радіоімпульсів з однаковою частотою, але з різними початковими фазами. На рис. 1.1,б і в представлені його огибаюча $A(t)$ і фаза $\theta(t)$. Огибаюча постійна на інтервалі тривалістю T , а фаза дорівнює двом значенням: 0 або π .

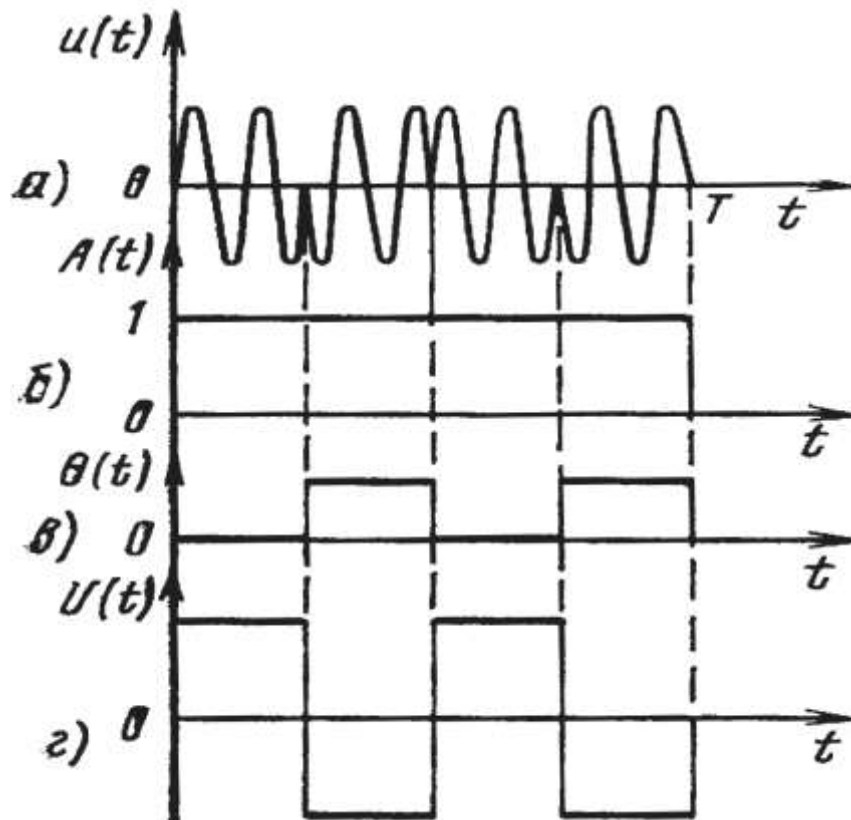


Рисунок 1.1 – Фазоманіпульований сигнал

Якщо несуча частота сигналу $\omega_0=0$, то такий сигнал є відеочастотним. На рис. 1.1,г зображений відеочастотний сигнал $U(t)$ – послідовність позитивних і негативних прямокутних імпульсів, отриманий з ФМ сигналу рис. 1.1,а за умови, що $\omega_0=0$. Оскільки знаки імпульсів відеочастотного сигналу визначаються початковими фазами імпульсів радіочастотного сигналу, то за аналогією з радіочастотним сигналом відеочастотний також називається фазоманіпульованим сигналом [1-4].

Спектр сигналу $u(t)$ визначається перетворенням Фур'є

$$g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (1.3)$$

Спектр є функцією кутової частоти $\omega=2\pi f$, де f – лінійна частота. (Надалі в роботі ω і f називають просто частотою). Нескінченні межі інтегрування відповідають загальному випадку.

При визначенні спектра фінітного сигналу (з кінцевою тривалістю) необхідно враховувати його розташування на осі часу t . Спектр може бути представлений у вигляді $g(\omega)=|g(\omega)|\exp[i\varphi(\omega)]$, де $|g(\omega)|$ – амплітудний, а $\varphi(\omega)$ – фазовий спектр сигналу $u(t)$.

Сигнал знаходиться по спектру за допомогою зворотного перетворення Фур'є

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.4)$$

Ширина спектру. Спектр фінітних сигналів має нескінченну протяжність, тому єдиного визначення ширини спектру не існує. Залежно від цілей дослідження ширину спектра сигналу знаходять по-різному. Часто ширина спектра визначається таким чином, щоб правильно відобразити суть розв'язуваної задачі. Такий підхід виправданий тим, що для сигналів, які входять в одну систему, будь-яке досить розумне визначення ширини спектра буде правильно відобразити спектральні властивості кожного сигналу і системи сигналів в цілому. Ширина спектра сигналу позначається F .

Комплексна огинаюча сигналу і її спектр. Радіосигнал (1.1) містить надзвичайно мінливий множник у вигляді косинусоїди, в аргумент якої входить несуча частота $\omega_0=2\pi f_0$. Відповідно спектр (1.3) цього сигналу складається з двох частотних смуг, зосереджених біля частот ω_0 і $-\omega_0$. При теоретичних дослідженнях доцільно для спрощення проміжних математичних операцій «звільнити» сигнал і його спектр від несучої частоти ω_0 . Це можна, здійснити при введенні комплексної огинаючої сигналу.

Комплексна огинаюча радіосигналу (1.1) визначається як

$$U(t) = |U(t)| \exp [i \theta(t)], \quad (1.5)$$

де модуль $|U(t)| = A(t)$ є огибаючою сигналу $u(t)$. Перехід від комплексної огибаючої до сигналу здійснюється за допомогою такої формули:

$$u(t) = \operatorname{Re} U(t) \exp [i \omega_0 t], \quad (1.6)$$

де Re – дійсна частина.

На рис. 1.1,г було зображено комплексну огибаючу ФМ сигналу рис. 1.1,а. Вона являє собою послідовність прямокутних відеоімпульсів і є дійсною функцією часу. Це обумовлено тим, що початкові фази імпульсів ФМ сигналу приймають одне з двох значень: 0 або π . У загальному випадку комплексна огибаюча містить і дійсну, і уявну складові, але завжди є відеосигналом, чим і пояснюється перехід до неї від радіосигналу.

Спектр комплексної огибаючої

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (1.7)$$

Комплексна огибаюча сигналу знаходиться згідно зворотного перетворення Фур'є

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.8)$$

Спектр комплексної огибаючої можна представити у вигляді $G(\omega) = |\hat{G}(\omega)| \exp [i\Phi(\omega)]$, де $|G(\omega)|$ – амплітудний, а $\Phi(\omega)$ – фазовий спектри.

Спектр сигналу $g(\omega)$ і спектр його комплексної огибаючої $G(\omega)$ пов'язані співвідношенням $g(\omega) = 0,5G(\omega - \omega_0) + 0,5G^*(\omega + \omega_0)$, де $*$ – знак комплексної пов'язаності.

Оскільки комплексна огибаюча $U(t)$ – відеосигнал, то спектр $G(\omega)$ розташований в області відеочастот.

На рис. 1.2 зображений спектр $G(\omega)$ комплексної огибаючої $U(t)$ довільного сигналу (рис. 1.2,а – амплітудний спектр $|G(\omega)|$, рис. 1.2,б – фазовий спектр $\Phi(\omega)$) і спектр $g(\omega)$ сигналу $u(t)$ (рис. 1.2,в – амплітудний спектр, рис. 1.2,г – фазовий спектр).

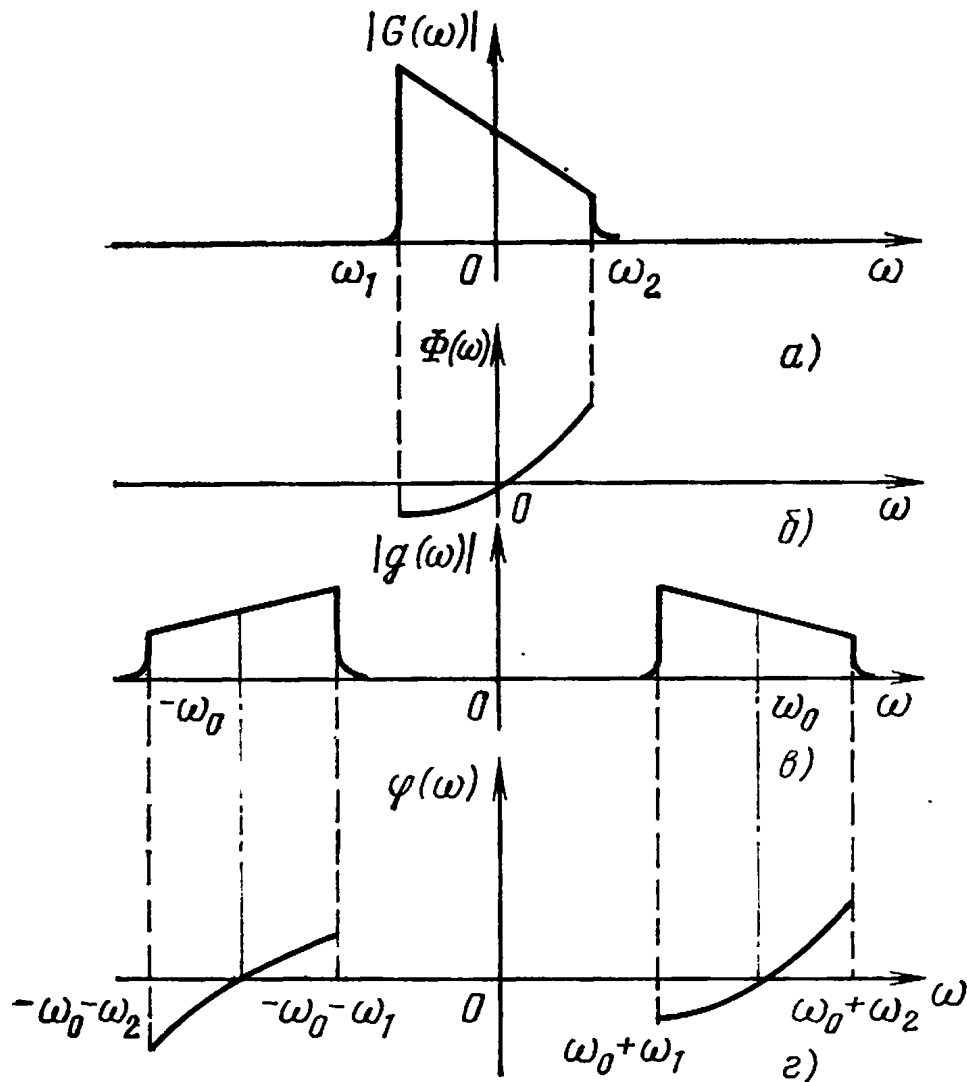


Рисунок 1.2 – Спектр комплексної огибаючої сигналу і спектр сигналу

База сигналу – добуток ширини спектру на тривалість сигналу, тобто $B=F \cdot T$. Сигнали з базою $B=1$ називаються простими, а з базою $B>1$ – шумоподібними або складними. Особливе значення мають шумоподібні сигнали, у яких база $B \gg 1$.

Енергія сигналу і частотно-часова площа. За визначенням, енергія сигналу

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega \quad (1.9)$$

Для сигналів, у яких $|\theta'(t)|_{\max} \ll \omega_0$, енергія сигналу виражається через модулі комплексної огибаючої і її спектра наступним чином:

$$E = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega \quad (1.10)$$

Зазвичай велика частина енергії сигналу зосереджена в деякій смузі частот. Нехай F – ширина такої смуги частот, всередині якої зосереджена велика частина заданої енергії, а поза цією смугою – менша, якою можна знехтувати. Визначена таким чином ширина смуги частот F вважається шириною спектру сигналу. У цьому випадку енергія сигналу зосереджена в частотно-часовому прямокутнику зі сторонами T по осі часу t і F по осі частот f . Для передачі сигналу з допустимою точністю необхідно мати канал зі смугою частот шириною F і час передачі T .

На рис. 2.3 наведено приклад розподілу енергії сигналу на частотно-часовій площині (f, t) . Спектр сигналу зосереджений близько несучої частоти f_0 і розташовується від $f_0 - F$ до $f_0 + F$.

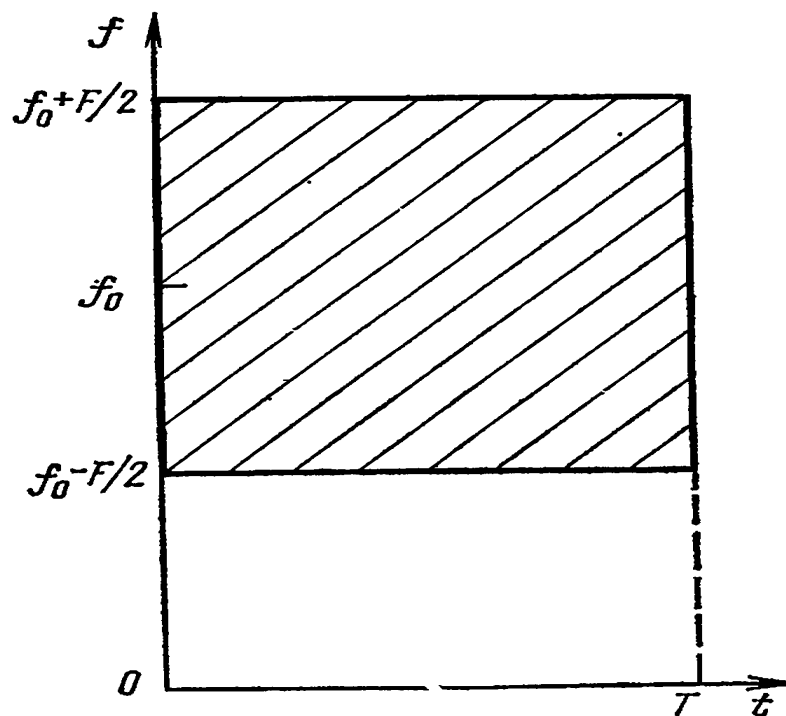


Рисунок 1.3 – Частотно-часова площина на радіочастоті

Рисунок 1.3 має якісний характер, оскільки для фінітних сигналів енергія розподілена в смузі $0 \leq t \leq T$, $|f| < \infty$. Оскільки комплексна огибаюча є відеосигналом, то частотно-часової прямокутник, на якому розподілена основна частина енергії сигналу, буде розташований так, як це показано на рис. 1.4.

Частотно-часовий прямокутник рис. 1.4 виходить з базисного прямокутника рис. 1.3 при зміщенні останнього вниз по частоті f_0 на чому і відповідає перехід від радіосигналу з несучою частотою f_0 до його комплексної огибаючої.

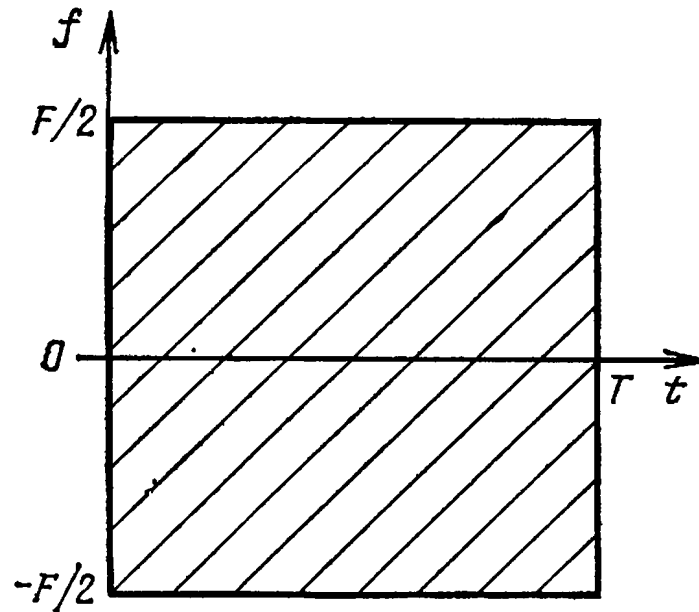


Рисунок 1.4 – Частотно-часова площина на відеочастоті

1.1.2 Основи оптимальної обробки сигналів

Якщо на вході приймача діє сигнал $x(t)$, що дорівнює сумі корисного сигналу $u(t)$ і заваді $n(t)$ або тільки заваді, то оптимальний приймач в разі сигналу з повністю відомими параметрами обчислює так званий кореляційний інтеграл, а потім порівнює його величину з порогом z_0 . Якщо завада є гаусівським випадковим процесом, спектральна щільність якого рівномірна (білий шум), то кореляційний інтеграл має вигляд [2]

$$z = \int_0^T x(t) u(t) dt. \quad (1.11)$$

Значення кореляційного інтеграла (1.11) знаходиться за допомогою корелятора (рис. 1.5) або узгодженого фільтру (рис. 1.6). Основними елементами корелятора, як випливає з виразу (1.11), є перемножувач, генератор сигналу та інтегратор. На перемножувач надходять вхідний сигнал $x(t)$ і сигнал

$u(t)$ від генератора сигналу. Добуток $x(t) \cdot u(t)$ інтегрується з моменту приходу ($t=0$) і до моменту закінчення виявленого сигналу ($t=T$).

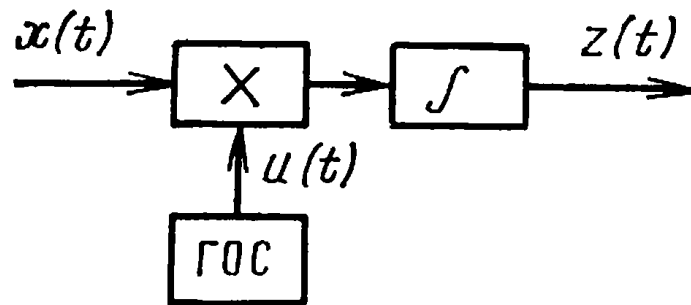


Рисунок 1.5 – Корелятор



Рисунок 1.6 – Узгоджений фільтр

Відзначимо, що корелятор є пристроєм зі змінними параметрами, оскільки режим його роботи залежить від зміни $u(t)$ в часі. Оскільки операції множення і інтегрування лінійні, то корелятор є лінійним пристроєм. Маючи на увазі, що він відфільтровує сигнал від завад і є лінійним пристроєм зі змінними параметрами, його іноді називають активним фільтром на відміну від пасивних фільтрів, параметри яких постійні в часі.

Узгоджений фільтр є пасивним фільтром. Напряга на виході узгодженого фільтра в момент закінчення сигналу ($t=T$) з точністю до постійного множника α дорівнює напрузі на виході корелятора

$$U(T) = \alpha \cdot z. \quad (1.12)$$

Імпульсна характеристика узгодженого фільтра

$$h(t) = \alpha u(T-t), \quad (1.13)$$

яка за формою є дзеркально відображеним сигналом з запізненням T .

Спільним між корелятором і узгодженим фільтром є рівність (з точністю до постійної) вихідних напруг в момент часу $t=T$. Це й визначає їх взаємну еквівалентність з точки зору виявлення сигналу. Різниця полягає в наступному. Корелятор є пристроєм зі змінними в часі параметрами, а узгоджений фільтр – пристроєм з постійними параметрами. Наслідком цього є те, що узгоджений фільтр інваріантний щодо затримки сигналу і його початкової фази (наскільки ці величини зміняться в сигналі на вході фільтру, настільки вони зміняться і в сигналі на виході), а корелятор не інваріантний.

Якщо сигнал має декілька невимірюваних або вимірюваних випадкових параметрів, то структура оптимального приймача змінюється, але його основна частина залишається незмінною, оскільки завжди повинен бути узгоджений фільтр або корелятор. Наприклад, при випадковій початковій фазі сигналу в приймачі з узгодженим фільтром за фільтром повинен слідувати детектор для виділення огибаючої. У приймачу кореляційного типу повинні бути другий (квадратурний) канал і схема виділення огибаючої. Тому в оптимальному приймачі завжди є узгоджений фільтр або корелятор [1-4].

Коефіцієнт передачі узгодженого фільтра з імпульсною характеристикою (1.13)

$$k(\omega) = a \dot{g}(\omega) \exp(-i\omega T), \quad (1.14)$$

де $g(\omega)$ – спектр сигналу, $*$ – знак комплексної пов'язаності. З (1.14) випливає вираз для амплітудно-частотної характеристики (АЧХ)

$$|k(\omega)| = a |g(\omega)| \quad (1.15)$$

і для фазочастотної характеристики (ФЧХ) узгодженого фільтру

$$\psi(\omega) = -\varphi(\omega) - \omega T. \quad (1.16)$$

З (1.15) випливає, що АЧХ узгодженого фільтра тим більше, чим більше спектральна щільність сигналу.

На рис. 1.7,а зображені амплітудний спектр сигналу $a|g(\omega)|$, спектральна щільність завади N_0 і АЧХ фільтра $|k(\omega)|$, яка побудована відповідно до (1.15).

Фазовий спектр сигналу $\varphi(\omega)$ і ФЧХ фільтра $\psi(\omega)$ описувані рівнянням (1.16), показані на рис. 1.7,б. Штриховою лінією зображені складові правої частини рівняння (1.16). ФЧХ фільтра компенсує фазовий спектр сигналу, в результаті чого на виході фільтра в якийсь момент часу всі частотні складові відгуку виявляються у фазі й, складаючись, дають максимум відгуку.

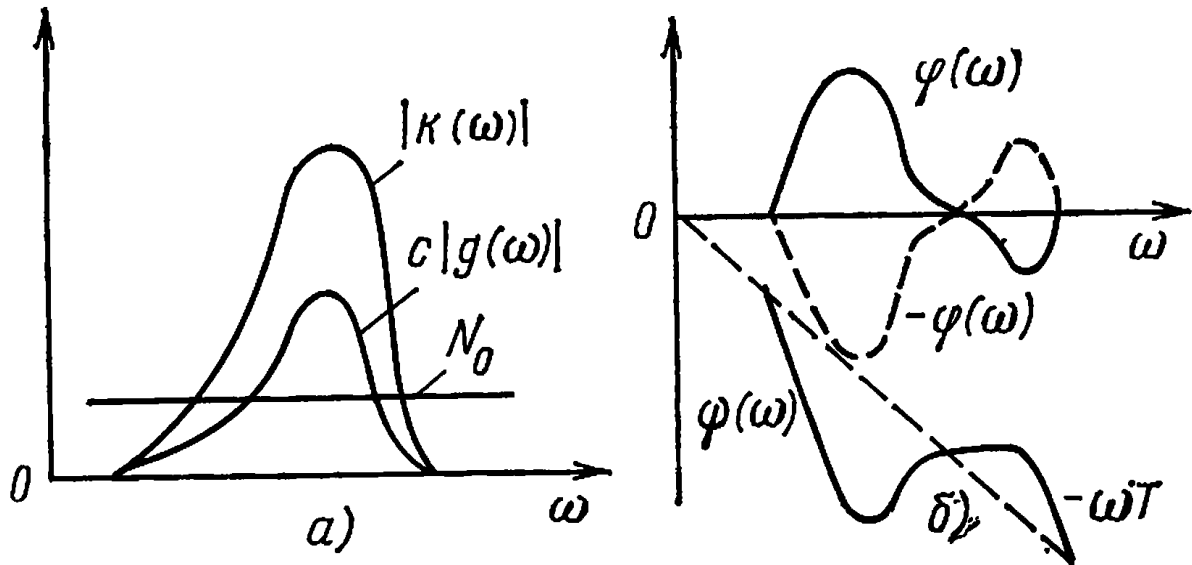


Рисунок 1.7 – Амплітудно-частотна (а) і фазочастотна (б) характеристики узгодженого фільтра

Виняткова роль узгодженого фільтра (або корелятору) в оптимальному приймачі пояснюється тим, що він максимізує відношення сигнал-завада на своєму виході. Це відношення при дії на вході фільтра білого шуму з спектральною щільністю N_0 і сигналу з енергією E не залежить від форми сигналу

$$q_0 = \sqrt{2 E/N_0}. \quad (1.17)$$

При цьому максимальне значення сигналу на виході фільтра дорівнює αE , а середньоквадратичне значення завади – $\alpha \sqrt{E N_0/2}$.

Результати, наведені у цьому розділі, строго справедливі для завади у вигляді гаусівського випадкового процесу з рівномірною спектральною

щільністю потужності («білий» шум). Разом з тим корелятор або узгоджений фільтр (або їх набір, або модифікація) завжди входять в оптимальний приймач.

1.1.3 Кореляційні функції сигналів

Оптимальний прийом сигналів здійснюється за допомогою узгоджених фільтрів або кореляторів. Нормований відгук узгодженого фільтру визначається за допомогою інтеграла згортки [2]

$$r_{jk}(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u_j(t) u_k(t-\tau) dt \quad (1.18)$$

де $u_j(t)$ – сигнал на вході фільтру, що узгоджений з сигналом $u_k(t)$.

Енергії сигналів з номерами j і k рівні E , а τ – зсув сигналу $u_j(t)$ щодо відгуку $u_k(t)$. При $j=k$ і $\tau=0$ з (1.18), відкидаючи індекси, маємо

$$r(0) = r_{\max} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = 1, \quad (1.19)$$

що й визначає нормованість відгуку узгодженого фільтру.

Вираз у правій частині (1.18) визначає інтегральний взаємозв'язок між сигналами $u_j(t)$ і $u_k(t)$ при деякому зсуві τ . Якщо τ – змінна величина, то $r_{jk}(\tau)$ – функціонал, що залежить як від функцій $u_j(t)$ і $u_k(t)$, так і від зсуву τ . Саме тому $r_{jk}(\tau)$ називається кореляційною функцією (КФ) сигналів $u_j(t)$ і $u_k(t)$. Залежно від того, узгоджений або не узгоджений сигнал з фільтром, є чи ні додаткове доплерівське зміщення несучої частоти сигналу, кореляційні функції по-різному трактують.

Взаємна функція невизначеності (ВФН) двох сигналів з номерами j і k за визначенням, виражається через комплексні огинаючі сигналів та через їх спектри наступним чином:

$$\begin{aligned} R_{jk}(\tau, \Omega) &= \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_j(t) \dot{U}_k^*(t-\tau) e^{i\Omega t} dt = \\ &= \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_j(\omega-\Omega) \dot{G}_k^*(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega, \end{aligned} \quad (1.20)$$

де τ – зсув за часом між сигналами, Ω – доплерівський зсув частоти. З точністю до малих вищого порядку нормований відгук узгодженого фільтра пов'язаний із ВФН (1.20) співвідношенням

$$r_{jk}(\tau, \Omega) = \operatorname{Re} R_{jk}(\tau, \Omega) \exp(i\omega_0 \tau). \quad (1.21)$$

Взаємкореляційна функція (ВКФ) є перетином ВФН при $\Omega=0$. Вважаючи $\Omega=0$, з (1.20) отримуємо

$$\begin{aligned} R_{jk}(\tau) &= \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_j(t) \dot{U}_k(t-\tau) dt = \\ &= \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G_j(\omega) \dot{G}_k(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Функція невизначеності (ФН). Якщо фільтр узгоджений з сигналом, тобто $j=k$, то з (1.16), опускаючи індекс j отримуємо визначення ФН

$$\begin{aligned} R(\tau, \Omega) &= \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \dot{U}(t-\tau) e^{i\Omega t} dt = \\ &= \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega-\Omega) \dot{G}(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega. \end{aligned} \quad (1.23)$$

Автокореляційна функція (АКФ) – перетин ФН при $\Omega=0$. Вважаючи $\Omega=0$ з (1.23) знаходимо

$$R(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \dot{U}(t-\tau) dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 e^{i\omega\tau} d\omega. \quad (1.24)$$

З рівності (1.24) видно, що АКФ є перетворенням Фур'є енергетичного спектра комплексної огинаючої сигналу. Згідно зворотного перетворення Фур'є енергетичний спектр

$$|G(\omega)|^2 = 2E \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (1.25)$$

На рис. 1.8 зображені простий сигнал у вигляді прямокутного імпульсу і його автокореляційна функція. Максимум $R(\tau)$ припадає на момент закінчення сигналу $t=T$. Це пояснюється тим, що $R(\tau)$ є нормованою напругою на виході фільтра, узгодженого з вхідним сигналом, максимум якого збігається з моментом закінчення сигналу, тобто при $t=T$ максимум $R(0)=1$ відповідно до (1.19).

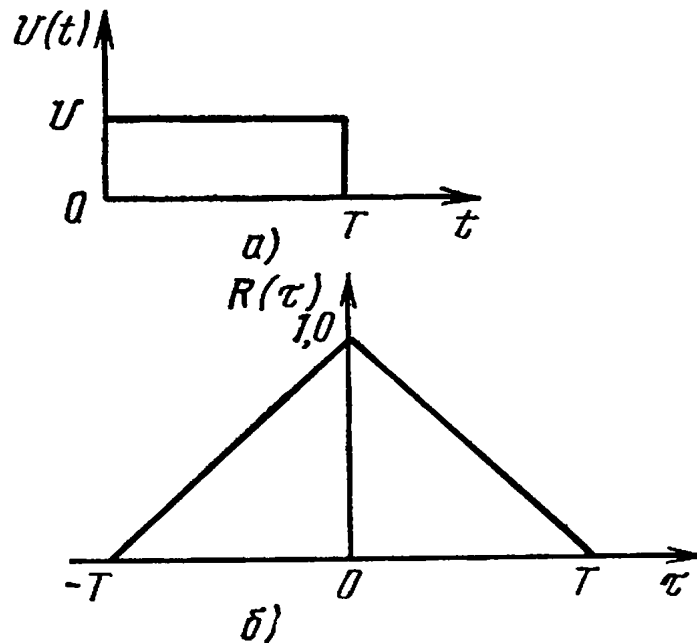


Рисунок 1.8 – Прямокутний імпульс (а) і його АКФ (б)

Для автокореляційної функції у вигляді трикутного імпульсу, зображеної на рис. 1.8,б, енергетичний спектр (квадрат модулю амплітудного спектру) відповідно до (1.25) описується наступним чином

$$|G(\omega)|^2 = (\sin \omega T/2)^2 / (\omega T/2)^2. \quad (1.26)$$

На рис. 1.9,а зображений фазоманіпульований шумоподібний сигнал (ШПС) тривалістю T , а на рис. 1.9,б – його АКФ. Елементарний імпульс має тривалість $\tau_0=T/N$, де N – число імпульсів. Для ФМ ШПС, зображеного на рис. 1.9,а АКФ ФМ ШПС (рис. 2.9,б) складається з центрального піку з амплітудою 1, розміщеного на інтервалі $(-\tau_0, \tau_0)$ і бокових піків, розподілених на інтервалах $(-T, -\tau_0)$ і (τ_0, T) . Амплітуди бокових піків приймають різні значення, але у сигналів з «гарними» кореляційними властивостями вони малі, тобто істотно менші амплітуди центрального піку, що дорівнює 1.

Існують різні оцінки бокових піків як АКФ, так і ВКФ, ВФН, ФН [1-4]. Але всі вони описуються однаковою за формою співвідношенням. Для ФМ ШПС оцінка бокових піків має вигляд

$$R = \alpha / \sqrt{N}, \quad (1.27)$$

де α – деяка величина, що залежить від виду оцінки, класу сигналу та, у загальному випадку, від N . Для довільних ШПС з базою B оцінка бокових піків

$$R = \beta/\sqrt{B}, \quad (1.28)$$

де β як і α в (1.27) – деяка постійна величина.

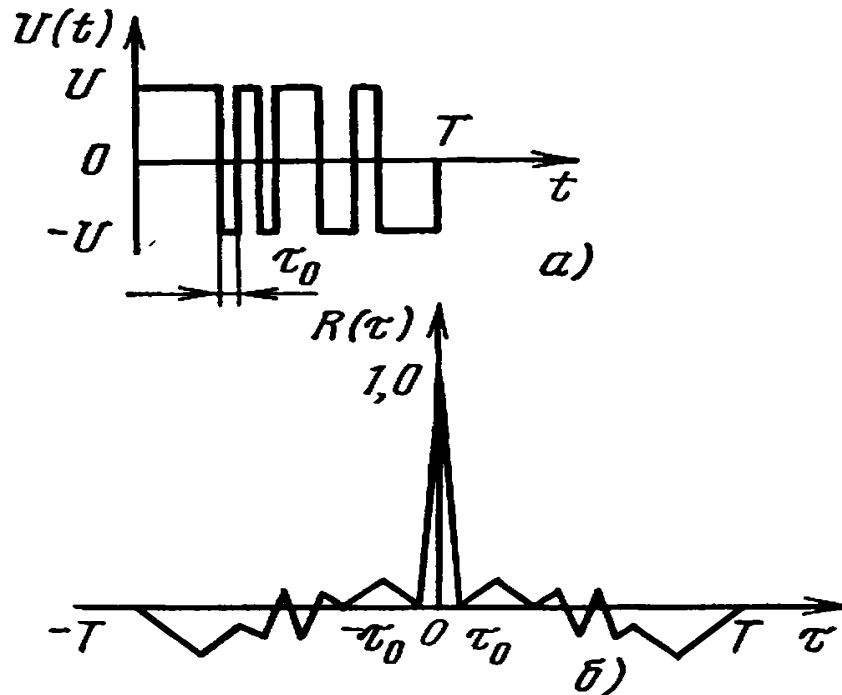


Рисунок 1.9 – Фазоманіпульований шумоподібний сигнал (а) і його автокореляційна функція (б)

Співвідношення (1.27), (1.28) визначають одну й ту ж залежність оцінок величини бокових піків від бази ШПС, оскільки N у ФМ ШПС пропорційно базі B . Чим більше база, тим менші бокові піки. У межі, коли $B \rightarrow \infty$, АКФ має вигляд трикутного імпульсу, зображеного на рис. 1.10.

Бокові піки на рис. 1.10 не зображені, оскільки при вони прагнуть до нуля відповідно до (1.27), (1.28). Тривалість центрального піку АКФ також прагне до нуля, оскільки $\tau_0 = T/N$, з ростом бази B (числа імпульсів N) $\tau_0 \rightarrow 0$. АКФ, зображена на рис. 1.10, називається ідеальною, оскільки вона не має бокових піків. Саме таку АКФ мають тривалі реалізації шуму, що й пояснює назву «шумоподібні» сигнали.

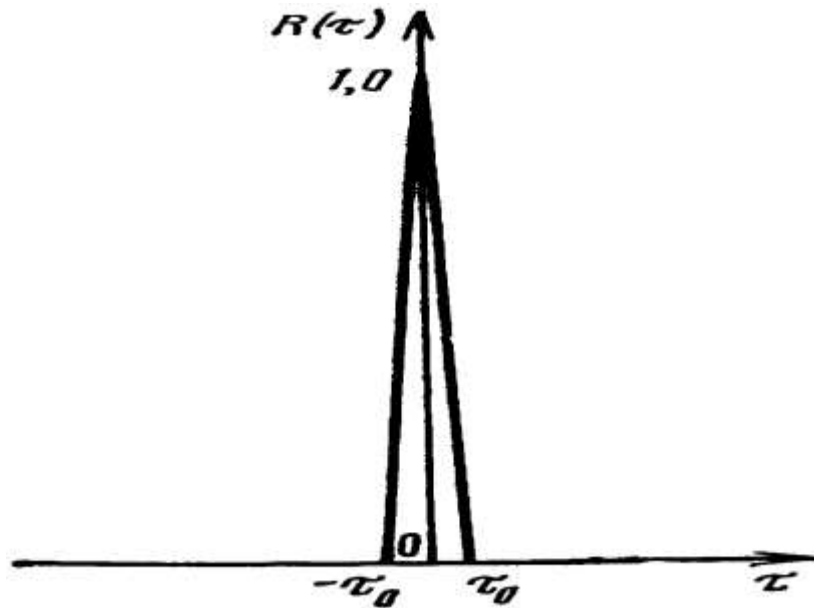


Рисунок 1.10 – Ідеальна АКФ

Частотна кореляційна функція (ЧКФ) – перетин ФН при $\tau=0$. Вважаючи $\tau=0$ з (1.23) отримуємо

$$R(\Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 e^{i\Omega t} dt = \frac{1}{4\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega - \Omega) \check{G}(\omega) d\omega. \quad (1.29)$$

З першої рівності (1.29) випливає, що ЧКФ є перетворенням Фур'є квадрата огинаючої сигналу.

Вона не залежить від фазової структури сигналу, а визначається тільки квадратом модулю його огинаючої. Наприклад, для простого сигналу (рис. 1.8,а) та для ФМ ШПС (рис. 1.9,а) квадрат огинаючої дорівнює 1 (рис. 1.11,а). Тому ЧКФ сигналів, зображених на рис. 1.8,а і 1.9,а, однакова і записується у вигляді

$$R(\Omega) = (\sin \Omega T/2) / (\Omega T/2). \quad (1.30)$$

Вона зображена на рис. 1.11,б. Нулі слідує з інтервалом $2\pi/T$.

Максимум і симетрія кореляційних функцій. В цілому функції (1.18), (1.20), ..., (1.24), (1.29) називаються як було зазначено раніше, кореляційними функціями. Відомо, що максимум КФ має місце лише при $j=k$, $\tau=0$, $\Omega=0$, тобто тільки в центрі ФН (або АКФ і ЧКФ). Максимум

$$R_j(0, 0) = R_k(0, 0) = 1, \quad (1.31)$$

що аналогічно (1.21), а $|R_{jk}(\tau, \Omega)|_{j \neq k} < 1$, $|R(\tau, \Omega)|_{\tau \neq 0} < 1$.

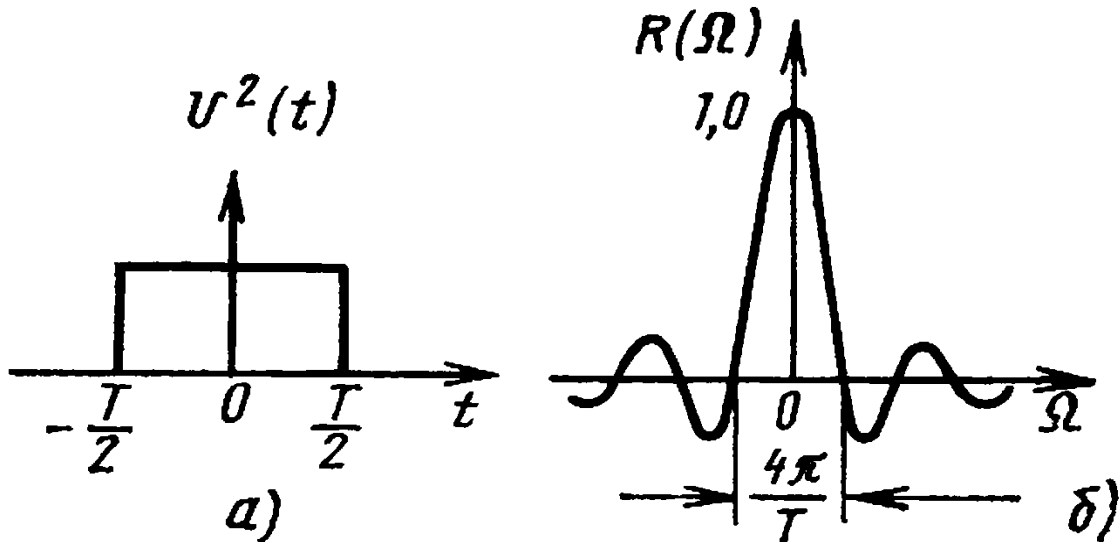


Рисунок 1.11 – Квадрат огибаючої ФМ (а) сигналу і його ЧКФ (б)

Властивість симетрії КФ полягає в тому, що

$$R_{jk}(-\tau, -\Omega) = \dot{R}_{jk}(\tau, \Omega) e^{i\Omega\tau} \quad (1.32)$$

З (1.32) випливає, що

$$|R_{jk}(-\tau, -\Omega)| = |R_{jk}(\tau, \Omega)|, \quad |R_j(-\tau, -\Omega)| = |R_j(\tau, \Omega)|, \quad (1.33)$$

$$R_j(-\tau) = \dot{R}_j(\tau), \quad R_j(-\Omega) = \dot{R}_j(\Omega). \quad (1.34)$$

1.1.4 Основні типи шумоподібних сигналів

Частотно-модульовані (ЧМ) сигнали є безперервними сигналами, частота яких змінюється за заданим законом. На рис. 1.12,а зображено ЧМ сигнал, частота якого змінюється за V-образним законом від $f_0 - F/2$ до $f_0 + F/2$ де f_0 – центральна (несуча) частота сигналу, F – ширина спектру, що у свою чергу дорівнює девіації частоти $F = \Delta f_d$. Тривалість сигналу дорівнює T . На рис. 1.12,б представлена частотно-часова (f, t) – площина, на якій штрихуванням

наближено зображено розподіл енергії ЧМ сигналу за частотою і за часом. База ЧМ сигналу по визначенню (1.1) [1-4]

$$B = FT = \Delta f_{\pi} T. \quad (1.35)$$

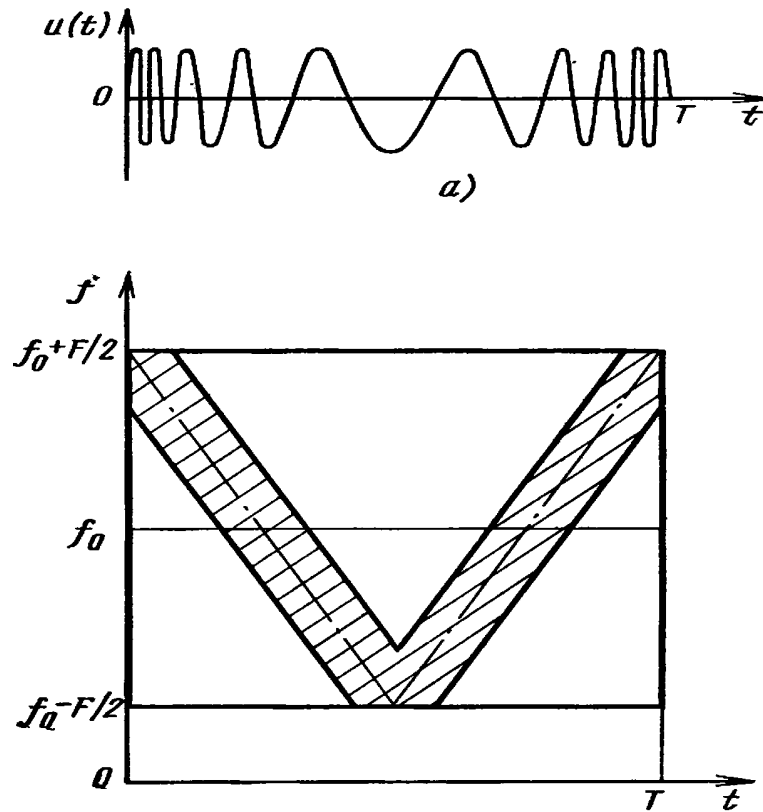


Рисунок 1.12 – Частотно-модульований сигнал і частотно-часова площа

Частотно-модульовані сигнали знайшли широке застосування в радіолокаційних системах, оскільки для конкретного ЧМ сигналу можна створити узгоджений фільтр на приладах з поверхневими акустичними хвилями (ПАХ). У системах зв'язку необхідно мати безліч сигналів. При цьому необхідність швидкої зміни сигналів і перемикання апаратури формування й обробки призводять до того, що закон зміни частоти стає дискретним. При цьому від ЧМ сигналів переходять до дискретним частотним (ДЧ) сигналам.

Багаточастотні (БЧ) сигнали (рис. 1.13,а) є сумою N гармонік $u_1(t) \dots u_N(t)$, амплітуди і фази яких визначаються відповідно до законів формування сигналів. На частотно-часовій площині (рис. 1.13,б) штрихуванням виділено розподіл енергії одного елементу (гармоніки) БЧ сигналу на частоті f_k . Усі

елементи (усі гармоніки) повністю перекривають виділений квадрат зі сторонами F і T . База сигналу B дорівнює площі квадрату. Ширина спектру $F \approx 1/T$. Тому база БЧ сигналу

$$B = FT = F/F_0 = N, \quad (1.36)$$

тобто збігається з числом гармонік.

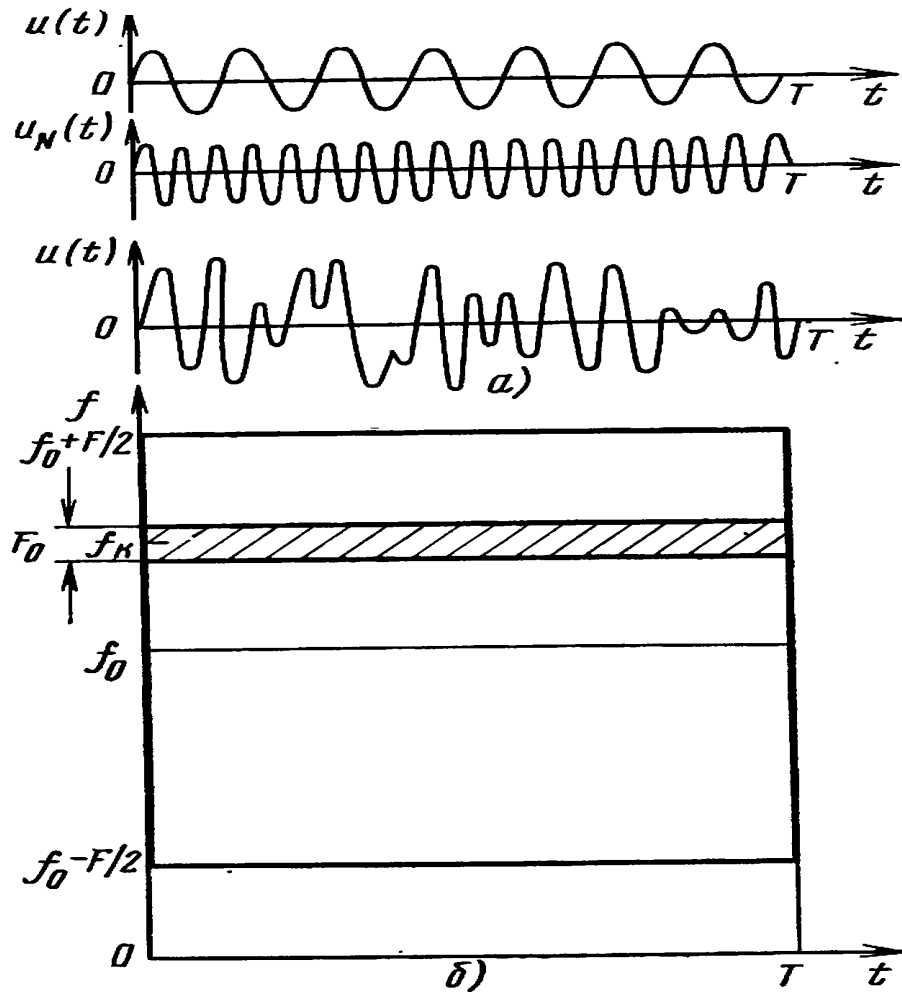


Рисунок 1.13 – Багаточастотний сигнал (а) і частотно-часова площа (б)

БЧ сигнали є безперервними і для їх формування й обробки важко пристосувати методи цифрової техніки. Крім цього недоліку, вони мають також наступні: а) у них поганий пік-фактор (див. рис. 1.13,а); б) для отримання великої бази B необхідно мати велике число частотних каналів N .

Фазоманіпульовані (ФМ) сигнали представляють послідовність радіоімпульсів, фази яких змінюються за заданим законом. Зазвичай фаза приймає два значення (0 або π). При цьому радіочастотному ФМ сигналу відповідає відео- ФМ сигнал (рис. 1.14,а), що складається з позитивних і негативних імпульсів. Якщо число імпульсів N , то тривалість одного імпульсу дорівнює $\tau_0 = T/N$, а ширина його спектру дорівнює приблизно ширині спектру сигналу $F_0 = 1/\tau_0 = N/T$. На частотно-часовій площині (рис. 1.14,б) штрихуванням виділено розподіл енергії одного елемента (імпульсу) ФМ сигналу. Усі елементи перекривають виділений квадрат зі сторонами F і T . База ФМ сигналу

$$B = FT = T/\tau_0 = N, \quad (1.37)$$

тобто дорівнює числу імпульсів в сигналі.

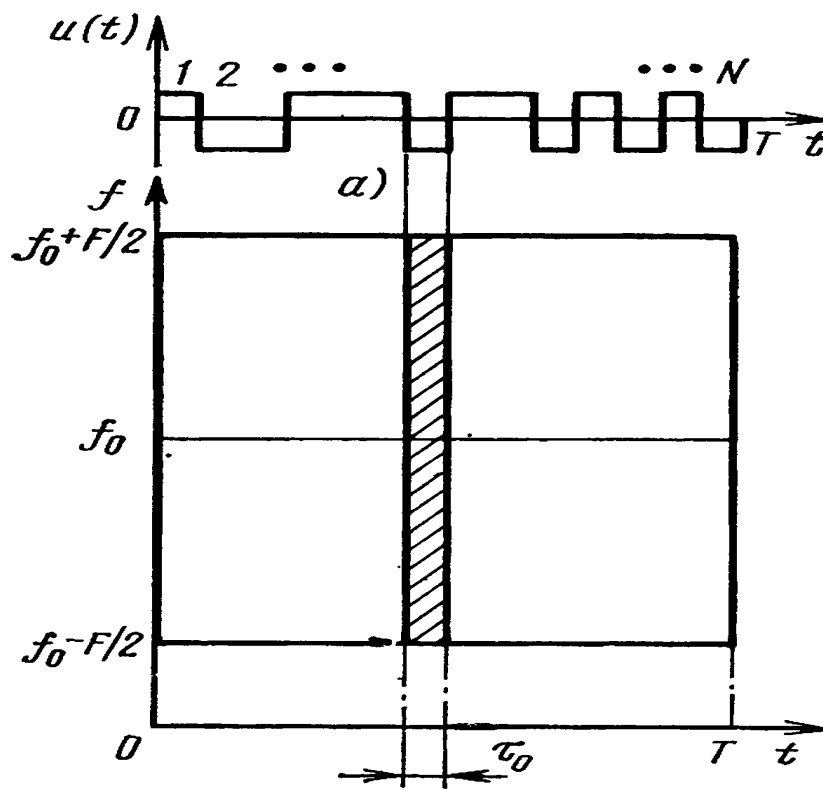


Рисунок 1.14 – Фазоманіпульований сигнал (сигнал з кодовою фазовою модуляцією) (а) і частотно-часова площина (б)

Можливість застосування ФМ сигналів в якості ШПС з базами $B = 10^4 \dots 10^6$ обмежена в основному апаратурою обробки. При використанні

узгоджених фільтрів у вигляді приладів на ПАХ можливий оптимальний прийом ФМ сигналів з максимальними базами $V_{\max}=1000\dots2000$. Сигнали, які оброблюються такими фільтрами, мають широкі спектри (порядку 10...20 МГц) і відносно короткі тривалості (50...100 мкс). Обробка ФМ сигналів за допомогою відеочастотних ліній затримки при перенесенні спектру сигналів в область відеочастот дозволяє отримувати бази $V=100$ при $F\approx 1$ МГц, $T=100$ мкс.

Слід зазначити, що ФМ сигнали з великими базами доцільно обробляти за допомогою кореляторів. При цьому $V=4\cdot 10^4$ представляється граничною. Але при використанні кореляторів необхідно у першу чергу вирішити питання про прискорене входження в синхронізм.

Оскільки ФМ сигнали дозволяють широко використовувати цифрові методи та техніку формування й обробки, і можна реалізувати такі сигнали з відносно великими базами, то тому ФМ сигнали є одним з перспективних видів ШПС.

Дискретні частотні (ДЧ) сигнали представляють послідовність радіоімпульсів (рис. 1.15,а), несучі частоти яких змінюються за заданим законом. Нехай число імпульсів в ДЧ сигналі дорівнює M , тривалість імпульсу дорівнює $T_0=T/M$, його ширина спектру $F_0=1/T_0=M/T$. Над кожним імпульсом (рис. 1.15,а) зазначена його несуча частота. На частотно-часовій площині (рис. 1.15,б) штрихуванням виділені квадрати, в яких розподілена енергія імпульсів ДЧ сигналу. Як видно з рис. 1.15,б енергія ДЧ сигналу розподілена нерівномірно на частотно-часовій площині.

База ДЧ сигналів

$$V = FT = MF_0 \cdot MT_0 = M^2 F_0 T_0 = M^2, \quad (1.38)$$

оскільки база імпульсу $F_0 T_0=1$. З (1.38) випливає основна перевага ДЧ сигналів для отримання необхідної бази V – число каналів $M = \sqrt{V}$, тобто значно менше, ніж для БЧ сигналів. Саме ця обставина й зумовила увагу до таких сигналів і їх застосування в системах зв'язку.

Разом з тим, для великих баз $B=10^4 \dots 10^6$ використовувати тільки ДЧ сигнали недоцільно, оскільки число частотних каналів $M=10^2 \dots 10^3$, що представляється надмірно великим.

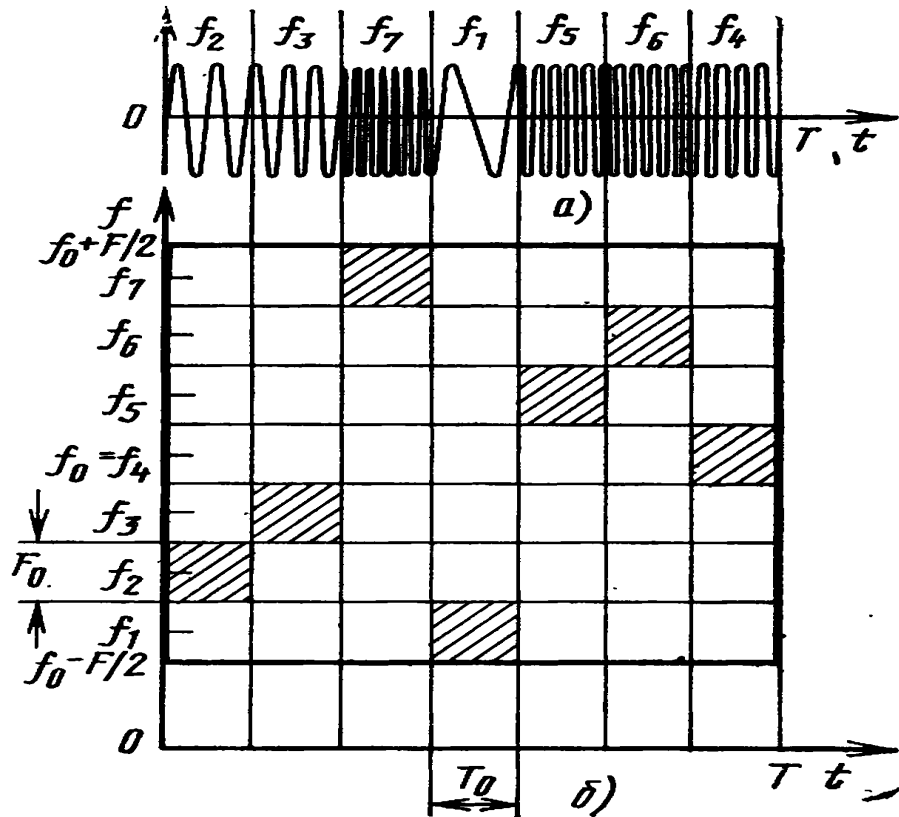


Рисунок 1.15 – Дискретний частотний сигнал (сигнал з кодовою частотною модуляцією) (а) і частотно-часова площина (б)

Дискретні складові частотні (ДСЧ) сигнали є ДЧ сигналами, у яких кожен імпульс замінений шумоподібним сигналом. На рис. 1.16,а зображено відеочастотний ФМ сигнал, окремі частини якого передаються на різних несучих частотах. Номери частот вказані над ФМ сигналом. На рис. 1.16,б зображена частотно-часова площина, на якій штрихуванням виділено розподіл енергії ДСЧ сигналу. Рис. 1.16,б по структурі не відрізняється від рис. 1.15,б, але для рис. 1.16,б площа дорівнює числу імпульсів ФМ сигналу в одному частотному елементі ДСЧ сигналу. База ДСЧ сигналу

$$B = FT = M^2 F_0 T_0 = N_0 M^2. \quad (1.39)$$

Число імпульсів повного ФМ сигналу

$$N = N_0 M.$$

(1.40)

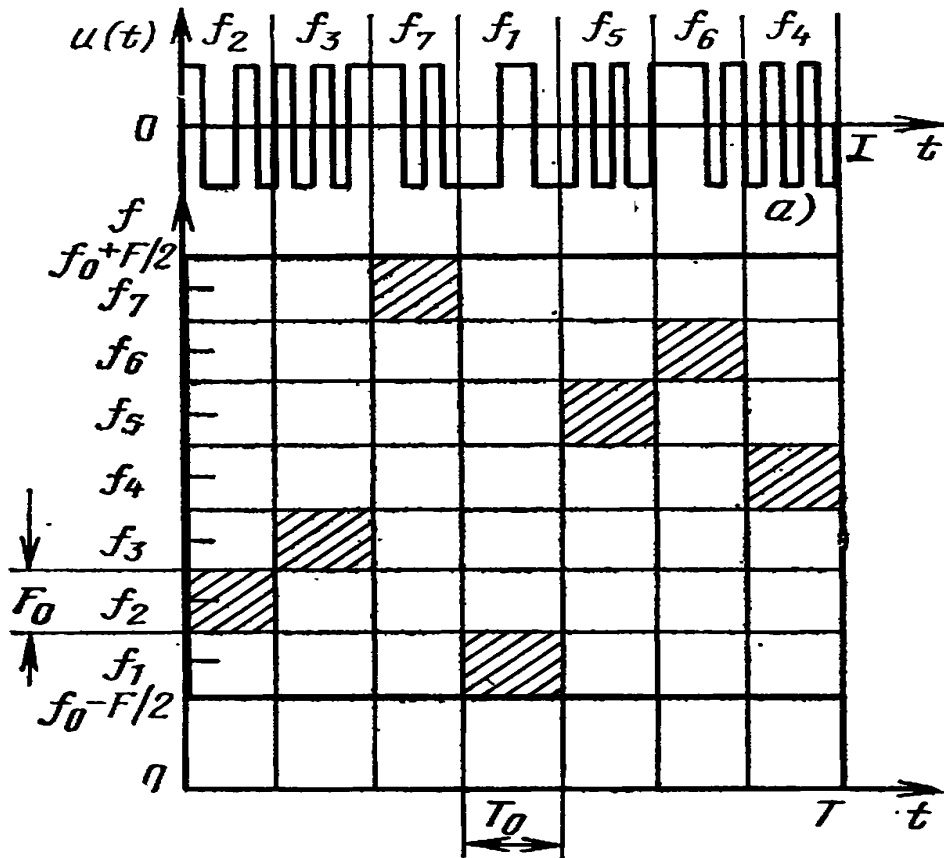


Рисунок 1.16 – Дискретний складовий частотний сигнал з фазовою маніпуляцією ДСЧ-ФМ (а) і частотно-часова площина (б)

Зображений на рис. 1.16 ДСЧ сигнал містить в якості елементів ФМ сигнали. Тому такий сигнал скорочено називають ДСЧ-ФМ. Як елементи ДСЧ сигналу можна взяти ДЧ сигнали. Розподіл енергії такого сигналу на частотно-часовій площині зображено на рис. 1.17.

Якщо база елемента ДЧ сигналу

$$B_0 = F_0 T_0 = M_0^2, \quad (1.41)$$

то база всього сигналу

$$B = M_0^2 M^2. \quad (1.42)$$

Такий сигнал скорочено позначають ДСЧ-ФМ. Число частотних каналів в ДСЧ-ФМ сигналі дорівнює $M_0 M$. Якщо ДЧ сигнал (рис. 1.15) і ДСЧ-ФМ сигнал мають рівні бази, то вони мають й однакове число частотних каналів. Тому

особливих переваг ДСЧ-ФМ сигнал перед ДЧ сигналом не має. Але принципи побудови ДСЧ-ЧМ сигналу можуть виявитися корисними при побудові великих систем ДЧ сигналів.

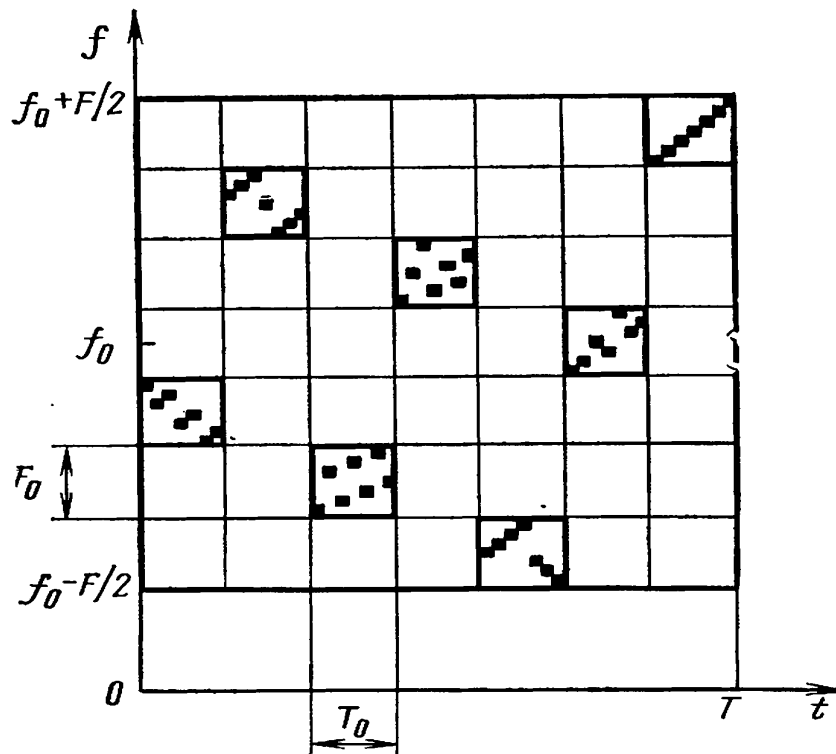


Рисунок 1.16 – Частотно-часова площина дискретного складеного сигналу з частотною маніпуляцією ДСЧ-ФМ

Таким чином, найбільш перспективними ШСС для систем зв'язку є ФМ, ДЧ, ДСЧ-ФМ сигнали [1-4].

1.2 Існуючі способи придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій

В даний час відомі два основних способи придушення (мінімізації) бокових пелюсток АКФ. Перший спосіб полягає у вирішенні математичної задачі синтезу ШСС з мінімальним рівнем бокових пелюсток їх АКФ за обраним критерієм з наступною побудовою за відомими правилами узгоджених з ними фільтрів [2, 3].

Сутність першого способу полягає у використанні мінімакських ФМ сигналів – таких ФМ сигналів, у яких максимальні бокові піки АКФ мінімальні [2]. На рис. 1.17 представлена залежність максимальних бокових піків АКФ мінімакських сигналів від довжини послідовності. Причому мінімакські ФМ сигнали, отримані як на основі символів Лежандру і споріднених з ними, так й за допомогою різних методів синтезу. На рис. 1.17 N – довжина відповідного сигналу, V – максимальний ненормований боковий пік АКФ. Боковий пік $V=R_{\max}N$. Відповідно $R_{\max}=V/N$. Як випливає з рис. 1.17, максимальні піки мінімакських сигналів менше $0,9 N^{1/2}$.

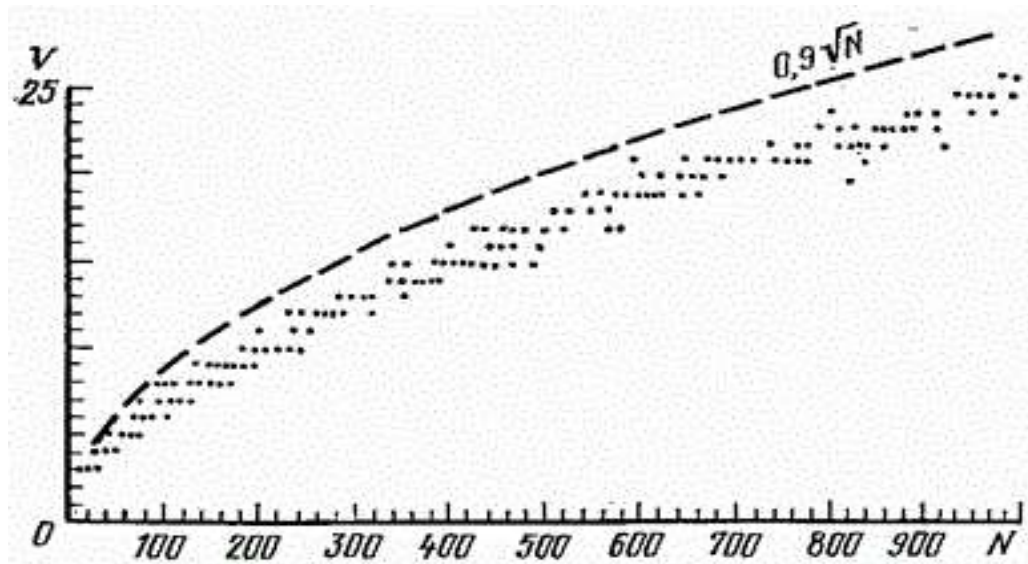


Рисунок 1.17 – Залежність максимальних піків АКФ мінімакських ФМ сигналів від довжини послідовності

Відомі мінімакські сигнали мають максимальні бокові піки порядку $(0,6\dots0,9)N^{1/2}$, що близько до середньоквадратичного значення для випадкових сигналів. Якщо покласти, що максимальні піки АКФ випадкових сигналів не перевищують потроєного середньоквадратичного значення, то у мінімакських сигналів бокові піки в $2,1\dots3,5$ рази менше, ніж у випадкових.

Істотним недоліком такого способу [2] є відсутність регулярних алгоритмів синтезу великих систем (ансамблів) сигналів з числом позицій (базою) $N>10^3$ із заданими кореляційними властивостями, зокрема з мінімально

допустимим рівнем бокових пелюсток їх АКФ, що потрібно в сучасних радіотехнічних системах (РТС) різного функціонального призначення.

Сутність другого способу [3] придушення бокових пелюсток АКФ, в змістовну частину якого вписується запропонований в розділі 2 підхід, полягає у відповідній корекції фільтрів, спочатку узгоджених з відповідними вхідними сигналами, що дозволяє зменшити рівень бокових пелюсток вихідних сигналів скоригованих фільтрів [1]. При цьому отримані (скориговані) фільтри вже не є узгодженими з початковими вхідними сигналами, а отже, не є оптимальними на тлі білого шуму, що одночасно зі зменшенням бокових пелюсток призводить до відповідного зниження відношення сигнал-шум в моменти основних піків їх вихідних сигналів. Слід зауважити, що вихідні сигнали скоригованих фільтрів вже не є АКФ їх вхідних сигналів, а є взаємкореляційними функціями між початковими вхідними сигналами і імпульсними характеристиками скоригованих фільтрів.

Таким чином, в даному способі основним завданням є забезпечення найкращого обміну між необхідним зменшенням рівня бокових пелюсток АКФ і допустимим зниженням відношення сигнал-шум в момент інформаційного відліку (основного піку вихідного сигналу).

Відомо, що результатом оптимального вирішення даного завдання є «вирівнювання» амплітудно-частотного спектру (АЧС) вихідного сигналу за допомогою синтезованого коригуючого фільтру, частотна характеристика якого з точністю до постійного множника повинна бути обернено пропорційною (інверсною) спектру вхідного сигналу [1].

Очевидно, що чим більше проявляється нерівномірність АЧС вхідного сигналу, тим більше втрати у відношенні сигнал-шум на виході фільтру. При цьому якщо спектр вхідного сигналу в деякому інтервалі частот (або на окремих частотах) має мізерно малі значення, що характерно, наприклад, для бінарних фазоманіпульованих сигналів, то коефіцієнт передачі коригуючого фільтру на цих частотах повинен мати досить великі значення (викиди).

У зв'язку з цим істотним недоліком даного способу є різке зниження завадостійкості відповідної РТС в умовах зосереджених по спектру завад при збігу їх частот з частотами викидів коефіцієнта передачі коригуючого фільтра. Крім цього, недоліком даного способу є погіршення взаємкореляційних властивостей системи (множини) сигналів при такій їх обробці, оскільки частотні спектри будь-якої початкової системи сигналів, як правило, розрізняються і певна підмножина сигналів цієї системи може мати значну спектральну щільність на частотах викидів коефіцієнтів передачі коригувальних фільтрів для інших сигналів. Очевидно, що дана обставина призводить до зменшення обсягу системи початкових сигналів, оскільки з неї повинні бути виключені сигнали, що дають значні викиди ВКФ на виході відповідного коригуючого фільтра. Крім того, реалізація (синтез) фільтра зі значними викидами його коефіцієнта передачі на окремих частотах в межах смуги пропускання є вельми складним технічним завданням. Якщо спектральна щільність вхідного сигналу на окремих частотах буде дорівнює нулю, то відповідний фільтр виявиться фізично нереалізованим, оскільки його коефіцієнт передачі на даних частотах має дорівнювати нескінченності.

Найбільш близьким до пропонованого є спосіб придушення бокових пелюсток АКФ, в якому спочатку здійснюють узгоджену фільтрацію сигналу в відповідному узгодженому фільтрі, а після чого здійснюють вагову обробку частотного спектру його вихідного сигналу за допомогою згладжуваного (коригуючого) фільтра [4, 5].

Вихідний ефект узгодженого фільтра залежить не тільки від амплітудно-частотного спектру вхідного сигналу $|g(f)|$, й не залежить від його фазочастотного спектру $\arg g(f)$. Дійсно, з точністю до неіснуючого множника $A_0 e^{-j2\pi f t_0}$, що характеризує зміну амплітудного масштабу і часову затримку, коефіцієнт передачі фільтра визначається комплексно-зв'язаним значенням спектральної щільності вхідної напруги $g^*(f)$. Спектральна щільність вхідної напруги з точністю до постійного множника виражається, при цьому, не залежним від $\arg g(f)$ дійсним числом

$$q(f)=g(f) g^*(f)=|g(f)|^2, \quad (1.43)$$

що визначає вихідну напругу

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} q(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (1.44)$$

Разом з оптимальним укороченням в роботах [4, 5] розглядається квазіоптимальне, коли комплексний коефіцієнт передачі фільтру, що вкорочує, визначається добутком $g^*(f) \eta(f)$.

Передбачається, що $\eta(f)$ впливає на амплітудно-частотну характеристику, а величина $\arg \eta(f)$ з точністю до лінійної функції частоти $-2\pi ft_\eta + \text{const}$ практично дорівнює нулю. Форма вихідного колювання і в цьому випадку визначається виразом (1.44), де $q(f)=|g(f)|^2|\eta(f)|$ – дійсна функція, що не залежить від фазочастотного спектру вхідного сигналу.

Ширина спектру $q(f)$ впливає на тривалість вихідного сигналу. Чим ширше спектр, тим менше тривалість сигналу. Форма спектру істотно впливає на основну пелюстку вихідного відгуку і рівень бокових пелюсток (остатків) [4]. Для прямокутної форми спектру $|g(f)|$ і $q(f)$ залишки відповідають часовій залежності вигляду $\sin x/x$; максимальний рівень бокової пелюстки становить $2/3\pi \approx 0,21$. Для дзвонової форми спектру бокові пелюстки вихідного імпульсу в часовій області відсутні. С точки зору дозволу двох близько розташованих цілей, зокрема, спостереження слабкої цілі на фоні більш інтенсивної, бокові пелюстки небажані. Тому критерій зниження рівня бокових пелюсток є найважливішим при виборі $|g(f)|$ і $\eta(f)$.

В деяких випадках можуть представляти інтерес й інші критерії [4]:

- мінімум потужності пасивної завади при заданій абсолютній полосі частот;
- мінімум ефективної тривалості вихідного радіоімпульсу при заданій абсолютній полосі частот;
- мінімум тієї ж ефективної тривалості, але при заданій ефективній полосі частот.

В роботі [4] було розглянуто три випадки оптимізації спектральних розподілів у відповідності до сформульованих критеріїв.

На рис. 1.18 показано амплітудно-частотні спектри вхідного $|g(f)|$ і вихідного $q(f)$ сигналів оптимального фільтру, які забезпечують мінімум ефективної тривалості вихідного імпульсу при заданій абсолютній ширині спектру Π .

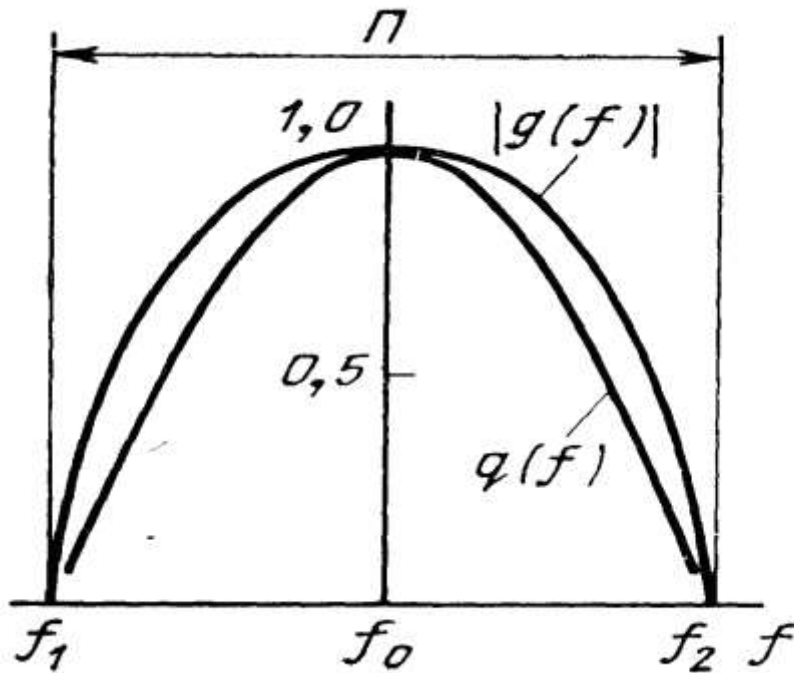


Рисунок 1.18 – Амплітудно-частотні спектри вхідного $|g(f)|$ і вихідного $q(f)$ сигналів оптимального фільтру, які забезпечують мінімум ефективної тривалості вихідного імпульсу при заданій абсолютній ширині спектру Π

На рис. 1.19 показана огинаюча вихідного імпульсу оптимального фільтру при сигналі з амплітудно-частотним спектром $|g(f)|$, що відповідає рис. 1.18.

В результаті аналізу, проведеного в роботі [4], обґрунтовані міркування щодо вибору амплітудно-частотного спектру.

1. Якщо задана абсолютна полоса частот $\Pi=f_2-f_1$ сигналу, то найбільше ослаблення пасивної завади за рахунок дозволу за дальністю забезпечується при узгодженій фільтрації в разі прямокутної форми амплітудно-частотного

спектру. Оскільки укорочений імпульс має повільно убуваючі бокові пелюстки, його ефективна тривалість обертається в нескінченність.

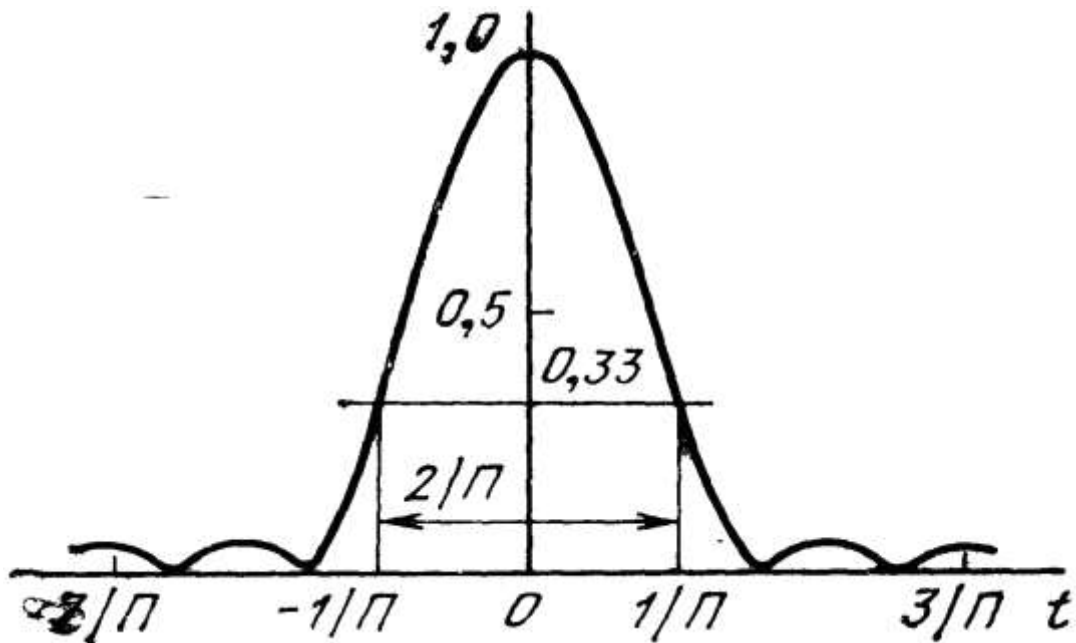


Рисунок 1.19 – Огинаюча вихідного імпульсу оптимального фільтру при сигналі з амплітудно-частотним спектром $|g(f)|$

2. Найменша ефективна тривалість τ_e сигналу на виході узгодженого фільтру при заданій абсолютній полосі частот $\Pi = f_2 - f_1$ буде при амплітудно-частотному спектрі виду

$$g(f) = \sqrt{\sin[\pi(f_2 - f_1)] / \Pi}. \quad (1.45)$$

У зв'язку зі зкругленням амплітудно-частотного спектру рівень бокових пелюсток знижується у порівнянні з попереднім випадком з 21 до 7%. Програш по відношенню до пасивної завади невеликий. Відношення потужності сигналу на виході узгодженого фільтру до потужності цієї завади зменшується на

$$\left\{ 1 - \left(\int_0^1 \sin \pi x dx \right)^2 / \int_0^1 \sin^2 \pi x dx \right\} \approx 18 \%. \quad (1.46)$$

3. Якщо задана ефективна полоса частот сигналу на вході узгодженого фільтру Π_e , ефективна тривалість вихідного радіоімпульсу τ_e мінімальна при

дзвонової формі амплітудно-частотних спектрів на вході й виході фільтру. Бокові викиди вихідного сигналу при цьому відсутні.

Поряд з амплітудною структурою вихідного радіоімпульсу становить інтерес і фазова. Якщо комплексна амплітуда $W(t)$ радіоімпульсу є дійсною функцією часу, останній не модульований по фазі. Це бажано, наприклад, при поєднанні укорочення з когерентною технікою. Амплітудно-частотний спектр вихідного радіоімпульсу

$$q(f) = \int_{-\infty}^{\infty} [W(t) e^{j2\pi f_0 t}] e^{-j2\pi f t} dt \quad (1.47)$$

симетричний при цьому відносно несучої: $q(f_0+F) = q(f_0-F)$.

В роботі [4] було простежено вплив округлення на форму огинаючої вихідного сигналу і рівень бокових пелюсток. Для вивчення цього впливу було введено поняття апроксимації спектру, яка при різних значеннях параметрів зводиться до найбільш характерних: прямокутної, дзвонової і виду $\sin x/x$.

На рис. 1.20 і 1.21 показані сімейства кривих $q(f)$ і $W(t)$. Бокові пелюстки (рис. 1.21) при цьому не подавляються ($\mu=1$). Вони починають подавлятися при кінцевих значеннях γ по мірі росту коефіцієнта μ . Цьому відповідає округлення спектру на рис. 1.20.

Аналогічно кривим рис. 1.20 для амплітудно-частотного спектру вихідного сигналу $q(f)$ на рис. 1.22 побудовані криві амплітудно-частотного спектру $|g(f)|$ вхідного сигналу при узгодженій фільтрації, коли $q(f) = |g(f)|^2$. Відповідні криві на рис. 1.20-1.22 характеризуються одним й тим же значенням параметру μ .

Зіставлення кривих на рис. 1.21 і 1.22 можна простежити зниження рівня бокових пелюсток укороченого радіоімпульсу по мірі зміни форми амплітудно-частотного спектру вхідного коливання від прямокутної до дзвонової. Огинаюча амплітуди коливань укороченого радіоімпульсу змінюється при цьому від $\sin x/x$ до дзвонової.

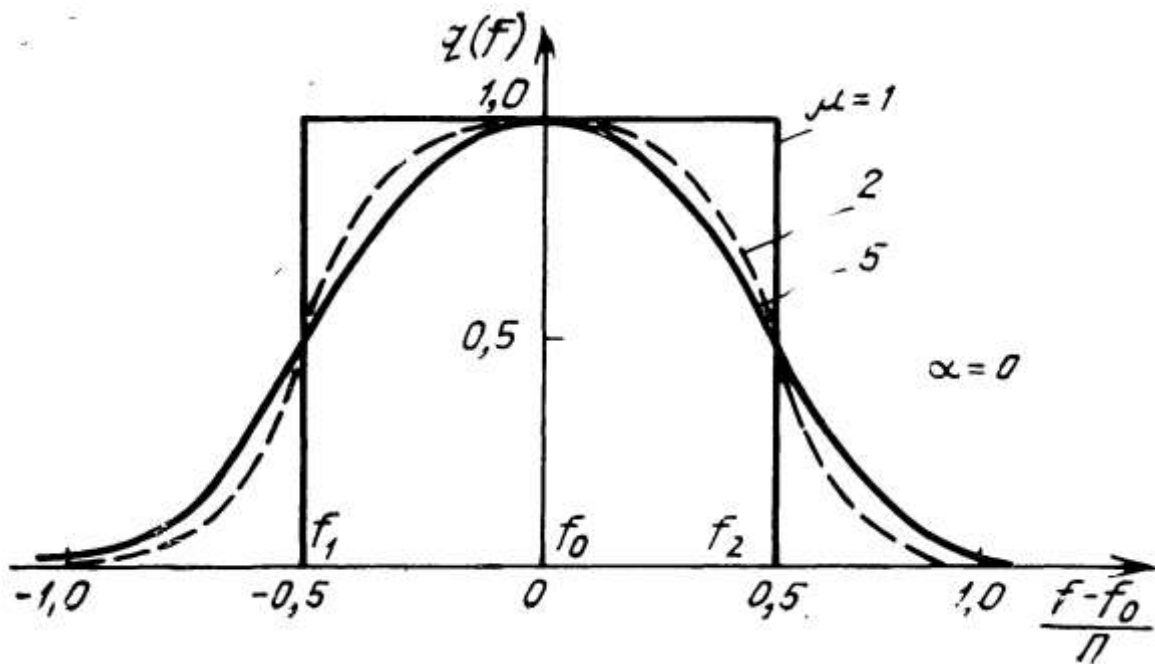


Рисунок 1.20 – Апроксимації амплітудно-частотного спектру сигналу на виході фільтру, проміжні між прямокутною і дзвоноюю

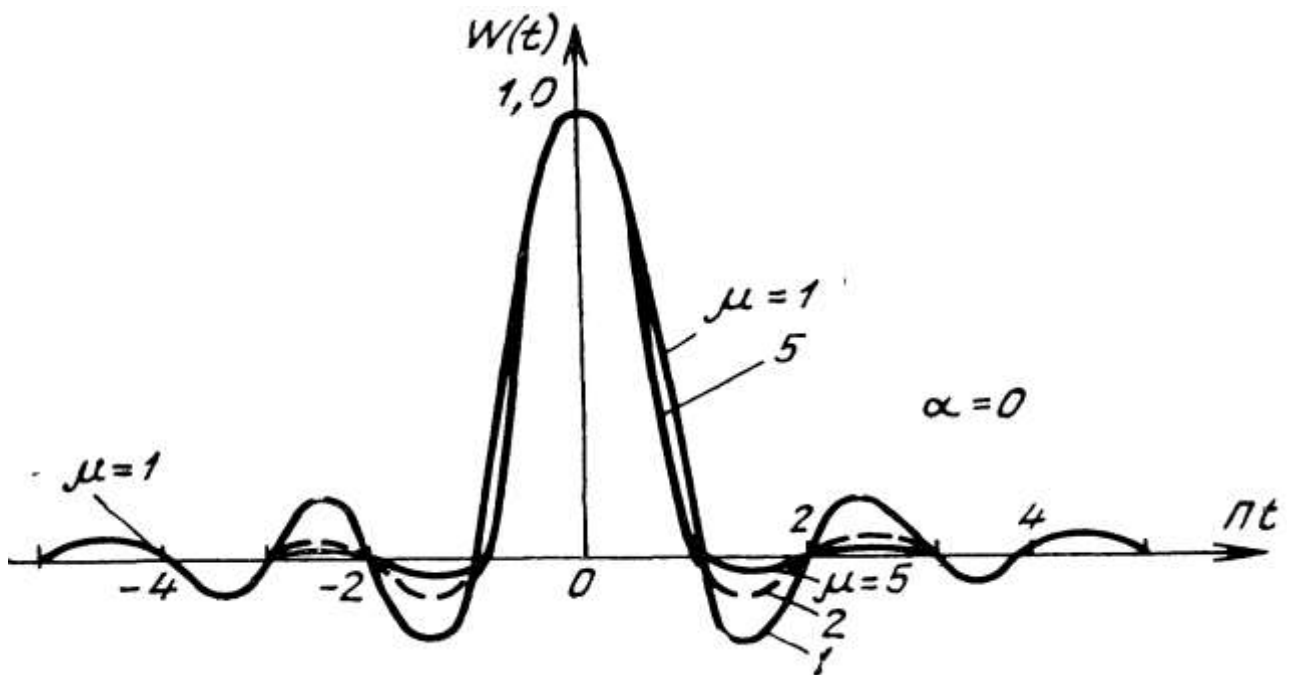


Рисунок 1.21 – Форма огинаючої стиснутого імпульсу при апроксимаціях амплітудно-частотного спектру вхідного сигналу

Дзвонова форма огинаючої не є єдиною без бокових пелюсток. Такий же ефект можна отримати при наближенні вихідного спектру до $\sin x/x$ або до

$\sin^2 x/x^2$. Зміну вихідного спектру у першому випадку можна прослідити, використовуючи апроксимацію спектру.

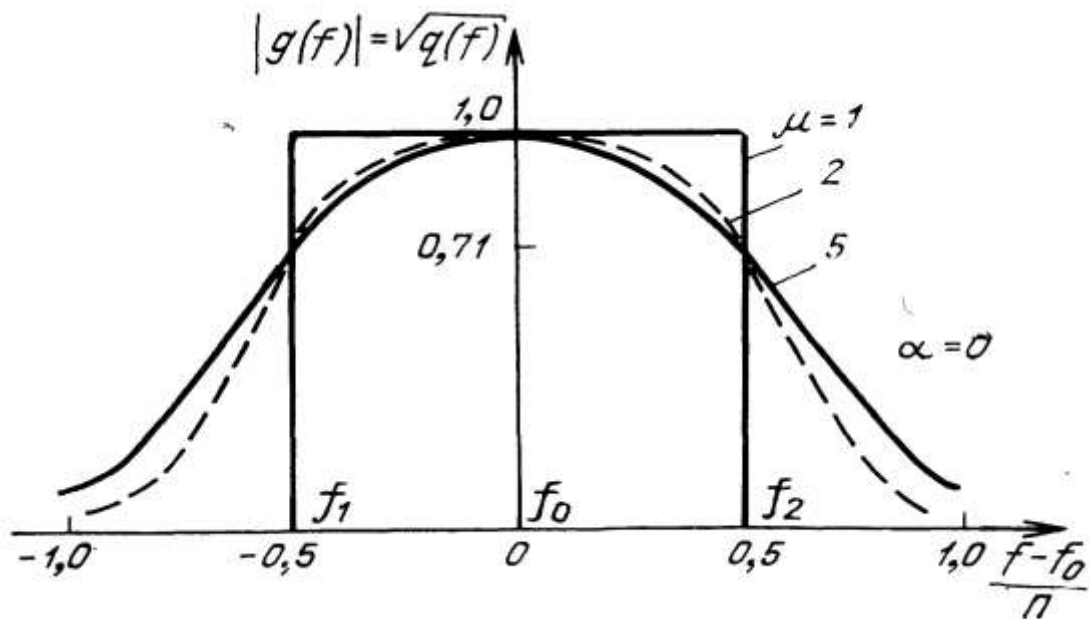


Рисунок 1.22 – Апроксимації амплітудно-частотного спектру на вході оптимального фільтру, що відповідають рис. 1.20

Спосіб придушення бокових пелюсток АКФ [4, 5] не має недоліків, властивих оптимальній інверсній частотній фільтрації вхідного сигналу. Однак у зв'язку з відхиленням, обробки сигналу, що використовується в ньому, від оптимальної, недоліком його є значне зниження відношення сигнал-шум по моменту основного піку вихідного сигналу і збільшення його тривалості при забезпеченні необхідного придушення бокових пелюсток АКФ ШПС з істотно нерівномірними їх АЧС.

У цьому випадку для підвищення відношення сигнал-шум і зменшення тривалості вихідних сигналів необхідно збільшувати енергетичні та частотно-часові ресурси відповідного радіоканалу. При цьому характерною особливістю відомих способів є пропорційне придушення усіх (без винятку) бокових пелюсток АКФ, у чому, очевидно, немає практичної необхідності, оскільки негативний вплив на функціонування відповідної РТС надають тільки найбільш інтенсивні бокові пелюстки. Придушення усіх бокових пелюсток АКФ

призводить до неефективного використання як енергетичних, так і частотно-часових ресурсів каналу зв'язку.

1.3 Висновок. Постановка задачі

В розділі проаналізовано основні типи та властивості шумоподібних сигналів. Встановлено, що найбільш перспективними широкосмуговими сигналами для систем зв'язку є фазоманіпульовані сигнали. Встановлено, що наявність в радіоканалах так званих сигналів, що заважають, обумовлює актуальність проблеми мінімізації бокових пелюсток автокореляційних функцій широкосмугових сигналів.

В розділі проаналізовано відомі способи придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій. Перший спосіб полягає у вирішенні математичної задачі синтезу ШСС з мінімальним рівнем бокових пелюсток їх АКФ за обраним критерієм з наступною побудовою за відомими правилами узгоджених з ними фільтрів. Істотним недоліком такого способу є відсутність регулярних алгоритмів синтезу великих систем (ансамблів) сигналів з числом позицій (базою) $N > 10^3$ із заданими кореляційними властивостями, зокрема з мінімально допустимим рівнем бокових пелюсток їх АКФ, що потрібно в сучасних радіотехнічних системах різного функціонального призначення.

Сутність другого способу придушення бокових пелюсток АКФ полягає в відповідній корекції фільтрів, спочатку узгоджених з відповідними вхідними сигналами, що дозволяє зменшити рівень бокових пелюсток вихідних сигналів скоригованих фільтрів. Істотним недоліком даного способу є різке зниження завадостійкості відповідної РТС в умовах зосереджених по спектру завад при збізі їх частот з частотами викидів коефіцієнта передачі коригуючого фільтру. Крім цього, недоліком даного способу є погіршення взаємокореляційних властивостей системи сигналів, що призводить до зменшення обсягу системи

початкових сигналів, оскільки з неї повинні бути виключені сигнали, які дають значні викиди ВКФ на виході відповідного коригуючого фільтру. Крім того, реалізація фільтру зі значними викидами його коефіцієнта передачі на окремих частотах в межах смуги пропускання є вельми складним технічним завданням.

Найбільш близьким до запропонованого є спосіб придушення бокових пелюсток АКФ, в якому спочатку здійснюють узгоджену фільтрацію сигналу в відповідному узгодженому фільтрі, а після чого здійснюють вагову обробку частотного спектру його вихідного сигналу за допомогою згладжуваного (коригуючого) фільтру. Встановлено, що цей спосіб не має недоліків, властивих оптимальній інверсній частотній фільтрації вхідного сигналу. Однак у зв'язку з відхиленням, обробки сигналу, що використовується в ньому, від оптимальної, недоліком його є значне зниження відношення сигнал-шум по моменту основного піку вихідного сигналу і збільшення його тривалості при забезпеченні необхідного придушення бокових пелюсток АКФ ШПС з істотно нерівномірними їх АЧС.

Встановлено, що характерною особливістю відомих способів є пропорційне придушення усіх (без винятку) бокових пелюсток АКФ, у чому, очевидно, немає практичної необхідності, оскільки негативний вплив на функціонування відповідної РТС надають тільки найбільш інтенсивні бокові пелюстки. Придушення усіх бокових пелюсток АКФ призводить до неефективного використання як енергетичних, так і частотно-часових ресурсів каналу зв'язку.

Таким чином, для усунення недоліків відомих способів придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій необхідно:

- розробити підхід до придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів з підвищенням відношення сигнал-шум за основним піком АКФ;
- оцінити ефективність розробленого підходу.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Розроблення підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів

Розроблений підхід відноситься до техніки обробки шумоподібних (складних широкосмугових) сигналів, що забезпечує локальне (селективне) придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток їх автокореляційних функцій, що представляють собою вихідні сигнали відповідних узгоджених фільтрів, та може бути використаний в радіолокаційних і радіонавігаційних системах, а також в системах зв'язку, що використовують ШСС в якості інформаційних сигналів.

Технічний результат полягає в підвищенні відношення сигнал-шум за основним піком АКФ на тлі білого шуму при одночасному забезпеченні необхідного придушення бокових пелюсток АКФ ШСС.

Даний технічний результат досягається за рахунок використання локального (виборчого) придушення тільки найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ до необхідного рівня із збереженням незмінної її форми в інші проміжки часу. При цьому отримана (зважена) АКФ буде максимально наближена до початкової АКФ, що представляє собою вихідний сигнал фільтру, узгодженого з початковим сигналом.

Принцип забезпечення максимальної близькості між необхідною (бажаною) і початковою АКФ покладено в основу реалізації запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток.

Для чого, як і у відомому способі придушення бокових пелюсток АКФ ШСС, здійснюють узгоджену фільтрацію відповідного сигналу і формують його вихідну АКФ, що представляє собою вихідний сигнал узгодженого фільтру. Потім реалізують ітераційний процес, який полягає в тому, що на першому ітераційному кроці по вихідній АКФ визначають моменти часу і амплітуди найбільш інтенсивних її бокових пелюсток, на основі чого формують

відповідну часову вагову функцію, на яку множать вихідну АКФ. Далі за допомогою перетворення Фур'є обчислюють частотний спектр отриманого сигналу, що представляє собою зважену АКФ, який ділять на квадрат модулю частотного спектра вхідного сигналу. За отриманою таким чином частотною характеристикою відомим способом синтезують відповідний фізично реалізований коригувальний фільтр, який з'єднують послідовно з вихідним узгодженим фільтром. Якщо при проходженні вхідного сигналу через таке з'єднання фільтрів амплітуди окремих бокових пелюсток перевищать заданий рівень, то здійснюють наступний ітераційний крок відповідно до описаних операцій. Результатом даного ітераційного кроку є синтез нового фізично реалізованого коригуючого фільтру. При цьому в якості АКФ, що підлягає зважуванню, використовують вихідний сигнал послідовного з'єднання узгодженого і коригуючого фільтрів, отриманий на попередньому ітераційному кроці.

Таким чином, запропонований підхід до придушення бокових пелюсток АКФ на відміну від існуючих, по-перше, вирішує протиріччя, що склалося, між необхідністю отримання великої системи багатопозиційних сигналів з необхідним рівнем бокових пелюсток їх АКФ і відсутністю ефективних регулярних алгоритмів синтезу таких систем сигналів. Так, наприклад, відомий регулярний алгоритм синтезу великого обсягу БФМ нелінійних кодових послідовностей, але з незадовільними автокореляційними і взаємокореляційними властивостями за рівнями їх бокових пелюсток [6]. Запропонований спосіб локального (виборчого) придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ дозволяє зменшити їх розміри до необхідних значень зі збереженням незмінного початкового обсягу системи сигналів (кодових послідовностей), чим й вирішується сформульоване раніше протиріччя.

По-друге, оскільки в запропонованому підході на відміну від відомого не передбачено вирівнювання частотних спектрів вихідних сигналів, то при істотно нерівномірних спектрах вхідних сигналів в даному випадку не потрібна

їх інверсна частотна обробка, яка призводить до різких викидів АЧХ відповідних фільтрів. Отже, в запропонованому способі принципово виключається недолік, властивий відомому способу придушення бокових пелюсток [4, 5], що полягає в різкому зниженні завадостійкості відповідної РТС в умовах зосереджених по спектру завад.

Особливістю запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток АКФ з частотних позицій є така перебудова частотних спектрів вихідних сигналів за допомогою відповідних коригуючих фільтрів, при якій придушенню піддаються тільки найбільш інтенсивні бокові пелюстки. При цьому спектри вихідних сигналів, в загальному випадку, є нерівномірними, але з максимальною аперіодичністю зміни спектральної щільності, що є необхідною умовою мінімізації бокових пелюсток АКФ. Причому дана аперіодичність спектрів вихідних сигналів формується автоматично, оскільки є наслідком примусового локального придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток вихідних сигналів і визначає у кінцевому підсумку частотну характеристику відповідного коригуючого фільтру.

Таким чином, запропонований підхід об'єднує в собі позитивні якості відомих підходів вирішення аналогічної задачі при одночасному усуненні (або зменшенні) їх недоліків, та не потребує збільшення енергетичних і частотно-часових ресурсів виділених радіоканалів для відповідних РТС.

Рішення задачі придушення бокових пелюсток в даному підході розглядається в області лінійно-параметричного перетворення сигналів. При цьому, в загальному випадку, необхідно вирішити наступне інтегральне рівняння:

$$R(t) \cdot G(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau, \quad (2.1)$$

де $S(\tau)$ – відомий вхідний сигнал, спочатку узгоджений зі своїм фільтром; $R(t)$ – відома АКФ вхідного сигналу, що представляє собою вихідний сигнал вихідного узгодженого фільтра і підлягає локальному зважуванню по найбільш інтенсивним боковим пелюсткам часової ваговій функції $G(t)$; $h(t-\tau)$ – шукана

результуюча імпульсна характеристика фізично реалізованого фільтру, що представляє собою послідовне з'єднання вихідного (відомого) узгодженого фільтру і шуканого коригуючого фільтру, по якій за допомогою перетворення Фур'є однозначно визначається відповідна частотна характеристика фільтру. При цьому вагову функцію $G(t)$ обирають такою, щоб забезпечити тільки локальне придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ, а на інших ділянках її часової протяжності вона повинна залишатися незмінною.

Таким чином, в якості критерію оптимальності при синтезі шуканого фільтру використовується «пороговий» критерій, сутність якого полягає в тому, що відшукується оптимальна імпульсна (або частотна) характеристика фільтру, при якій максимальні бокові пелюстки АКФ при незмінному вхідному сигналі не перевищують заданого порогового значення.

Такий підхід принципово відрізняє даний спосіб придушення бокових пелюсток від відомих. Якщо $G(t)=1$ на всій протяжності АКФ, то рішення рівняння (2.1) є тривіальним, оскільки в даному випадку шукана імпульсна характеристика фільтру є дзеркальним відображенням відомого вхідного сигналу [7]. Оскільки спільне рішення рівняння (2.1) при довільній ваговій функції $G(t)$ знаходиться в області лінійних перетворень сигналів, то для отримання необхідної АКФ необхідно і досить послідовно з вихідним узгодженим фільтром, що має відому імпульсну характеристику $h_1(t)=S(t_0-t)$, включити додатковий коригувальний фільтр з шуканою імпульсною характеристикою $h_2(t)$. При цьому результуюча (загальна) імпульсна характеристика послідовного з'єднання вихідного узгодженого і коригуючого фільтру буде визначатися часовою згорткою їх імпульсних характеристик:

$$h(z) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(v)h_2(z - v)dv . \quad (2.2)$$

З урахуванням (2.1) і (2.2) результуюче інтегральне рівняння, що підлягає вирішенню, матиме вигляд

$$P(t) = R(t) \cdot G(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau)h_1(v)h_2(t - \tau - v)d\tau dv . \quad (2.3)$$

По суті це лінійно-параметричне завдання, лінійність якого обумовлена пошуком фізично реалізованого фільтру з постійними параметрами, а «параметричність» обумовлена операцією множення АКФ на вагову функцію $G(t)$. При цьому шуканою функцією в рівнянні (2.3) є імпульсна характеристика коригуючого фільтру $h_2(t)$.

Аналіз рівняння (2.3) свідчить, що при довільних вхідних сигналах $S(t)$ і їх АКФ $R(t)$ і вагових функціях $G(t)$, загального аналітичного, фізично реалізованого, його рішення не існує. Тому рішення даного рівняння, в принципі, можливо тільки чисельним методом. Однак дослідження показують, що при складних широкосмугових вхідних сигналах з великими (реальними) значеннями бази $V=10^3 \div 10^5$ обсяг обчислень стає надмірно великим й при цьому не завжди забезпечується необхідна точність у відновленні шуканої функції. Тому рішення даної задачі проводиться в частотній області із застосуванням ітераційної процедури.

Для чого по відомому вхідному сигналу $S_0(t)$ визначається його спектр $S_0(j\omega)$, за яким знаходиться спектр АКФ цього сигналу, що представляє собою вихідний сигнал відповідного узгодженого фільтру:

$$R_0(j\omega) = C_0 S_0^2(\omega) e^{-j\omega t_0}, \quad (2.4)$$

де C_0 – постійний коефіцієнт передачі узгодженого фільтру; t_0 – момент наявності основного піку АКФ, який без втрати спільності вирішення завдань можна покласти рівним нулю.

Шляхом зворотного перетворення Фур'є від виразу (2.4) при $t_0=0$ знаходиться вихідна, нормована по енергії E вхідного сигналу, АКФ:

$$R_0(t) = \frac{C_0}{2\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^2(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.5)$$

Отримана АКФ за допомогою багаторівневого порогового пристрою аналізується на інтервалі своєї часової протяжності з метою визначення моментів наявності і рівнів інтенсивних бокових пелюсток, які підлягають придушенню.

На основі цього аналізу на першому ітераційному кроці формується відповідна часова вагова функція локального (виборчого) придушення зазначених бокових пелюсток, яка залежить від АКФ і в загальному випадку має вигляд

$$G_1(t) = \begin{cases} k_i(t), & t \in [t_{2i-1}, t_{2i}]; \\ 1, & t \notin [t_{2i-1}, t_{2i}], \end{cases} \quad (2.6)$$

де $k_i(t) < 1$ – коефіцієнти придушення бокових пелюсток АКФ у відповідних часових інтервалах; \in – знак належності; $i=1,2,\dots$, – визначається кількістю бокових пелюсток, які придушуються.

Оскільки АКФ $R_0(t)$ є парною функцією, то вагова функція $G_1(t)$ також парна.

Далі на першому ітераційному кроці визначається спектр зваженої АКФ, що є добутком парних функцій (2.5) і (2.6). Шуканий спектр буде дорівнювати згортці спектрів цих функцій:

$$P_1(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_0(x) G_1(\omega - x) dx. \quad (2.7)$$

При цьому спектр вагової функції визначається від неї Фур'є-перетворенням:

$$G_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.8)$$

В результаті частотна характеристика результуючого фільтру, що реалізує необхідну АКФ, при заданому вхідному сигналі з урахуванням (2.4) і (2.7) буде дорівнювати

$$K_1(j\omega) = \frac{P_1(\omega)}{S_0(j\omega)} = \frac{1}{2\pi} \frac{C_0 \int_{-\infty}^{\infty} S_0^2(x) G_1(\omega - x) dx}{S_0(\omega)} e^{j\varphi_0(\omega)}, \quad (2.9)$$

де $\varphi_0(\omega)$ – фазочастотний спектр (ФЧС) вхідного сигналу.

Слід зазначити, що отриманий фільтр узгоджений з сигналом тільки по ФЧС, а по АЧС сигнал і фільтр будуть неузгодженими. Це призведе до

зменшення відношення сигнал-шум на виході отриманого фільтру при білому шумі на вході, що є платою за придушення бокових пелюсток АКФ.

При цьому частотна характеристика шуканого коригуючого фільтру, який включається послідовно з вихідним узгодженим фільтром, визначається, з точністю до постійного множника, наступним чином:

$$\Phi_1(\omega) = \frac{1}{2\pi} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_0^2(x) G_1(\omega - x) dx}{S_0^2(\omega)}. \quad (2.10)$$

Таким чином, відповідно до (2.10) для визначення частотної характеристики коригуючого фільтру при локальному придушенні бокових пелюсток необхідно й достатньо знати спектр вхідного сигналу і спектр ваговій функції, яка визначається видом вихідної АКФ.

Дослідження показують, що частотна характеристика (2.10) при обробці реальних сигналів змінюється по складному закону і, крім повільно-мінливої складової, містить достатню по амплітуді аперіодичну осцилюючу частину, що принципово відрізняє даний підхід від відомих.

Оскільки спектри деяких, зокрема фазоманіпульованих, сигналів мають на окремих частотах провали, які доходять до нуля [2], то можливі такі ситуації, що на даних частотах коефіцієнт передачі (частотна характеристика) коригуючого фільтру (2.10) буде прагнути до нескінченності, що фізично неможливо реалізувати. У цьому випадку коригуючий фільтр призводять до умови фізичної можливості бути реалізованим шляхом відповідного локального обмеження його коефіцієнта передачі.

Оскільки ширина спектру добутку двох будь-яких функцій, що інтегруються в квадраті, завжди більше ширини спектра кожної з цих функцій, то ширина спектра зваженої АКФ (2.7) буде більше ширини спектра початкової АКФ (2.4). В результаті для придушення бокових пелюсток АКФ потрібно часткове розширення смуги частот коригуючого фільтру у порівнянні зі смугою частот початкового узгодженого фільтру при незмінній ефективній смузі частот вхідного сигналу. Ця обставина є небажаною, оскільки призведе до збільшення

потужності шуму на виході результуючого фільтру, й до додаткового зменшення відношення сигнал-шум за основним піком АКФ.

Для усунення цього недоліку необхідно обмежити смугу частот коригуючого фільтру шляхом множення його АЧХ на додаткову частотну функцію такого вигляду:

$$Q(\omega) = \begin{cases} Q_0, & |\omega| \leq \Delta\omega/2; \\ 0, & |\omega| > \Delta\omega/2, \end{cases} \quad (2.11)$$

де Q_0 – постійне значення частотної функції в межах материнської лінії частот $\Delta\omega$ вхідного сигналу.

В результаті частотна характеристика коригуючого фільтру після реалізації першого ітераційного кроку буде визначатися таким чином:

$$\Phi_1(\omega) = \frac{1}{2\pi} \frac{Q(\omega)}{S_0^2(\omega)} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^2(x) G_1(\omega - x) dx. \quad (2.12)$$

При обмеженні смуги частот вихідного сигналу, в принципі, можлива зміна його форми, в результаті чого бокові пелюстки, що придушуються, можуть частково «вирости», або з'являться бокові пелюстки, що перевищують поріг придушення в інші моменти часу. У цьому випадку за новим вихідним сигналом коригуючого фільтру визначаються бокові пелюстки, що придушуються, на основі чого формується нова вагова функція $G_2(t)$ і далі повторюється описана раніше процедура.

У загальному випадку на n -м ітераційному кроці частотна характеристика коригуючого фільтру буде мати вигляд

$$\Phi_n(\omega) = \frac{1}{2\pi} \frac{Q(\omega)}{S_0^2(\omega)} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(x) G_n(\omega - x) dx, \quad (2.13)$$

де перша частотна функція в підінтегральному виразі на першому ітераційному кроці ($n=1$) дорівнює $S_1(\omega) = S_0^2(\omega)$;

на другому ітераційному кроці:

$$S_2(\omega) = Q(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} S_1(x) G_1(\omega - x) dx ;$$

на n -му ітераційному кроці:

$$S_n(\omega) = Q(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} S_{n-1}(x) G_{n-1}(\omega - x) dx .$$

Слід зазначити, що парність часових і частотних функцій вихідного сигналу зберігається на всіх ітераційних кроках.

Таким чином, дана задача зводиться до варіаційної задачі, яка вирішується шляхом рекурентної ітераційної процедури між необхідним придушенням бокових пелюсток АКФ і синтезом фізично реалізованого коригуючого фільтру зі збереженням початкової його смуги пропускання.

При цьому вихідний сигнал коригуючого фільтру (зважена АКФ) на n -му ітераційному кроці визначається зворотним перетворенням Фур'є від добутку спектру вхідного сигналу і результуючої частотної характеристики фізично реалізованого фільтру, і буде дорівнювати

$$P_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} Q(\omega) e^{j\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} S_n(x) G_n(\omega - x) dx \quad (2.14)$$

Оскільки в даному випадку обробка (фільтрація) вхідного сигналу не є оптимальною на тлі білого шуму, тому що сигнал і результуючий фільтр не узгоджені з АЧС, це призводить до зменшення відношення сигнал-шум на його виході.

У наших позначеннях, з урахуванням (2.13) і (2.14), відношення сигнал-шум по потужності на n ітераційному кроці на виході коригуючого фільтру в момент основного піку сигналу (при $t=0$) дорівнюватиме

$$q_n^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{\left[\int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} Q(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} S_n(x) G_n(\omega - x) dx \right]^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} \left(\frac{Q(\omega)}{S_0(\omega)} \right)^2 d\omega \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_n(x) G_n(\omega - x) dx \right]^2}, \quad (2.15)$$

де $N_0/2$ – спектральна щільність потужності білого шуму.

В окремому випадку, якщо бокові пелюстки АКФ не пригнічуються, то вагова функція $G_n(t)=1$ для $-\infty \leq t \leq \infty$, і її спектр $G_n(\omega-x)=2\pi\delta(\omega-x)$, де $\delta(\bullet)$ – дельта

функція. При цьому $\int_{-\infty}^{\infty} S_n(x) G_n(\omega - x) dx = 2\pi S_n(\omega) = 2\pi S_0^2(\omega)$, внаслідок фільтруючої властивості дельта функції, а додаткова частотна функція $Q(\omega)=1$

для $-\infty \leq \omega \leq \infty$. В результаті вирази (2.14) і (2.15) переходять у відомі, що відповідають оптимальній узгодженій фільтрації сигналу на тлі білого шуму.

Запропонований підхід до придушення бокових пелюсток АКФ справедливий для будь-яких різновидів ШСС, які використовуються в РТС відповідного функціонального призначення.

У відомому способі (описаному у розділі 1.2) АЧС вихідного сигналу узгодженого фільтру, що є початковою АКФ, «згладжують» фільтром з ваговою частотною характеристикою $F(\omega)$, в результаті вихідний сигнал, який представляє собою «згладжену» АКФ, відповідно до (2.5) буде визначатися

$$R_{np}(t) = \frac{C_0}{2\pi E} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^2(\omega) F(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.16)$$

При цьому в якості «згладжуючого» фільтру використовують, як правило, фільтр з АЧХ, близькою до гаусівської функції [4, 5].

Відношення сигнал-шум по потужності на виході системи: узгоджений-згладжуючий фільтр в відомому способі при тому ж вхідному сигналі в момент наявності основного піку АКФ (при $t=0$) з урахуванням (2.16) дорівнюватиме

$$q_{np}^2 = \frac{1}{2\pi} \frac{N_0}{\frac{2}{-\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [S_0(\omega) F(\omega)]^2 d\omega} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_0^2(\omega) F(\omega) d\omega \right]^2. \quad (2.17)$$

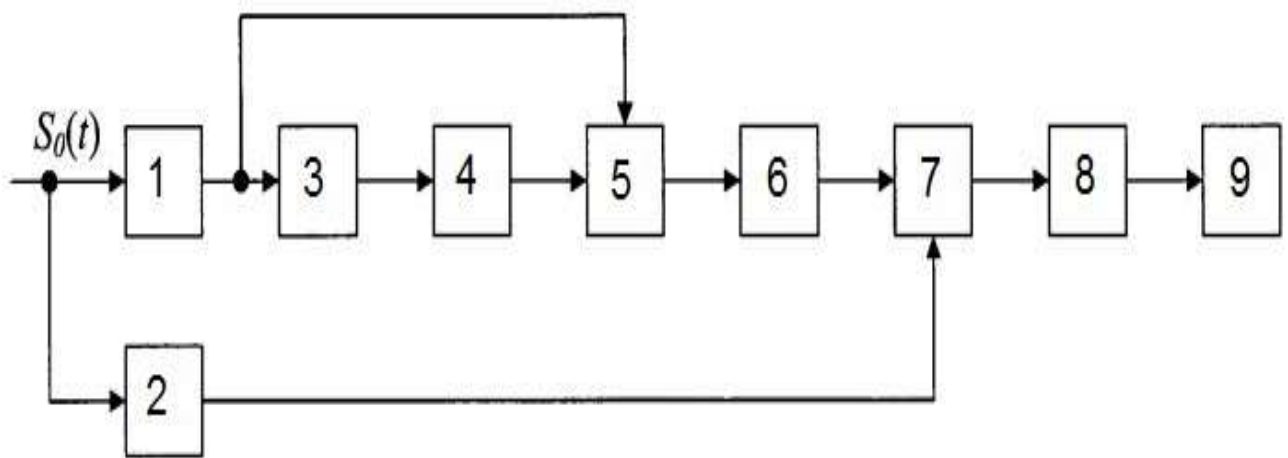
2.2 Структурна схема пристрою, що реалізує запропонований підхід придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій

Структурна схема пристрою (рис. 2.1), що реалізує запропонований підхід придушення бокових пелюсток АКФ для одного ітераційного кроку, містить:

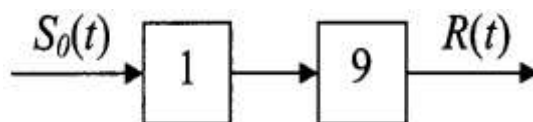
- фільтр 1, узгоджений з початковим сигналом $S_0(t)$;
- пристрій 2 обчислення квадрата модуля АЧС початкового сигналу;

- багаторівневий пороговий пристрій 3;
- пристрій 4 формування часової ваговій функції $G(t)$;
- пристрій 5 множення АКФ на вагову функцію $G(t)$;
- пристрій 6 обчислення АЧС зваженої АКФ;
- пристрій 7 ділення АЧС зваженої АКФ на квадрат модулю АЧС початкового сигналу (формування частотної характеристики коригуючого фільтру);
- фільтр 8 обмеження спектра сигналу до початкової смуги частот;
- коригуючий фільтр, що синтезується 9.

При цьому на рис. 1.1,а представлена структурна схема синтезу коригувального фільтра, а на рис. 1.1,б – послідовне з'єднання початкового узгодженого фільтра і коригуючого фільтра, що забезпечують необхідний рівень придушення бокових пелюсток АКФ.



а



б

Рисунок 2.1 – Структурна схема пристрою, що реалізує запропонований підхід придушення бокових пелюсток АКФ для одного ітераційного кроку

З опису виходить, що до складу пристрою реалізації запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток АКФ входять наступні блоки:

- узгоджений фільтр 1, реалізація якого для шумоподібного сигналу описана, наприклад, в [2];
- пристрій 2 формування (обчислення) квадрата модуля АЧС початкового сигналу і пристрій 6 формування АЧС зваженої АКФ – як перетворення Фур'є від відповідної функції часу, які описані в [4];
- багаторівневий граничний пристрій 3, пристрій множення 5 і пристрій розподілу 7 різних функцій, які описані в [6];
- пристрій 4 формування часової вагової функції $G(t)$ може бути виконаний аналогічно пристрою придушення імпульсних завад, який описаний в [9];
- фільтр 8 обмеження смуги частот є загальновідомим пристроєм і описаний, наприклад, в [8];
- синтез коригуючого фільтру 9 може бути виконаний класичним способом синтезу лінійних чотирьохполосників, описаним в [10, 19].

Таким чином, запропонований підхід до придушення бокових пелюсток АКФ не має принципових обмежень при практичному виконанні і може бути реалізований із застосуванням відомих функціональних пристроїв.

2.3 Оцінка ефективності запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів

Як приклад визначимо ефективність придушення бокових пелюсток АКФ бінарного фазоманіпульованого (БФМ) сигналу, комплексна обвідна якого є дійсною функцією часу і описується на інтервалі часу $[0, T]$ виразом [2]:

$$U(t) = \sum_{n=1}^N a_n u_0[t - (n-1)\tau_0], \quad (2.18)$$

де амплітуда n -го імпульсу a_n приймає значення ± 1 ; $u_0(t)$ – прямокутний імпульс з одиничною амплітудою і тривалістю τ_0 ; $N=T/\tau_0$ – число імпульсів в кодовій послідовності.

При цьому АЧС вихідного сигналу (2.18) буде дорівнювати

$$S_0(\omega) = \tau_0 \left| \frac{\sin(\omega\tau_0/2)}{\omega\tau_0/2} \right| \left[\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N a_n a_k \cos(n-k)\omega\tau_0 \right]^{1/2}. \quad (2.19)$$

Відповідно до (2.5) вихідна АКФ матиме вигляд

$$R_0(t) = \frac{C_0\tau_0}{2\pi E} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N a_n a_k \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin(\omega\tau_0/2)}{\omega\tau_0/2} \right)^2 \cos\omega\tau_0 \cos\omega t d\omega, \quad (2.20)$$

де E – енергія вихідного сигналу.

Як приклад кодової послідовності було обрано нелінійну послідовність зі свідомо великими боковими пелюстками АКФ з довжиною $N=16$, перекладену з символів 0 і 1 в символи 1 і -1 [6]:

$$\{a_n\}^N = \{-1-11-1111-11-1-1-1111-1\}. \quad (2.21)$$

Відмінною особливістю нелінійних кодових послідовностей є великий обсяг їх системи сигналів, що забезпечують високу структурну скритність відповідної РТС, але що володіють поганими кореляційними властивостями [6].

БФМ сигнал, відповідний кодовій послідовності (2.21), представлений на рис. 2.2,а; його нормована АКФ (безперервна лінія) для позитивного часу і нормований амплітудний спектр вихідного сигналу для позитивних частот, розраховані за формулами (2.20) і (2.19), представлені на рис. 2.2,б і 2.2,д відповідно.

Особливістю спектру сигналу є його значна і досить регулярна «порізаність», що і обумовлює великі бокові пелюстки вихідної АКФ.

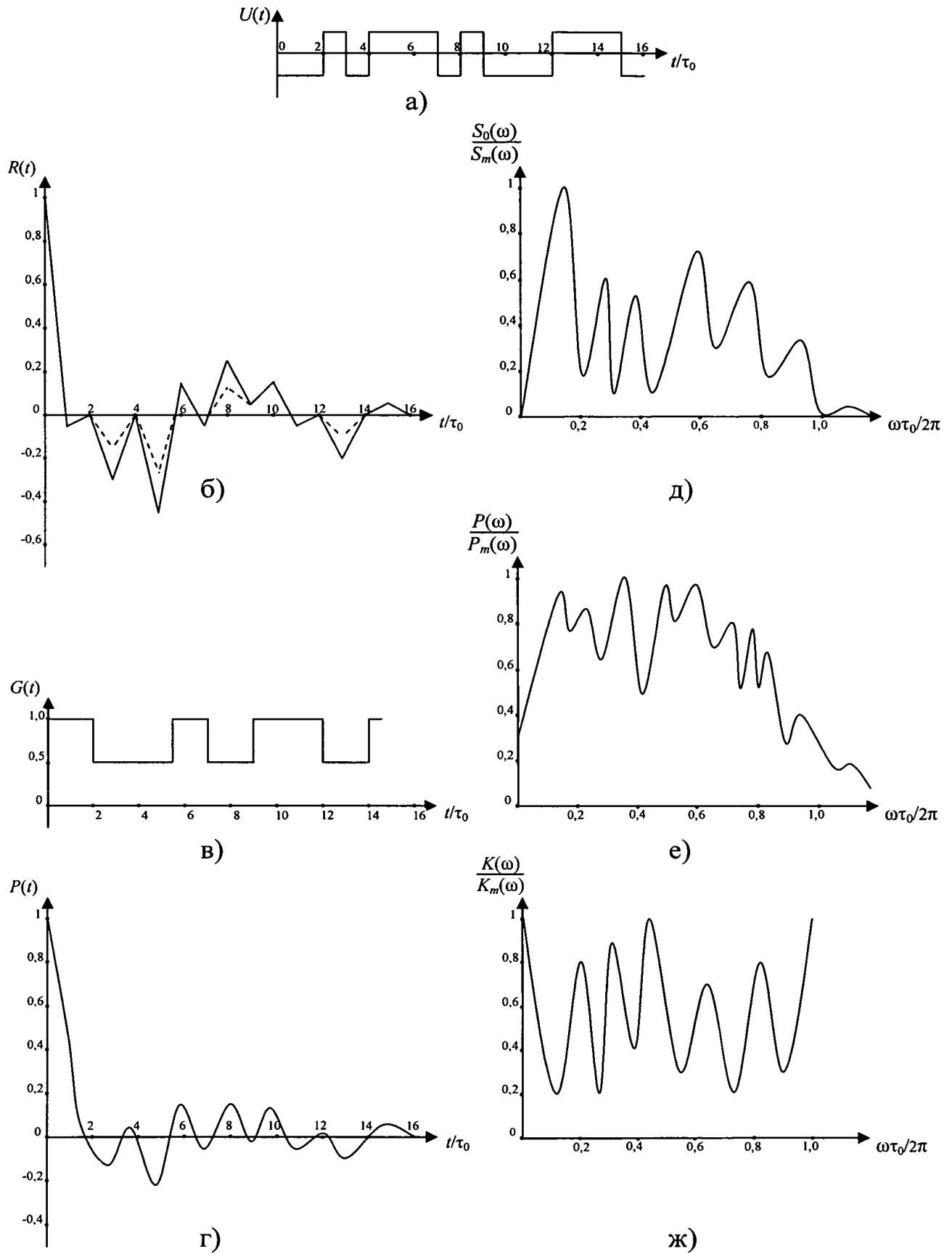


Рисунок 2.2 – Часові і частотні діаграми сигналів і їх спектрів, що пояснюють суть запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток АКФ

На рис. 2.2,в відповідно до виразу (2.6) представлена вагова функція $G(t)$ для локального придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток, яка відповідним чином поєднується з початковою АКФ за часом. З цієї функції випливає, що за моментами придушених пелюсток її коефіцієнт передачі менше одиниці (в даному прикладі дорівнює 0,5), а по іншим моментам часу, за якими АКФ повинна залишатися незмінною $G(f)=1$.

На рис. 2.2,б пунктиром показана «зважена» АКФ з пригніченими в два рази найбільш інтенсивними боковими пелюстками, яка отримана шляхом перемноження початкової АКФ на вагову функцію $G(t)$.

На рис. 2.2,е показаний нормований спектр зваженої АКФ для позитивних частот, який розрахований відповідно до виразу (2.7). Особливістю цього спектру є часткове розширення смуги частот, а також наявність великої кількості менш інтенсивних аперіодичних осциляцій у порівнянні зі спектром початкового сигналу. Остання обставина, головним чином, є умовою, що забезпечує придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ.

На рис. 2.2,ж представлена одностороння (для позитивних частот) нормована АЧХ результуючого (узгодженого і коригуючого) фільтру, яка визначається виразом (2.9) в межах материнської лінії частот. Особливістю цієї АЧХ, крім її порізаної структури, є наявність нескінченно великих викидів на нульовій частоті і на кордонах материнської лінії частот. З цієї причини такий фільтр є фізично нереалізованим. Для приведення даного фільтра до умови фізичної можливості бути реалізованим значення його коефіцієнта передачі на зазначених частотах обмежені і прийняті рівними максимальному значенні його коефіцієнта передачі в межах смуги пропускання.

Вихідний односторонній сигнал (для позитивного часу), отриманого таким чином фізично реалізованого фільтру (зважена АКФ) при незмінному вхідному сигналі і двох ітераціях, представлений на рис. 2.2,г. При цьому в результаті першої ітерації тільки другий боковий пелюсток виявився більше необхідного значення і рівним 0,4 (при нормі 0,25). Після другої ітерації друга та шоста пелюстки стали рівними 0,27, що можна вважати допустимим.

Коливальний характер зваженої АКФ і часткове розширення її основного піку (рис. 2.2,г) обумовлені в основному обмеженням смуги частот результуючого фільтру і приведенням його до умови фізичної можливості бути реалізованим.

За виразами (2.15) (запропонований підхід) і (2.17) (прототип) для вихідного БФМ сигналу розраховані і на рис. 2.3 представлені підсумкові енергетичні характеристики, що свідчать про ефективність запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток АКФ і представляють собою залежності нормованого (до максимального значенню q_m^2) відношення сигнал-шум на виході фізично реалізованого фільтру від нормованого (до максимального значення $U_{бр}$) придушення бокових пелюсток.

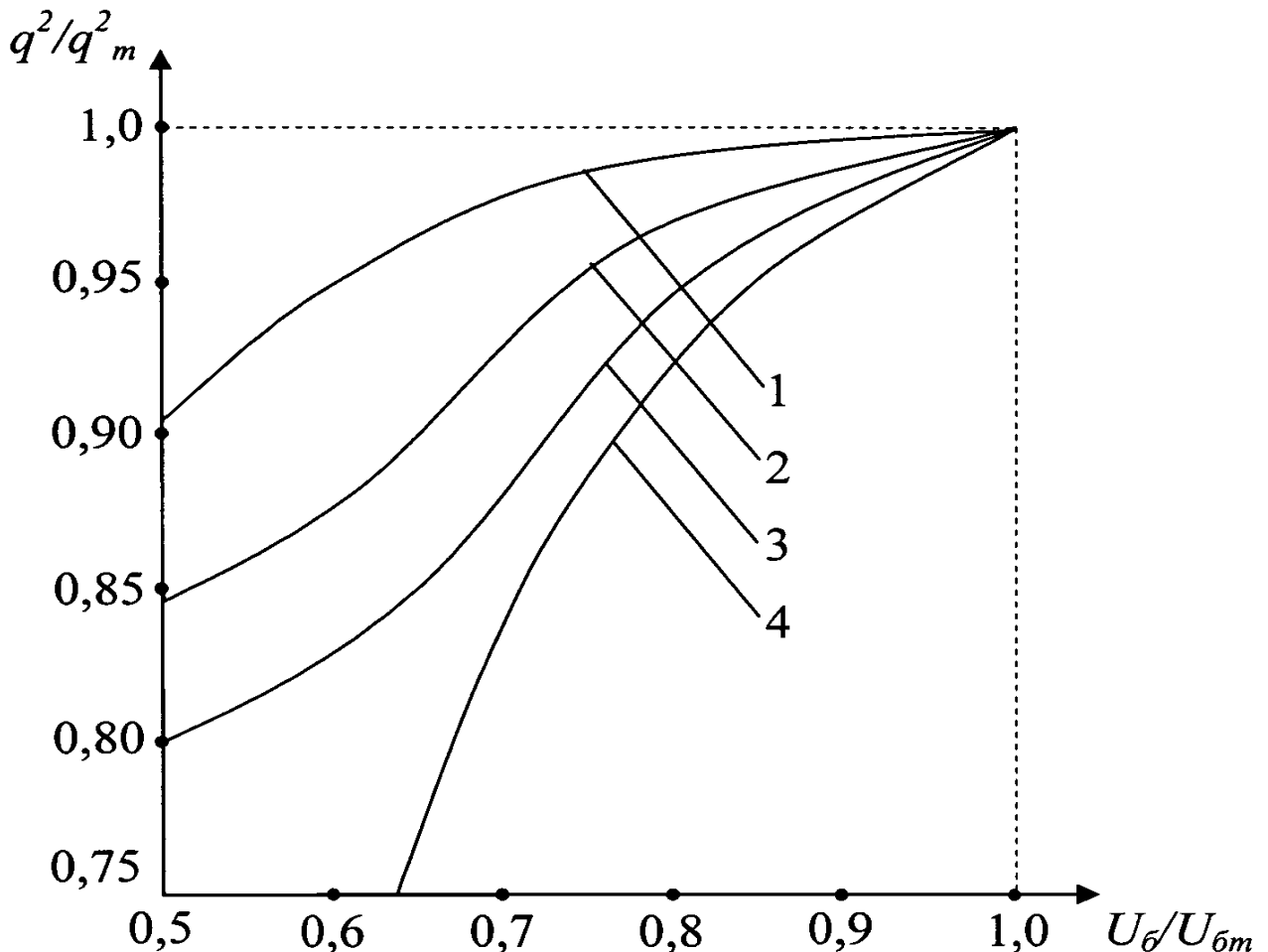


Рисунок 2.3 – Характеристики залежності нормованого відношення сигнал-шум на виході коригуючого фільтру від нормованого придушення бокових пелюсток

АКФ

На рис. 2.3 характеристика 1 відповідає випадку придушення тільки однієї (четвертої) бокової пелюстки АКФ; характеристика 2 відповідає придушенню трьох (першої, другої і четвертої) бокових пелюсток; характеристика 3 відповідає придушенню всіх найбільш інтенсивних бокових пелюсток (першої, другої, четвертої, шостої та сьомої); характеристика 4 відповідає відомому способу (прототипу) придушення бокових пелюсток шляхом округлення спектру вихідного сигналу, в даному випадку, гаусівській АЧХ.

З рис. 2.3 випливає, що чим більша кількість бокових пелюсток, що придушуються і ступінь їх придушення, тим більше програш у відношенні сигнал-шум. Однак цей програш незначний. Так, при придушенні тільки однієї бокової пелюстки в два рази ($U_{\sigma}/U_{\sigma T}=0,5$) цей програш не перевищує 10% ($q^2/q_m^2 \approx 0,9$) при однокроковій ітерації (характеристика 1). При придушенні в два рази всіх найбільш інтенсивних бокових пелюсток (характеристика 3) програш у відношенні сигнал-шум складає 20% ($q^2/q_m^2 = 0,8$), але для цього потрібно реалізувати двокрокову ітерацію.

При придушенні бокових пелюсток відомим способом шляхом округлення спектру вихідного сигналу (прототип) програш у відношенні сигнал-шум значно більше. Так, при придушенні бокових пелюсток в 1,54 рази ($U_{\sigma}/U_{\sigma T} \approx 0,65$) програш у відношенні сигнал-шум складає 25% ($q^2/q_m^2 = 0,75$), а при придушенні бокових пелюсток в два рази програш у відношенні сигнал-шум складає майже 50%. Це пояснюється тим, що для способу-прототипу придушення бокових пелюсток потрібно дуже «глибоке» скруглення спектру початкового сигналу, в результаті якого, крім зменшення бокових пелюсток, зменшується майже в такій же мірі і основний пік АКФ, за яким приймається рішення про наявність сигналу в інформаційному каналі. Слід зазначити, що при округленні спектру сигналу зменшуються всі, без винятку, бокові пелюстки АКФ, що принципово відрізняє відомий спосіб від запропонованого підходу локального (виборчого) придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток.

Таким чином, характеристики, представлені на рис. 2.3, свідчать про обмін величини придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ на відповідне зниження відношення сигнал-шум, яке в запропонованому підході має суттєву перевагу у порівнянні з прототипом.

За виразами (2.14) (запропонований підхід) і (2.16) (прототип) розраховані і представлені на рис. 2.4 характеристики залежності нормованої (до початкової тривалості τ_n) тривалості основного піку АКФ (за першими нулями) від нормованого значення бокових пелюсток, що придушуються.

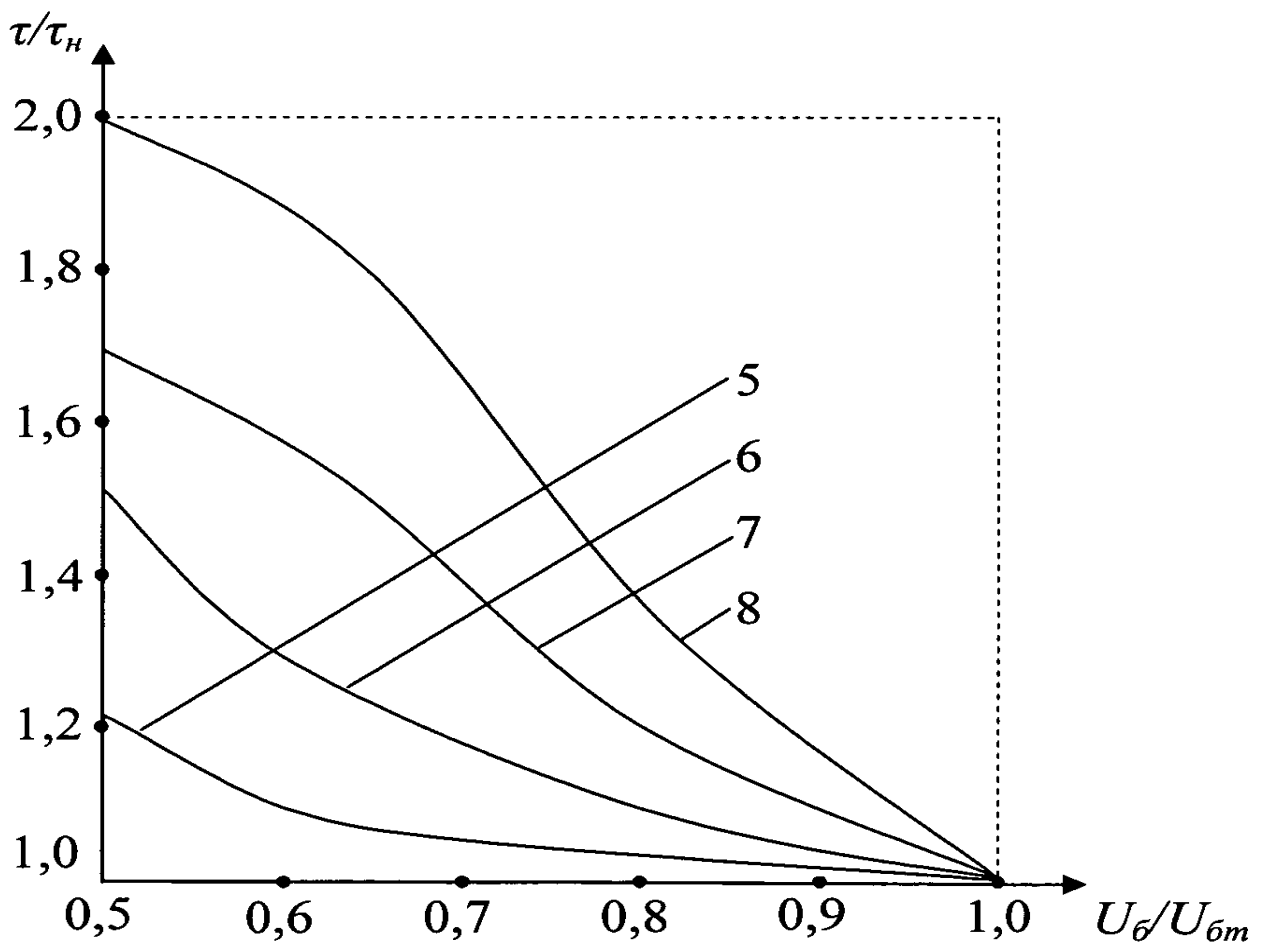


Рисунок 2.4 – Залежності нормованої тривалості основного піку АКФ від нормованого придушення її бокових пелюсток

Характеристики 5, 6 і 7 (рис. 2.4) відповідають колишнім варіантам бокових пелюсток, що придушуються, при смузі частот фільтру, яка дорівнює

початковій смузі спектру вхідного сигналу, а характеристика 8 відповідає прототипу, в якому здійснюється округлення спектру початкового сигналу гаусівської АЧХ.

З рис. 2.4 випливає, що при придушенні тільки однієї бокової пелюстки в два рази ($U_6/U_{6T}=0,5$) тривалість основного піку АКФ збільшується незначно, всього на 22% ($\tau/\tau_n=1,22$) у порівнянні з початковою АКФ. Причому ослаблення цієї пелюстки на 25% ($U_6/U_{6T}=0,75$) практично не впливає на тривалість основного піку АКФ. При збільшенні кількості пелюсток, що придушуються, тривалість основного піку також збільшується. Так, при придушенні усіх п'яти найбільш інтенсивних бокових пелюсток в два рази (характеристика 7) тривалість основного піку збільшується до 70% ($\tau/\tau_n=1,7$). Практично для всіх трьох характеристик заглушення бокових пелюсток до 20% ($U_6/U_{6T}=0,8$) не призводить до будь-якого істотного розширення основного піку АКФ. Але подальше придушення, особливо одночасно декількох бокових пелюсток (в даному випадку від трьох до п'яти), призводить до помітного розширення основного піку АКФ.

При заокругленні спектру вхідного сигналу, що використовується в прототипі, виходить найгірший результат. Так, в результаті придушення усіх бокових пелюсток в два рази основний пік АКФ також розширюється майже в два рази ($\tau/\tau_n=2$) (характеристика 8), що є небажаним фактором при виявленні і розпізнаванні близько розташованих об'єктів в багатоцільовій ситуації.

Дослідження свідчать, що при зміні комбінацій (позицій) бокових пелюсток, що придушуються, запропонованим способом при інших незмінних умовах спостерігається досить висока стійкість характеристик, представлених на рис. 2.3 і рис. 2.4. Крім того, при зміні структури БФМ сигналу і фіксованому числі його позицій N кількісні результати в зменшенні відношення сигнал-шум і тривалості основного піку АКФ при однаковій кількості пелюсток, що придушуються, і ступеню їх придушення практично не змінюються.

Дослідження показують, що при повному (граничному) придушенні усіх бокових пелюсток АКФ виникає небажане явище «зациклення» ітераційної процедури між забезпеченням мінімально можливого їх рівня і фізичної реалізації синтезованого коригуючого фільтру [19].

Однак реально часто виникає необхідність придушення не усіх бокових пелюсток АКФ, а тільки деяких з них в заданому часовому інтервалі, в якому апіорно очікуються найбільш інтенсивні заважаючі відображення в процесі функціонування відповідної РТС. Для вирішення цього завдання запропонований підхід до локального придушення бокових пелюсток є досить ефективним і нескладно реалізованим.

Таким чином, виграш у відношенні сигнал-шум за основним піком АКФ на тлі білого шуму і в зменшенні його тривалості у порівнянні з прототипом при забезпеченні необхідного придушення бокових пелюсток свідчить про наявність причинно-наслідкового зв'язку між сукупністю суттєвих ознак і досягається технічним результатом.

2.4 Висновки

Розроблений підхід відноситься до техніки обробки шумоподібних ШСС, що забезпечує локальне (селективне) придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток їх АКФ, які представляють собою вихідні сигнали відповідних узгоджених фільтрів, і може бути використаний в радіолокаційних і радіонавігаційних системах, а також в системах зв'язку, що використовують ШСС в якості інформаційних сигналів [20].

Мета розробки підходу – підвищення відношення сигнал-шум за основним піком АКФ на тлі білого шуму при одночасному забезпеченні необхідного придушення бокових пелюсток АКФ ШСС. Дана мета досягається за рахунок використання локального (виборчого) придушення тільки найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ до необхідного рівня із збереженням незмінної її форми в інші проміжки часу. При цьому отримана (зважена) АКФ

буде максимально наближена до початкової АКФ, що представляє собою вихідний сигнал фільтру, узгодженого з початковим сигналом.

Таким чином, запропонований підхід до придушення бокових пелюсток АКФ на відміну від існуючих, по-перше, вирішує протиріччя, що склалося, між необхідністю отримання великої системи багатопозиційних сигналів з необхідним рівнем бокових пелюсток їх АКФ і відсутністю ефективних регулярних алгоритмів синтезу таких систем сигналів. Запропонований спосіб локального (виборчого) придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ дозволяє зменшити їх розміри до необхідних значень зі збереженням незмінного початкового обсягу системи сигналів (кодових послідовностей).

По-друге, оскільки в запропонованому підході на відміну від відомого не передбачено вирівнювання частотних спектрів вихідних сигналів, то при істотно нерівномірних спектрах вхідних сигналів в даному випадку не потрібна їх інверсна частотна обробка, яка призводить до різких викидів АЧХ відповідних фільтрів. Отже, в запропонованому способі принципово виключається недолік, властивий відомому способу, що полягає в різкому зниженні завадостійкості відповідної РТС в умовах зосереджених по спектру завад.

Таким чином, запропонований підхід об'єднує в собі позитивні якості відомих підходів вирішення аналогічної задачі при одночасному усуненні (або зменшення) їх недоліків та не потребує збільшення енергетичних і частотно-часових ресурсів виділених радіоканалів для відповідних РТС.

Шляхом моделювання встановлено, що чим більша кількість бокових пелюсток, що придушуються і ступінь їх придушення, тим більше програш у відношенні сигнал-шум. Так, при придушенні тільки однієї бокової пелюстки в два рази цей програш не перевищує 10% при однокроковій ітерації. При придушенні в два рази всіх найбільш інтенсивних бокових пелюсток програш у відношенні сигнал-шум складає 20% при двокроковій ітерації.

При придушенні бокових пелюсток відомим способом програш у відношенні сигнал-шум значно більший (при придушенні бокових пелюсток в

1,54 рази програш у відношенні сигнал-шум складає 25%, а при придушенні в два рази – майже 50%).

Таким чином, результати оцінки ефективності запропонованого підходу свідчать про обмін величини придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ на відповідне зниження відношення сигнал-шум, яке в запропонованому підході має суттєву перевагу у порівнянні з прототипом.

Шляхом моделювання встановлено, що при придушенні тільки однієї бокової пелюстки в два рази тривалість основного піку АКФ збільшується всього на 22% у порівнянні з початковою АКФ. При придушенні усіх п'яти найбільш інтенсивних бокових пелюсток в два рази тривалість основного піку збільшується до 70%. Подальше придушення, особливо одночасно декількох бокових пелюсток (в даному випадку від трьох до п'яти), призводить до помітного розширення основного піку АКФ.

В результаті придушення усіх бокових пелюсток способом-прототипом в два рази основний пік АКФ також розширюється майже в два рази, що є небажаним фактором при виявленні і розпізнаванні близько розташованих об'єктів в багатоцільовій ситуації.

Таким чином, реалізація запропонованого підходу придушення бокових пелюсток дає вииграш у відношенні сигнал-шум за основним піком АКФ на тлі білого шуму і в зменшенні його тривалості у порівнянні з прототипом.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

3.1 Визначення трудомісткості розробки підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів

Трудомісткість – показник, який характеризує витрати робочого часу на виробництво будь-якої споживчої вартості або на виконання конкретної технологічної операції. Трудомісткість розробки підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів можливо розрахувати за формулою (3.1):

$$t = t_0 + t_{ан} + t_{дн} + t_{роз} + t_{сх} + t_{оц} + t_{п} \quad (3.1)$$

де t_0 – витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання;

$t_{до}$ – витрати праці на дослідження шумоподібних сигналів та їх кореляційних функцій;

$t_{ан}$ – витрати праці на аналіз способів придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій;

$t_{роз}$ – витрати праці на розробку підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів;

$t_{сх}$ – витрати праці на розробку структурної схеми пристрою, що реалізує запропонований підхід придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій;

$t_{оц}$ – витрати праці на оцінку ефективності запропонованого підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів;

$t_{п}$ – витрати праці на підготовку документації та детальний опис запропонованого технічного рішення.

У таблиці 3.1 зведені данні тривалості процесів, що мали місце при розробці підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів.

Таблиця 3.1 – Тривалість робочих процесів при розробці підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів

Назва робочого процесу	Тривалість, год.
Витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання	3
Витрати праці на дослідження шумоподібних сигналів та їх кореляційних функцій	17
Витрати праці на аналіз способів придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій	24
Витрати праці на розробку підходу до придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів	16
Витрати праці на розробку структурної схеми пристрою, що реалізує запропонований підхід придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій	27
Витрати праці на оцінку ефективності запропонованого підходу до динамічного резервування пропускної здатності зворотних каналів в мережі супутникового зв'язку	23
Витрати праці на підготовку документації та детальний опис запропонованого технічного рішення	12

Отже, загальна трудомісткість за формулою 3.1:

$$t = 3 + 17 + 24 + 16 + 27 + 23 + 12 = 122 \text{ години.}$$

3.2 Розрахунок витрат на розробку підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів

Витрати на розробку підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів включають витрати на заробітну плату інженера телекомунікацій і вартість машинного часу. Заробітна плата – це винагорода, яку за трудовим договором власник або уповноважений ним орган виплачує працівнику за виконану роботу. Розмір заробітної плати залежить від складності та умов виконуваної роботи, професійно-ділових якостей працівника, результатів його праці та господарської діяльності підприємства в цілому. Заробітна плата інженера телекомунікацій визначається за формулою 3.2:

$$Z_{зп} = t \times C_{спр}, \text{ год.} \quad (3.2)$$

де t – загальна трудомісткість розробки, яка розраховується за формулою 3.1, годин;

$C_{спр}$ – середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій (основна і додаткова) з урахуванням єдиного соціального внеску, грн/год.

Середня заробітна плата інженера телекомунікацій на 01.04.2019р. складає 9500 грн. Отже, заробітна плата інженера телекомунікацій з урахуванням премій (25%) і можливих надбавок (15%) складає 13300 грн.

Таким чином, річний фонд заробітної плати – 159600 грн. Єдиний соціальний внесок складає 36%, тобто 57456 грн.

Річний фонд заробітної плати включає: фонд денної зарплати; оплату відпусток; оплату часу, витраченого на виконання держобов'язків; виплати відрядженим на інші підприємства; оплату за вислугу років та ін. Разом, річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби склав 217056 грн.

Номінальний річний фонд часу роботи одного робітника визначається відніманням з повного календарного фонду часу за рік неробочих (вихідних і

святкових) днів, відпустки. Він є максимально можливим часом, протягом якого могла б вироблятися робота при встановленому режимі, без втрат робочого часу.

Визначимо номінальний річний фонд робочого часу за формулою 3.3, при цьому прийнявши середню тривалість робочого дня рівної 8 годинам:

$$F_n = (T_k - T_{ce} - T_{eux} - T_{eid}) \cdot 8 \text{ год}, \quad (3.3)$$

де T_k – кількість календарних днів у році, $T_k = 365$ днів;

T_{ce} – кількість святкових днів у році, $T_{ce} = 10$ днів;

T_{eux} – кількість вихідних днів у році, $T_{eux} = 104$ днів;

T_{eid} – календарна тривалість відпустки, $T_{eid} = 25$ днів.

Отже, річний фонд часу за формулою 3.3 дорівнює:

$$F_n = (365 - 10 - 104 - 25)8 = 1808 \text{ годин}$$

Середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій визначається співвідношенням 3.4, яка має вигляд:

$$C_{zn} = \frac{\Phi \text{ЗП}_{cn}}{F_n} \text{ грн/год}, \quad (3.4)$$

де $\Phi \text{ЗП}_{cn}$ – річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби;

F_n – річний фонд робочого часу.

Отже середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій за формулою 3.4 дорівнює:

$$C_{zn} = 217056 / 1808 = 120,1 \text{ грн.}$$

Таким чином, витрати на оплату праці розробника складають з урахуванням формули 3.2 отримаємо:

$$З_{zn} = 122 \times 120,1 = 14652,2 \text{ грн.}$$

Розрахунок вартості машинного часу, необхідного для розробки на ЕОМ включає витрати на програмне та апаратне забезпечення і витрати за електроенергію, здійснюється по формулі 3.5:

$$Z_{мч} = C_o + C_{ел} \quad (3.5)$$

де C_o – витрати на обладнання, грн.;

$C_{ел}$ – витрати на електроенергію, грн.

Для розрахунку вартості машино-часу необхідно знати вартість ЕОМ та ПЗ на момент їх придбання і введення в експлуатацію, і вартість споживаної електроенергії. Відповідні дані представлені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Персональний комп'ютер	9780,00
Монітор	3150,00
Комплект клавіатура+миша	850,00
Операційна система Windows 7 SP1 Professional	2000,00
Matlab 6.5	5000,00
Разом:	20780

Витрати на електроенергію залежать від часу роботи на ЕОМ та собівартості машино-години роботи ЕОМ і розраховується за формулою:

$$C_{ел} = C_{мч} \cdot t \quad (3.6)$$

$$C_{мч} = W \cdot \Pi_{ел} \quad (3.7)$$

Де W – потужність ЕОМ, $W = 0,5$ кВт/год.

$\Pi_{ел}$ – вартість $1кВт \cdot год$ електроенергії. З 1.04.18 за обсяг, спожитий понад 150 кВт·год до 600 кВт·год електроенергії на місяць (включно) складає 1,825 грн.

$$C_{ел} = 0,5 \times 1,825 \times 122 = 111,33 \text{ грн}$$

Враховуючи вартість програмного й апаратного забезпечення та витрати на електроенергію отримаємо вартість машинного часу:

$$Z_{мч} = 111,33 + 20780 = 20891,33 \text{ грн}$$

Отже, витрати на розробку підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів:

$$V_{\text{роз}} = 20891,33 + 14652,2 = 35543,53 \text{ грн.}$$

3.3 Висновок

В економічному розділі розраховано трудомісткість розробки підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів, заробітну плату інженера телекомунікацій, капітальні затрати. Загальні капітальні витрати становлять 35543,53 грн. трудомісткість розробки підходу придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій шумоподібних сигналів – 122 години.

ВИСНОВКИ

1. В результаті аналізу основних типів та властивостей шумоподібних сигналів встановлено, що найбільш перспективними широкосмуговими сигналами для систем зв'язку є фазоманіпульовані сигнали. Встановлено, що наявність в радіоканалах так званих сигналів, що заважають, обумовлює актуальність проблеми мінімізації бокових пелюсток автокореляційних функцій широкосмугових сигналів.

2. В результаті аналізу відомих способів придушення (мінімізації) бокових пелюсток автокореляційних функцій встановлено, що їх характерною особливістю є пропорційне придушення усіх (без винятку) бокових пелюсток АКФ, у чому, очевидно, немає практичної необхідності, оскільки негативний вплив на функціонування відповідної РТС надають тільки найбільш інтенсивні бокові пелюстки. Придушення усіх бокових пелюсток АКФ призводить до неефективного використання як енергетичних, так і частотно-часових ресурсів каналу зв'язку.

3. Запропоновано підхід до локального (селективного) придушення бокових пелюсток АКФ ШСС, що підвищує відношення сигнал-шум за основним піком АКФ на тлі білого шуму. Це досягається за рахунок використання локального (виборчого) придушення тільки найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ до необхідного рівня із збереженням незмінної її форми в інші проміжки часу. При цьому отримана (зважена) АКФ буде максимально наближена до початкової АКФ, що представляє собою вихідний сигнал фільтру, узгодженого з початковим сигналом.

4. В результаті оцінки ефективності запропонованого підходу встановлено, що його реалізація дає вигреш у відношенні сигнал-шум за основним піком АКФ на тлі білого шуму і в зменшує його тривалість у порівнянні зі способом-прототипом.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Ипатов В.П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. Свердлик М.Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. – 200 с.
4. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Сов. радио, 1974. – 360 с.
5. Вакман Д.Е., Седлецкий Р.М. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1973. – 312 с.
6. Тузов Г.И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
7. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
8. Нефедов В.И., Сигов А.С. Основы радиоэлектроники и связи. Учебное пособие / Под редакцией В.И. Нефедова. – М.: Высшая школа, 2009. – 735 с.
9. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977. – 400 с.
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] : учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. – Москва: Дрофа, 2006. – 719 с.
11. Слока В.К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов / В.К. Слока. – М.: Сов. радио, 1970. – 256 с.
12. Гепко И.А. Последовательности с максимально равномерным спектром в дискретном базисе Фурье / И.А. Гепко // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1996. – Т. 39, № 5. – С. 33-43.
13. Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.

14. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1983. –536 с.
15. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем / А.И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. –400 с.
16. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
17. Диксон Р.К. Широкополосные системы / Р.К. Диксон. – М.: Связь, 1979. – 302 с.
18. Калениченко С.П., Сокольников В.А. Обработка радиолокационных сигналов в цифровых фильтрах с подавлением боковых лепестков функции отклика // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2009. – Вып. 2. – С. 69-75.
19. Патент РФ №2241306 «Способ синтеза электрических фильтров по заданной амплитудно-частотной характеристике», Евстафиев А.Ф. от 27.11.2004 г.
20. Методичні рекомендації до виконання дипломних робіт (проектів) бакалаврів та магістрів спеціальностей 125 Кібербезпека, 172 Телекомунікації та радіотехніка / Упоряд.: О.Ю. Гусєв, О.В. Герасіна, О.М. Алексєєв, О.В. Кручінін. – Дніпро: НГУ, 2018. – 50 с.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	34	
6	A4	Спеціальна частина	22	
7	A4	Економічний розділ	6	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

- 1 Презентація Казакова.ppt
- 2 Дипломна робота Казакова.doc

ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи

В І Д Г У К

**на кваліфікаційну роботу студентки групи 172-16ск-1 Казакової А.О.
на тему: «Придушення бокових пелюсток автокореляційних функцій
шумоподібних сигналів»**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 79 сторінках.

Мета роботи є актуальною, оскільки вона спрямована на підвищення відношення сигнал-шум за основним піком АКФ за рахунок придушення тільки найбільш інтенсивних її бокових пелюсток до необхідного рівня.

При виконанні роботи авторка продемонструвала добрий рівень теоретичних знань і практичних навичок. На основі аналізу типів, властивостей шумоподібних сигналів, а також існуючих способів придушення бокових пелюсток їх АКФ в ній сформульовано задачі, вирішенню яких присвячений спеціальний розділ. У ньому було розроблено спосіб придушення найбільш інтенсивних бокових пелюсток АКФ сигналів та оцінено його ефективність.

Практична цінність роботи полягає в тому, що використання розробленого підходу зменшує енергетичні і частотно-часові ресурси виділених радіоканалів для відповідних радіотехнічних систем.

До недоліків роботи слід віднести недостатню проробку окремих питань.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам «Положення про систему виявлення та запобігання плагіату».

В цілому робота задовольняє усім вимогам, а її авторка Казакова А.О. заслуговує на оцінку «
» та присвоєння кваліфікації «Бакалавр з телекомунікацій та радіотехніки» за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка.

**Керівник роботи,
к.т.н., доцент**

О.В. Герасіна