

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Форма № 24

Інститут інформатики та радіоелектроніки
Факультет радіоелектроніки і телекомунікацій
(повне найменування інституту, назва факультету)

Радіотехніки та телекомунікацій
(повна назва кафедри)

Пояснювальна записка
до магістерської роботи

(рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему: "Кодові послідовності з низьким рівнем бічних пелюсток автокореляційної функції"

Виконав: студент V курсу, групи РТЗ-213м
спеціальності (напряму підготовки)

172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і назва напряму підготовки, спеціальності)

ОПП "Радіотехніка"

Кудак Б. Р.

(прізвище та ініціали)

Керівник Чорнобородов М. П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент: Касьян М. М.

(прізвище та ініціали)

м. Запоріжжя
2018 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет
 (повне найменування вищого навчального закладу)

Інститут, факультет: Факультет радіоелектроніки і телекомунікацій

Кафедра: Радіотехніки та телекомунікацій

Рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень): магістр

Спеціальність: 172 "Телекомунікації та радіотехніка"

Напрямок підготовки: ОПП "Радіотехніка"
 (код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри _____

“___” _____ 20__ року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Кудак Богдан Русланович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: "Кодові послідовності з низьким рівнем бічних пелюсток автокореляційної функції"

керівник роботи: Чорнобородов Михайло Петрович, доц., к. т. н.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від 31 жовтня 2018 року № 305

2. Строк подання студентом роботи: 10 грудня 2018 р.

3. Вихідні дані до роботи: тип маніпуляції – фазова, рівень бічних пелюсток – не більше 1/N.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): синтезувати нові кодові послідовності для фазової маніпуляції радіоімпульсів, розробити структуру узгодженого фільтру

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

презентації Power Point

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконане завдання
I-IV	Чорнобородов М. П., доц. каф. РТТ	2.09.2018	10.12.2018
У/	Екон., Тисаревський А. О., ст. викл.	23.09.2018	01.12.2018
У	Баталенко В. В.		

7. Дата видачі завдання: 03.09.2018 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд області дослідження	03.09.2018 р. - 30.09.2018 р.	
2	Огляд відомих кодових послідовностей та способів їх отримання	01.10.2018 р. - 31.10.2018 р.	
3	Оптимізація структури узгодженого фільтра фазо-маніпульованих сигналів	01.11.2018 р. - 30.11.2018 р.	
4	Техніко-економічне обґрунтування НДР	01.12.2018 р. - 10.12.2018 р.	
5	Охорона труда	01.12.2018 р. - 10.12.2018 р.	

Студент

(підпис)

Керівник роботи

(підпис)

(прізвище та ініціали)

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 76 стр., 12 рис., 7 источников.

Объект исследования – кодовые последовательности для фазоманипулированных сигналов.

Цель работы – разработка новых кодовых последовательностей с малым уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции.

Метод исследования – теоретически-расчетный с использованием ЭВМ.

Найдены новые кодовые последовательности для фазоманипулированных сигналов и сконструирован фильтр, согласованный с полученными кодовыми последовательностями, обеспечивающий малый уровень боковых лепестков автокорреляционной функции.

При выполнении магистерской работы применялись современные методы проектирования. Проектирование осуществлялось на специальном программном обеспечении и вычислительной технике.

КОДЫ БАРКЕРА, СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР,
АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ, УРОВЕНЬ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

СОДЕРЖАНИЕ

Перечень сокращений.....	7
Введение	8
1 Обзор области исследования и постановка задачи	10
1.1 Противоречие между различными предельно достижимыми параметрами РЛС	10
1.2 Сложные радиосигналы	13
1.3 Краткие сведения из теории оптимального приема сигналов	17
1.4 Выбор типа сигнала для исследования.....	19
1.5 Постановка задачи научной работы.....	20
2 Обзор известных кодовых последовательностей и способов их получения.....	22
2.1 Общее описание фазокодированных сигналов	22
2.2 Коды Баркера.....	22
2.3 Квазибаркерские кодовые последовательности	25
2.4 Многофазные кодовые последовательности.....	26
2.5 М-последовательности	29
2.6 Выбор направления исследования	30
3 Оптимизация структуры согласованного фильтра фазоманипулированных сигналов	32
3.1 Выбор объекта оптимизации	32
3.2 Оптимизация АЧХ согласованного фильтра для ФКМ-сигнала	32
4 Описание результатов научного исследования	34
4.1 Найденные новые кодовые последовательности.....	34
4.2 Автокорреляционная функция новых кодовых последовательностей	34
4.3 Структура согласованного с новыми кодовыми последовательностями фильтра.....	36
4.4 Выводы.....	43
5 Технико-экономическое обоснование НИР	44

5.1	Определение трудоемкости и продолжительности НИР	44
5.1.1	Составление календарного графика выполнения НИР	49
5.2	Определение затрат на проведение НИР	53
5.2.1	Расчет стоимости энергии.....	54
5.2.2	Определение затрат на разработку и проектирование.....	55
5.2.3	Отчисления на единый социальный взнос	58
5.2.4	Накладные расходы	58
5.3	Расчет экономической эффективности НИР, имеющих теоретический характер	59
6	Охрана труда и безопасность в чрезвычайных ситуациях	61
6.1	Анализ потенциальных опасностей	61
6.2	Мероприятия по обеспечению техники безопасности.....	62
6.3	Мероприятия по обеспечению производственной санитарии и гигиены труда	64
6.4	Мероприятия по пожарной безопасности	67
6.5	Мероприятия по обеспечению безопасности в чрезвычайных ситуациях	68
6.6	Выводы по разделу	72
	Выводы.....	74
	Перечень ссылок	75

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

АКФ	– автокорреляционная функция
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
РЛС	– радиолокационная станция
УБЛ	– уровень боковых лепестков
ФКМ	– фазокодированный манипулированный
ФС	– фильтр сжатия
ЭПР	– эффективная поверхность рассеивания цели

ВВЕДЕНИЕ

Радиолокация – область науки и техники, объединяющая методы и технические средства обнаружения, измерения координат и параметров движения, а также определения некоторых характеристик различных объектов (радиолокационных целей), основанные на использовании радиоволн, излучаемых, ретранслируемых или отражаемых (рассеиваемых) этими объектами. Процесс обнаружения объектов, измерение их координат и параметров движения называется радиолокационным наблюдением (иногда радиолокацией цели), а используемые для этого системы – радиолокационными станциями (РЛС), или радиолокаторами.

Радиолокация и радионавигация тесно связаны общностью решаемой ими задачи: обнаружение объектов. Основой радиолокационного обнаружения, определения координат, скорости и некоторых других характеристик (размеров, формы, физических свойств) объектов является радиосигнал, отраженный, переизлученный или излученный объектом наблюдения. В активной радиолокации электромагнитные колебания зондирующего сигнала становятся носителем информации об объекте, т.е. радиолокационным сигналом, только после их отражения (рассеяния) объектом наблюдения. Однако от вида и параметров зондирующего сигнала (энергии, несущей частоты, длительности и ширины спектра) зависят основные характеристики РЛС: дальность действия, точность измерения координат и скорости объектов, разрешающая способность, т. е. тот объем информации, который может быть получен при обработке радиолокационного сигнала.

Сложные сигналы получили широкое распространение в радиолокационной технике. Вопросам применения сложных сигналов и исследованию их свойств посвящено достаточно много как популярной, так и узкоспециализированной литературы.

Среди авторов книг по данной тематике можно выделить Вакмана, Варакина, Гоноровского, Лёзина, Тихонова, Фальковича.

Среди авторов научных статей по вопросам поиска кодовых последовательностей для фазоманипулированных сигналов можно выделить Баркера, Линдера, Уиларда.

1 ОБЗОР ОБЛАСТИ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

1.1 Противоречие между различными предельно достижимыми параметрами РЛС

Повышение помехоустойчивости радиоприема всегда было одной из важнейших проблем радиоэлектроники. Помехи, неизбежно поступающие в радиоприемное устройство вместе с сигналами или возникающие в нем, искажают передаваемые сообщения и, тем самым, ограничивают его чувствительность. Ослабляя вредное действие помех, можно увеличить надежность передачи сообщений и дальность действия радиотехнических систем.

На заре радиолокации, задача увеличения дальности действия радиолокационных систем решалась путем повышения средней мощности передающих устройств, увеличения габаритов антенных устройств и повышения чувствительности приемных устройств этих систем. Однако довольно быстро дальнейшее увеличение мощности радиопередатчиков и габаритов антенн стало технически нереализуемым. Кроме того, увеличение мощности передатчиков неизбежно приводит к следующим нежелательным последствиям:

- усложнению конструкции блоков передатчика: СВЧ-генератора, импульсного модулятора, устройства питания и антенно-фидерных волноводных устройств;

- росту эксплуатационных расходов за счет увеличения потребления энергии и усложнения обслуживания, что особенно важно для мобильных РЛС;

- ухудшению электромагнитной совместимости: увеличению уровня помех, создаваемых данной РЛС другим радиотехническим системам (обнаружения, управления, навигации и т. д.);

- увеличению напряженности электромагнитного поля, а следовательно, и степени вредного воздействия на организмы обслуживающего персонала и других вблизи находящихся людей.

Поэтому повышение помехоустойчивости (чувствительности) радиопри-

емных устройств является одним из главных экономически целесообразных и практически возможных методов значительного увеличения дальности действия радиолокационных систем.

Одним из путей обеспечения высокой помехоустойчивости систем передачи информации является применение в приемнике устройства обработки сигналов, которое некоторым наилучшим образом выделяет сигнал, искаженный присутствием помехи. Повышение чувствительности радиоприемных устройств в массовой аппаратуре достигают путем применения согласованных фильтров – устройств, осуществляющих оптимальное выделение (фильтрацию) импульсных сигналов из шумовых помех. При оптимальной (квазиоптимальной) обработке, длительность выходного сигнала обратно пропорциональна ширине спектра входного сигнала. Таким образом, согласованный фильтр (СФ) – устройство, максимизирующее на его выходе отношение сигнал/шум. То есть, прямоугольный импульс после прохождения согласованного фильтра приобретает треугольную форму и увеличивает свою длительность τ_i вдвое (см. рис. 1.1):

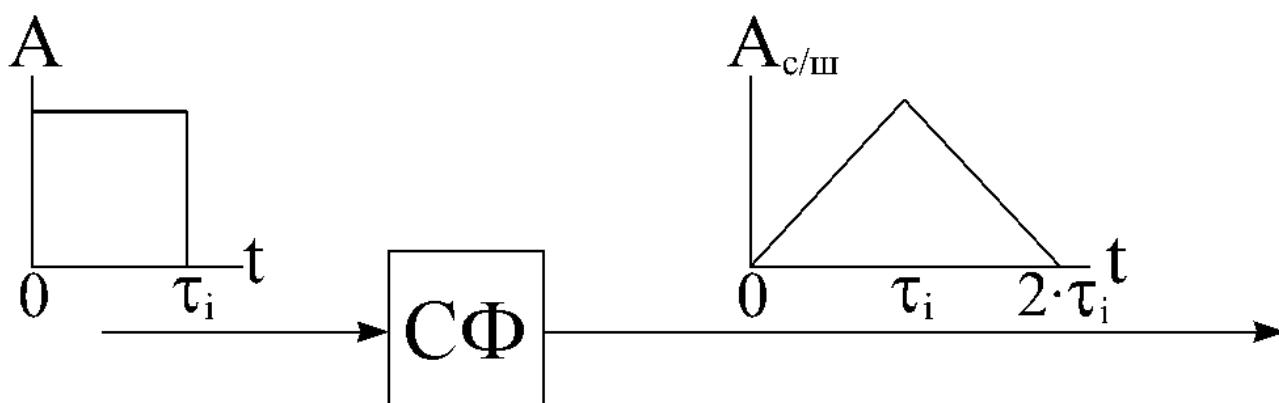


Рисунок 1.1 – Прохождение прямоугольного импульса через согласованный фильтр

Исключительная роль согласованного фильтра (или коррелятора) в оптимальном приемнике объясняется тем, что он максимизирует отношение сигнал/помеха на своем выходе. Это отношение при действии на входе фильтра белого шума со спектральной плотностью N_0 и сигнала с энергией E не зависит

от формы сигнала и равно $\sqrt{\frac{2 \cdot E}{N_0}}$.

Другой путь заключается в совершенствовании структуры передаваемых сигналов, использовании помехоустойчивых способов кодирования и модуляции.

Дальность действия РЛС $D_{\max}$ в случае оптимальной обработки сигнала и заданной спектральной плотности шума зависит от энергии зондирующего сигнала независимо от его формы:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{пер}} \cdot G_a^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{\text{ц}} \cdot \tau_i}{16 \cdot \pi^2 \cdot k_{\text{ш}} \cdot kT_0 \cdot k_p}}, \quad (1.1)$$

где $P_{\text{пер}}$ – импульсная мощность передатчика;

G_a – коэффициент усиления по мощности антенны;

λ – длина волны;

$\sigma_{\text{ц}}$ – эффективная поверхность рассеивания цели (ЭПР);

τ_i – длительность импульса;

$k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приёмника;

$k=1,38 \cdot 10^{-38}$ Вт·с/град – постоянная Больцмана;

T_0 – абсолютная температура приёмника;

$k_p=E_c/N_0$ – коэффициент разрешения сигналов;

E_c – энергия отражённого зондирующего сигнала (эхо-сигнала);

N_0 – спектральная плотность мощности шума.

Одним из способов повышения дальности обнаружения (что особенно важно для объектов с малой ЭПР) может быть увеличение длительности облучения целей, т. е. применение длинноимпульсных сигналов. С одной стороны, это приводит к снижению разрешающей способности по дальности $\Delta D_{\max}=c \cdot \tau_i/2$, с другой стороны – к увеличению разрешающей способности по скорости $\Delta V=0,6 \cdot \lambda/\tau_i$ и уменьшению диапазона неоднозначного измерения скорости.

Поэтому требования большой дальности и высокой разрешающей способности по координатам – противоречивы.

Таким образом, увеличение длительности импульса зондирования позволяет увеличить дальность действия, точность измерения угловых координат, точность и однозначность измерения скорости, но снижает разрешающую способность и точность измерения дальности.

Кардинальным способом разрешения указанного противоречия является переход к сложным сигналам.

1.2 Сложные радиосигналы

Снижение разрешающей способности по дальности объясняется тем, что при согласованной оптимальной фильтрации простых сигналов невозможно выделить части перекрывающихся импульсов. Для разделения таких сигналов необходимо усложнять их структуру, например, путём расширения их спектров.

Если два перекрывающихся сдвинутых широкополосных сигнала, одинаковых по структуре, воздействуют на соответствующий оптимальный фильтр, то каждый из них сжимается независимо. Тем самым обеспечивается возможность разрешения целей, эхо-импульсы от которых частично перекрываются. Это позволяет увеличивать длительности зондирующих сигналов без ухудшения разрешающей способности по дальности. При сжатии сигнала достигается увеличение его энергии при неизменной мощности излучаемых импульсов, что позволяет улучшить характеристики обнаружения РЛС.

Сложными (широкополосными) называются такие сигналы, база которых, т. е. произведение ширины спектра Δf_c на длительность $t_{сл.с.}$, удовлетворяет условию $\Delta f_c \cdot t_{сл.с.} \gg 1$. Например, для простого прямоугольного импульса длительностью τ_i ширина спектра равна $1/\tau_i$, а $\Delta f_c \cdot \tau_i = 1$.

Расширение спектра сигнала может быть достигнуто путём введения модуляции. В радиолокации получили распространение линейная частотная мо-

дуляция (ЛЧМ), нелинейная частотная модуляция (НЧМ) и фазовая манипуляция.

Особенность оптимальной обработки состоит в том, что на выходе согласованного фильтра образуется автокорреляционная функция сигнала, в обобщенной форме называемая функцией неопределенности:

$$\chi(t, \Omega) = \frac{1}{E_C} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(\tau + t/2) \cdot \dot{s}^*(\tau - t/2) \cdot e^{j\Omega \cdot \tau} d\tau, \quad (1.2)$$

где $\Omega = 2 \cdot \pi \cdot F$;

F – несущая частота.

Модуль функции неопределенности $\chi(t, \Omega)$ (см. рис. 1.2, а) иногда имеет вид довольно сложной поверхности. При $\Omega=0$ (сечение функции неопределенности в плоскости оси времени) функция $\chi(t, 0)$ с точностью до постоянного множителя является обычной автокорреляционной функцией огибающей сигнала. Аналогично, при $t=0$ (сечение функции неопределенности в плоскости оси частот) функция $\chi(t, \Omega)$ является автокорреляционной функцией по частоте. Поэтому функция неопределенности $\chi(t, \Omega)$ может рассматриваться как обобщенная автокорреляционная функция.

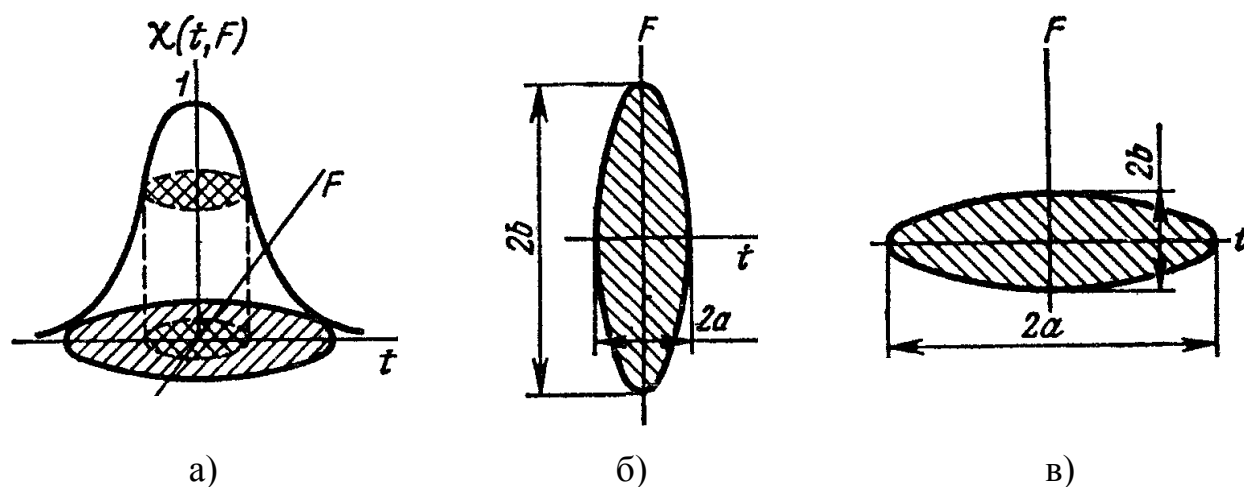


Рисунок 1.2 – Тело неопределённости (а) и его сечения (б, в)

Чем острее кривая сечения функции неопределенности в плоскости оси времени или оси частоты, тем выше потенциальная разрешающая способность и точность по дальности и скорости, соответственно.

На рис. 1.2, б) показано сечение для случая, когда длительность импульса τ_i мала, поэтому эллипс сжат вдоль оси времени и растянут вдоль оси частоты. На рис. 1.2, в) – наоборот, длительность импульса велика, поэтому эллипс растянут по оси времени и сжат по оси частоты. Площадь эллипса при этом не меняется.

Функция неопределенности одиночного прямоугольного радиоимпульса длительностью τ_i и нормированной энергией $s(t)=e^{j\omega t}/\sqrt{\tau_i}$ при $\Omega=0$ имеет вид автокорреляционной функции огибающей: треугольный импульс с длительностью по основанию $2\cdot\tau_i$ (см. рис. 1.3, а). При $t=0$ автокорреляционная функция по частоте не отличается от спектра прямоугольного радиоимпульса с несущей частотой $\Omega=2\cdot\pi\cdot F$ (см. рис. 1.3, б). Сечение поверхности неопределенности на достаточно высоком уровне остается эллипсом. Например, при уровне 0,5 образуется эллипс, характеризующийся величинами $2a=\tau_i$ и $2b=1,19/\tau_i$. Его площадь $S=\pi\cdot a\cdot b=0,3\cdot\pi$.

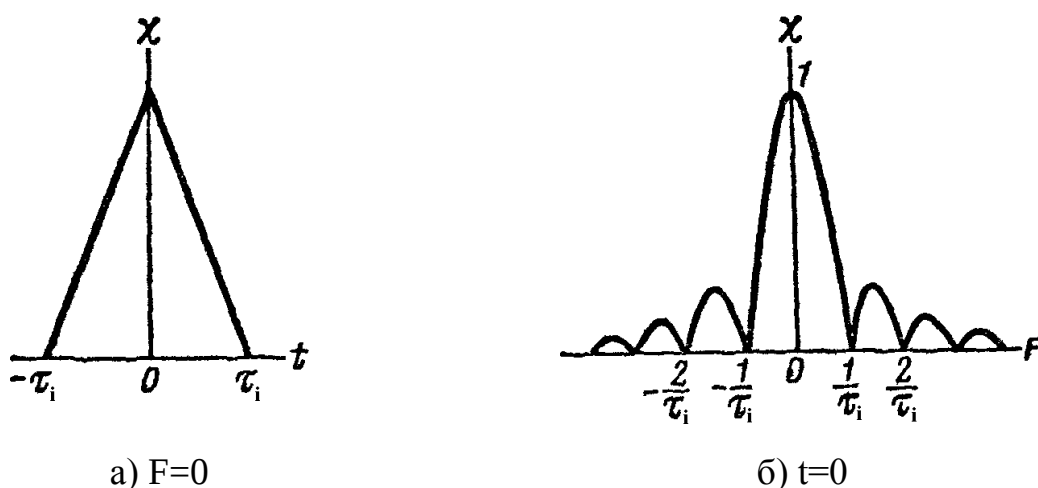


Рисунок 1.3 – Функция неопределённости прямоугольного радиоимпульса

Сечение тела неопределенности пачки когерентных прямоугольных импульсов одинаковой амплитуды при $F=0$ имеет прямоугольную огибающую

(см. рис. 1.4, а). При $t=0$ образуется спектр пачки (рис. 1.4, б), у которого главные пики следуют через интервалы, равные частоте повторения импульсов зондирования F_{Π} , и спадают в обе стороны от центрального (при $F_{\Pi}=0$). Поэтому сечение всей поверхности неопределенности имеет вид эллипсов, площадь которых спадает симметрично в обе стороны от начала координат.

Если сечение тела неопределенности приведено на уровне 0,5, то центральный пик дает эллипс, имеющий $2a=\tau_i$ и $2b=1,19 \cdot F_{\Pi}/N$. При этом площадь сечения центрального пика $S=0,3 \cdot \pi \cdot F_{\Pi} \cdot \tau_i$, что свидетельствует о возможности значительного повышения разрешающей способности и точности, в частности, по скорости. Однако общая неопределенность измерения не устранена, а лишь перераспределена. Образовалось множество неоднозначных отсчетов: расположение пиков через T_{Π} связано с неоднозначностью по дальности, если $2 \cdot D/c > T_{\Pi}$, и неоднозначностью по скорости, если $2 \cdot V_p/\lambda > F_{\Pi}$ (случай слепых скоростей).

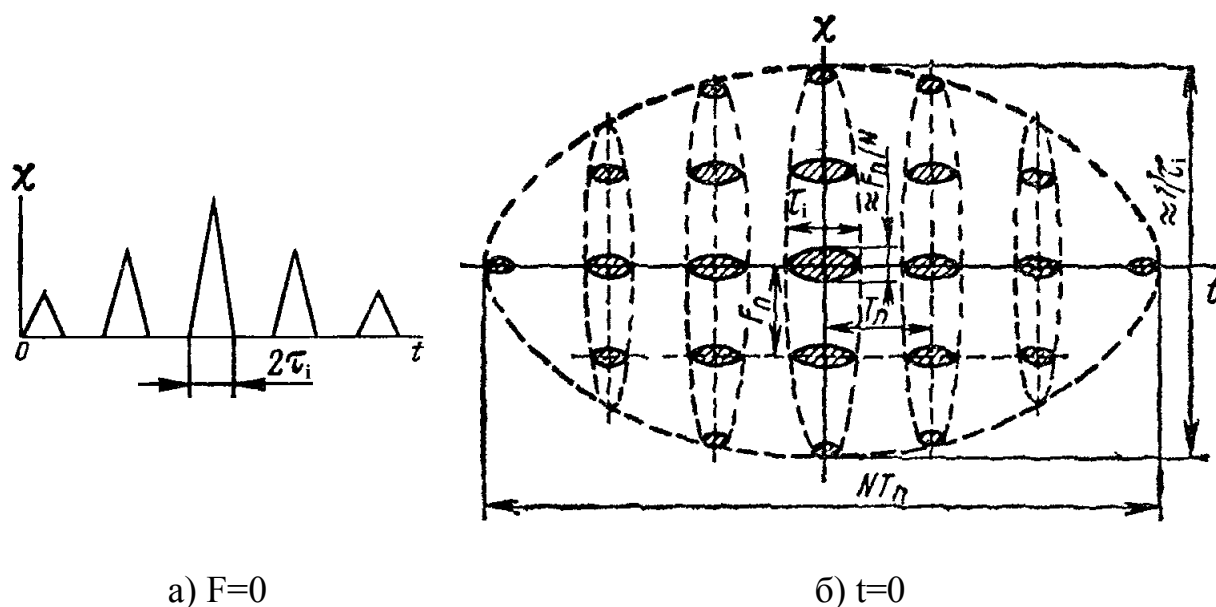


Рисунок 1.4 – Функция неопределённости пачки прямоугольных радиоимпульсов

Так как ширина функции неопределенности на уровне 0,5 является мерой разрешающей способности, то две цели, координаты дальности и скорость ко-

торых лежат внутри эллипса, не могут быть разрешены. Уменьшая длительность импульса, можно выиграть в разрешающей способности и точности по дальности, но неизбежно проиграть в разрешающей способности и точности по скорости. Точно так же, при увеличении длительности импульса происходит улучшение разрешения и точности по скорости, но ухудшение этих параметров по дальности. Таким образом, изменяя параметры сигнала, можно выиграть в разрешающей способности и точности по дальности в ущерб скорости или наоборот.

1.3 Краткие сведения из теории оптимального приема сигналов

Если на входе приемника действует сигнал $x(t)$, равный сумме полезного сигнала $u(t)$ и помехи $n(t)$ или только помехе, то оптимальный приемник в случае сигнала с полностью известными параметрами вычисляет так называемый корреляционный интеграл, а затем сравнивает его величину с порогом. Если помеха является нормальным случайным процессом, спектральная плотность которого равномерна (белый шум), то корреляционный интеграл имеет вид

$$z = \int_0^T x(t) \cdot u(t) dt, \quad (1.3)$$

Пределы интегрирования учитывают отрезок времени, в котором может появиться обнаруживаемый сигнал. Первый множитель в (1.3) есть входной сигнал, а второй множитель – сигнал, равный обнаруживаемому, и формируемый генератором в приемнике. Значение корреляционного интеграла (1.3) находится с помощью коррелятора или согласованного фильтра.

Основными элементами коррелятора, как следует из выражения (1.3), являются перемножитель, генератор сигнала и интегратор. На перемножитель поступают входной сигнал $x(t)$ и сигнал $u(t)$ от генератора сигнала. Произведение $x(t) \cdot u(t)$ интегрируется с момента прихода ($t=0$) и до момента окончания обна-

руживаемого сигнала ($t=T$).

Коррелятор является устройством с переменными параметрами, так как режим его работы зависит от изменения $u(t)$ во времени. Поскольку операции умножения и интегрирования линейны, то коррелятор является линейным устройством. Фактически, он отфильтровывает сигнал от помех и является линейным устройством с переменными параметрами, то есть фильтром.

Напряжение $v(t)$ на выходе фильтра в момент t можно найти с помощью интеграла Дюамеля:

$$v(t) = \int_{-\infty}^t x(t_1) \cdot h(t - t_1) dt_1, \quad (1.4)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика фильтра.

Пусть в момент окончания сигнала ($t = T$) напряжение $v(t)$ с точностью до постоянного множителя a равняется z , т. е.

$$v(T) = a \cdot z. \quad (1.5)$$

Подставляя в формулу (1.4) $t=T$ и заменяя t_1 на t , получаем

$$v(t) = \int_{-\infty}^T x(t) \cdot h(T - t) dt, \quad (1.6)$$

Учитывая (1.3) и (1.6), равенство (1.5) справедливо при следующем условии:

$$h(T-t) = a \cdot u(t). \quad (1.7)$$

Следовательно, импульсная характеристика искомого фильтра должна иметь вид:

$$h(t)=a \cdot u(T-t). \quad (1.8)$$

Полученная импульсная характеристика является зеркально отображенным сигналом с запаздыванием T . Фильтр с такой характеристикой называется согласованным.

Общим между коррелятором и согласованным фильтром является равенство (с точностью до постоянной) выходных напряжений в момент времени $t=T$. Это и определяет их взаимную эквивалентность с точки зрения обнаружения сигнала.

Различие заключается в следующем. Коррелятор является устройством с переменными во времени параметрами, а согласованный фильтр – устройством с постоянными параметрами. Следствием этого является то, что согласованный фильтр инвариантен относительно задержки сигнала и его начальной фазы (насколько эти величины изменятся в сигнале на входе фильтра, настолько они изменятся и в сигнале на выходе), а коррелятор – не инвариантен.

Выбор между согласованным фильтром и коррелятором в значительной степени зависит от особенностей проектируемой системы. В настоящее время, вопрос выбора между этими устройствами окончательно не решен.

Поскольку в радиолокации согласованный фильтр используется для повышения разрешающей способности по дальности (для сжатия отражённых сигналов), то в качестве объекта исследования выберем фильтр.

1.4 Выбор типа сигнала для исследования

В радиолокации получили распространение следующие типы сложных сигналов:

- сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-импульсы);
- сигналы с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ-импульсы);
- сигналы с фазовой манипуляцией (ФКМ-импульсы).

Два радиосигнала, имеющие одинаковую мощность и отличающиеся только фазой на π , обладают максимально возможной степенью различия. Функция их взаимной корреляции при отсутствии временного сдвига равна -1. Именно поэтому использование таких сигналов при передаче дискретных сообщений обеспечивает наибольшую помехоустойчивость [1].

Поэтому, ограничимся в данной работе только сигналами с фазовой манипуляцией.

Радиоимпульс с фазовой манипуляцией представляет собой сигнал с прямоугольной огибающей, состоящий из парциальных (простых) прямоугольных радиоимпульсов, имеющих фазовые сдвиги на 0° или 180° . Лучшим отношением сигнал/шум обладают фазоманипулированные импульсы по коду Баркера (ФКМ): коэффициент сжатия $k_{ст}$ этих оптимальных сигналов равен количеству парциальных импульсов $N_{пи}$. Длительность таких сигналов определяется как $\tau_{скл.с.} = N_{пи} \cdot \tau_i$. Однако коды Баркера существуют только для сравнительно коротких последовательностей на 2, 3, 4, 5, 7, 11 и 13 импульсов. Более длинные M-последовательности обеспечивают меньший выигрыш: их $k_{ст} = \sqrt{N_{пи}}$. Так же практический интерес имеют кодовые последовательности Хаффмена, Френка, Хенка, Б-коды, но они то же обеспечивают меньший выигрыш, чем коды Баркера.

1.5 Постановка задачи научной работы

Поставим задачу:

- проведения анализа известных алгоритмов получения кодовых последовательностей с целью выделения путей их оптимизации или выяснения невозможности её осуществления;
- поиска новых манипулирующих кодов, обеспечивающих минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционной функции;

– разработки структуры фильтра сжатия для этих кодов, обеспечивающей минимальный уровень боковых лепестков.

2 ОБЗОР ИЗВЕСТНЫХ КОДОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ И СПОСОБОВ ИХ ПОЛУЧЕНИЯ

2.1 Общее описание фазокодоманипулированных сигналов

Фазоманипулированный сигнал представляет собой последовательность N прямоугольных радиоимпульсов (видеоимпульсы с высокочастотным заполнением ω_0) одинаковой длительности τ_0 и амплитуды A :

$$s(t) = \begin{cases} A \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \varphi(t)], & 0 < t < N \cdot \tau_0 \\ 0, & t < 0 \\ 0, & t > N \cdot \tau_0 \end{cases}, \quad (2.1)$$

где $\varphi(t) = \varphi_{0i} = \text{const}$, при $(i-1) \cdot \tau_0 < t < i \cdot \tau_0$, а $i = 0 \dots N-1$.

Закон $\varphi(t)$ изменения начальной фазы φ_0 каждого парциального радиоимпульса определяет форму автокорреляционной функции фазоманипулированного сигнала, а так же структуру фильтра его сжатия. И только некоторые законы изменения начальных фаз импульсов обеспечивают требуемые для радиолокационных применений формы функций и структуры фильтров:

- малую длительность главного лепестка;
- большое превышение уровня главного лепестка над боковыми.

2.2 Коды Баркера

Коды Баркера существуют только для сравнительно коротких последовательностей на 2, 3, 4, 5, 7, 11 и 13 импульсов (см. табл. 2.1). Начальные фазы φ_0 парциальных радиоимпульсов могут принимать значения 0° или 180° (+ или – в табл. 2.1, соответственно).

Таблица 2.1 – Коды Баркера

N_{pi}	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	k_{10}	k_{11}	k_{12}	k_{13}	УБЛ
2	+	–												$-1/2$
3	+	+	–											$-1/3$
4	+	+	–	+										$\pm 1/4$
4	+	+	+	–										$\pm 1/4$
5	+	+	+	–	+									$1/5$
7	+	+	+	–	–	+	–							$-1/7$
11	+	+	+	–	–	–	+	–	–	+	–			$-1/11$
13	+	+	+	+	+	–	–	+	+	–	+	–	+	$1/13$

Последовательности, записанные в обратном направлении к кодам Баркера, имеют те же свойства, что и прямые коды. Инверсные последовательности к кодам Баркера так же являются кодами Баркера.

Автокорреляционная функция кодовой последовательности Баркера, определяется выражением:

$$R(t) = \begin{cases} N, & n = 0 \\ 0, & n = 2 \cdot i + 1, \\ \pm 1, & n = 2 \cdot i \end{cases} \quad (2.2)$$

Структурная схема фильтра, согласованного со структурой фазоманипулированного кодом Баркера сигналом, приведена на рис. 2.1.

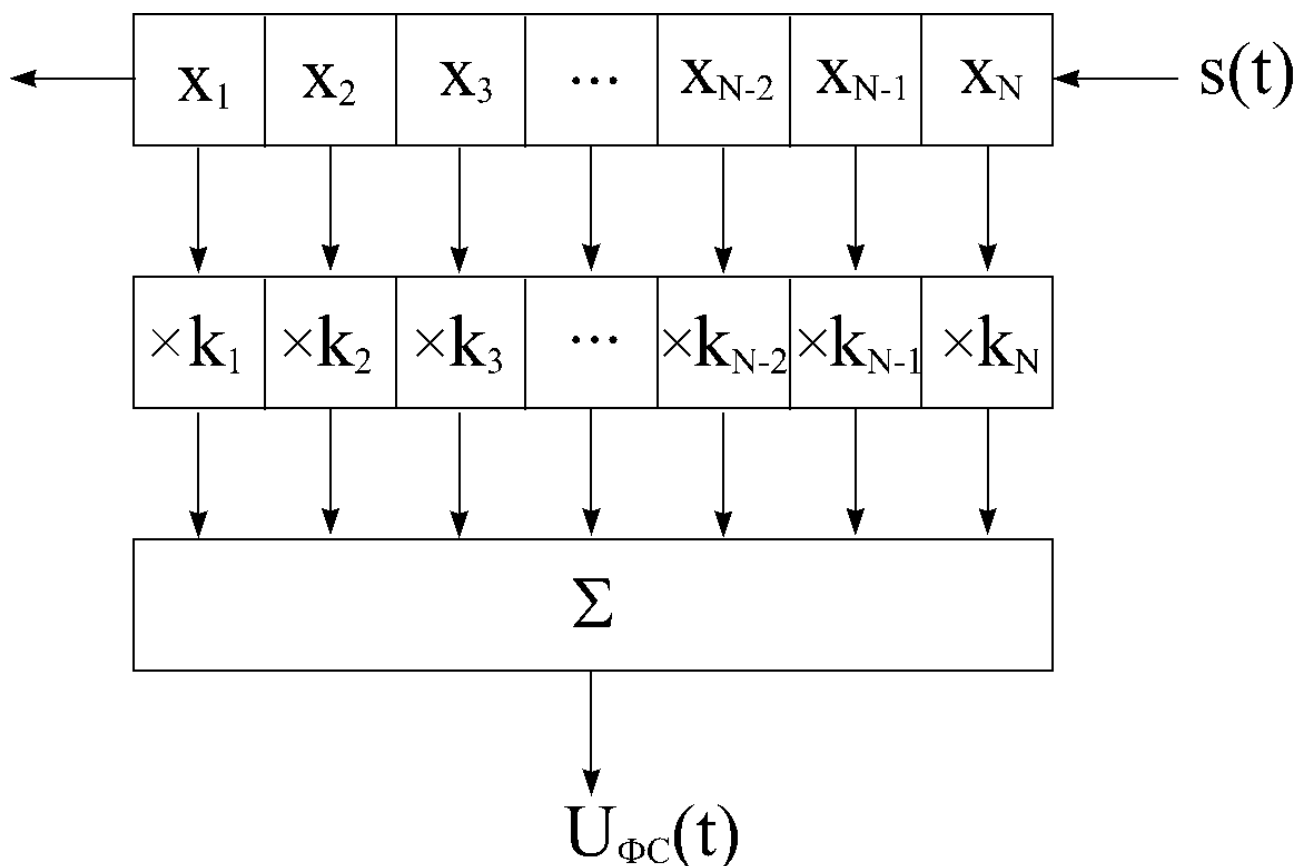


Рисунок 2.1 – Структурная схема фильтра сжатия фазоманипулированного кодом Баркера сигнала

В соответствие с выражением (2.1), на вход фильтра сжатия поступают отсчёты входного сигнала $s(t)$, представляющего собой фазоманипулированные сигналы по коду Баркера. Входным устройством фильтра является многоотводная линия задержки (набор триггеров, регистров, элементов памяти и т. д.), число отводов которой равно числу позиций манипулирующего кода N . Фильтрация входного сигнала осуществляется в скользящем окне: после обработки N отсчётов входного сигнала, содержимое каждой i -ячейки переписывается в $(i-1)$ -ячейку, содержимое ячейки x_1 выбывает из обработки, а в ячейку x_N поступает очередной отсчёт входного сигнала $s(t)$.

Алгоритм фильтрации состоит в умножении амплитуды каждого элемента скользящего окна на коэффициенты k_i , соответствующие структуре ожидаемого (искомого) сигнала (см. табл. 2.1): знак "+" соответствует $k_i=1$, знак "-" соответствует $k_i=-1$. Если скользящее окно заполнено всеми N отсчётами фазо-

манипулированного сигнала, согласованного со структурой фильтра сжатия, то на выходе такого оптимального фильтра произойдёт когерентное накопление полезного сигнала. В случаях, когда не все элементы скользящего окна заполнены отсчётами полезного сигнала, на выходе устройства будут наблюдаться боковые лепестки фильтра.

К сожалению, на данный момент, первоисточник [2] 1953 года выпуска общественности не доступен. Поэтому, проанализировать способ получения Баркером его кодовых последовательностей не представляется возможным...

2.3 Квазибаркеровские кодовые последовательности

В [3, 4] было показано, что для $N > 13$ кодовых последовательностей с уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции $1/N$ не существует. Поэтому, в ряде работ, начиная с 1954 г. и до настоящего времени, осуществлялись поиски кодовых последовательностей, максимально близких по свойствам к Баркеровским.

Для обеспечения минимального уровня боковых лепестков используют:

- минимаксный критерий, при котором уровень боковых лепестков должен быть минимальным;
- качественный критерий, при котором отношение энергии главного лепестка к энергии всех боковых лепестков должно быть максимальным.

В подавляющем большинстве случаев, поиск оптимальных последовательностей проводился методом перебора. Поскольку с ростом N стремительно возрастает время поиска, то, на сегодняшний день, известны:

- кодовые последовательности [5, 6] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $2/N$ для $13 < N \leq 28$;
- кодовые последовательности [6, 7, 8, 9] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $3/N$ для $28 < N \leq 51$;
- кодовые последовательности [9, 10, 11] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $4/N$ для $51 < N \leq 70$;

– кодовые последовательности [12] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $5/N$ для $70 < N \leq 105$.

Вычислительная сложность алгоритма полного перебора равна $O(2^N)$. Любую двоичную последовательность можно представить как обыкновенное двоичное число, поэтому на длине N существует $2^N - 1$ различных бинарных комбинаций. Последовательно перебирая эти комбинации и проверяя их импульсную автокорреляционную функцию, можно отобрать все последовательности, удовлетворяющие требуемому уровню боковых лепестков.

2.4 Многофазные кодовые последовательности

Альтернативой поиску кодовых последовательностей с оптимальной автокорреляционной функцией является переход от двоичных последовательностей (0° или 180°) ко многофазным последовательностям. В общем случае, они обеспечивают выигрыш на 10..17 дБ по уровню боковых лепестков автокорреляционной функции по сравнению с двоичными последовательностями той же длины [17].

В 1956 году de Long впервые предложил трехфазные последовательности Баркера, а затем Carley и Welti в 1960 году – четырехфазные последовательности Баркера. Когда полезность многофазных кодов стала очевидной, в [13] впервые было введено понятие обобщенных кодов Баркера, определяемых в виде многофазной последовательности, где значение фазы на каждом кодовом интервале определяется из диапазона $0^\circ \dots 360^\circ$. Было показано, что расширение объема алфавита позволяет увеличить длину кодовых манипулирующих последовательностей. В частности, для четырехфазных последовательностей Баркера максимальная возможная длина $N=15$. В 1989 году были получены 60-фазные последовательности Баркера до длины $N=19$ [14].

Поскольку систематический подход к построению многофазных кодов Баркера долгое время отсутствовал, то новые последовательности с еще более низким значением уровня боковых лепестков получали путём нелинейных мно-

гомерных оптимизаций уже известных многофазных кодов. Например, в работе [15] рассмотрен нелинейный метод понижения уровня боковых лепестков нормированной автокорреляционной функции многофазных последовательностей, построенных на основе оптимизации кодов Френка, до значений $1/(\pi \cdot N)^{1/2}$.

Аналитический метод построения многофазных последовательностей Баркера был предложен в [16]. Результирующая фазокодирующая импульсная последовательность имеет вид:

$$\gamma_n = \exp(j \cdot \varphi_n), \quad (2.3)$$

где $n=0, \dots, N-1$,

N – длина последовательности.

Автокорреляционная функция кодовой последовательности представляет собой меру схожести последовательности со своими сдвинутыми копиями:

$$r_r = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-r} \gamma_{n+r} \cdot \gamma_n^*, & r = 0, 1, \dots, N-1 \\ \sum_{n=0}^{N-1-|r|} \gamma_{n+r} \cdot \gamma_{n+|r|}^*, & r = 1-N, 2-N, \dots, -1 \\ 0, & |r| \geq N \end{cases} \quad (2.4)$$

где r_i – отчет автокорреляционной функции,

γ_i^* – комплексно-сопряжённый кодовый элемент,

r – сдвиг.

Такой вид автокорреляционной функции определяет следующую систему нелинейных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \sum_{n=0}^{N-1-r} \exp(j \cdot \varphi_{n+r}) \cdot \exp(-j \cdot \varphi_n) \right| = a, \quad r = 1 \\ \dots \\ \left| \sum_{n=0}^{N-1-r} \exp(j \cdot \varphi_{n+r}) \cdot \exp(-j \cdot \varphi_n) \right| = a, \quad r = 2, \dots, N-2 \end{array} \right. , \quad (2.5)$$

Решение этой системы трансцендентных уравнений осуществляется одним из методов градиентного спуска (Левенгберга-Марквардта), где каждое приближение определяется решением системы дифференциальных уравнений:

$$[J^T(x_k) \cdot J(x_k) + \lambda_k \cdot I] \cdot p_k = -J^T(x_k) \cdot f(x_k), \quad (2.6)$$

где λ_k – неотрицательная константа, значение которой определяется используемым методом на каждом шаге,

I – единичная матрица,

J – якобиан, рассчитанный от вектора решений,

f – значение функции, определяющее точность решения.

На каждом итерационном шаге возможны следующие решения:

- поиск равномерных импульсных последовательностей с единичным уровнем боковых лепестков;
- поиск неравномерных импульсных последовательностей Баркера.

Найденное решение подвергают оптимизации на предмет снижения уровня боковых лепестков. Приведение найденных последовательностей к многофазным кодам Баркера достигается путем итерационного приближения, при котором снова решается исходная система уравнений, но уже с новыми условиями:

- начальное значение исходного вектора x_k задается из полученного решения;
- выполняется решение системы уравнений или неравенства с уровнем боковых лепестков $\tau_k = \beta \cdot \Delta$;

Если решение было найдено, то уровень боковых лепестков уменьшают и

повторно производят решение до тех пор, пока последовательность не будет удовлетворять заданным параметрам. Если решение не было найдено, то уровень боковых лепестков увеличивают на $\Delta/2$.

При этом, начальное приращение:

$$\Delta = |r - \beta|/2. \quad (2.7)$$

Согласно [17], вычисления по описанной процедуре поиска новых кодовых последовательностей на кластере из 4 двухпроцессорных платах Quad-Core Intel Xeon E5520, 3 компьютерах Core i7 и 10 компьютерах Core2Duo производился очень долго. Поиск равномерных последовательностей останавливался только после того, как в течение продолжительного времени (трёх и более недель) не было найдено новых решений. Поиск неравномерных решений оказался не полным вследствие того, что число решений постепенно возрастает, а с увеличением длины N время ожидания и вероятность правильного обнаружения существенно снижаются. Это затрудняет полный поиск, а также делает его неопределённым...

2.5 М-последовательности

Среди фазоманипулированных сигналов особое место занимают сигналы, кодовые последовательности которых являются последовательностями максимальной длины или М-последовательностями. Такие последовательности обладают следующими основными свойствами:

1. М-последовательность является периодической с периодом, состоящим из N импульсов (символов).
2. Боковые лепестки периодической автокорреляционной функции сигналов, образованных М-последовательностью, равны $1/N$. Но так же периодически повторяются и главные лепестки.
3. М-последовательность в общем случае состоит из нескольких видов

импульсов (например, импульсы могут отличаться начальными фазами, несущими частотами и т. д.). Импульсы различного вида встречаются в периоде примерно одинаковое число раз, т. е. все импульсы распределяются в периоде равновероятно. Вследствие этого М-последовательности называют часто псевдослучайными.

4. Формируются М-последовательности на сдвигающих регистрах. При этом, если применяется регистр с k разрядами и в М-последовательности используются p различных видов импульсов (отличающихся, например, фазами), то $N=p^k-1$.

Число разрядов регистра $k=\log(N+1)/\log(p)$. Следовательно, значительное увеличение числа импульсов N в периоде М-последовательности вызывает незначительное увеличение числа разрядов регистра, так как зависимость k от N является логарифмической.

5. Автокорреляционная функция усеченной М-последовательности, под которой понимается непериодическая последовательность длиной в период N , имеет величину боковых лепестков, близкую к $1/\sqrt{N}$. Поэтому с ростом N величина боковых лепестков уменьшается.

Как и в случае кодов Баркера, при построении М-последовательностей, по существу, не решается задача синтеза. Напротив, в соответствии с априорным алгоритмом, составляется последовательность, а затем исследуются ее свойства.

2.6 Выбор направления исследования

Выполненный обзор известных кодовых последовательностей и способов их получения позволяет произвести выбор направления исследования.

Поскольку задача поиска кодовых последовательностей для фазоманипулированных импульсов путём оптимизации вида автокорреляционной функции по критерию максимума отношения уровней главного к уровню боковых ле-

пестков уже решена, то представляет интерес оптимизация структуры согласованного фильтра фазоманипулированных сигналов.

3 ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

3.1 Выбор объекта оптимизации

Анализ структуры согласованного фильтра фазоманипулированных сигналов (см. рис. 2.1) указывает на то, что ни линия задержки (скользящее окно) $x_1, \dots, x_N$, ни сумматор не имеют степеней свободы. И только один элемент фильтра может изменяться – значение весовых коэффициентов умножителей $k_1, \dots, k_N$.

Поскольку основополагающие работы по поиску оптимальных кодовых последовательностей для фазоманипулированных сигналов выполнялся в эпоху дискретной импульсной элементной базы (то есть, в домикропроцессорную эпоху), то вполне естественно, что значения весовых коэффициентов умножителей составляет +1 и -1. Тогда это гарантировало простоту и дешевизну реализации фильтров сжатия – на триггерах, сумматорах и инверторах.

С появлением же микропроцессоров, умеющих производить математические операции с дробными числами без ограничений на их разрядность (после запятой), появляется возможность оптимизации амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) согласованного фильтра путём варьирования значениями весовых коэффициентов k_i .

3.2 Оптимизация АЧХ согласованного фильтра для ФКМ-сигнала

Для нахождения значений весовых коэффициентов k_i (см. рис. 2.1), составим следующую систему уравнений относительно известных a и неизвестных x :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^i a_j \cdot x_{N-i+j} = c_i, \quad i = 1, \dots, N-1 \\ \sum_{j=1}^N a_j \cdot x_j = N, \quad i = N \\ \sum_{j=i-N+1}^N a_j \cdot x_{N-i+j} = c_i, \quad i = N+1, \dots, 2 \cdot N-1 \end{array} \right. , \quad (3.1)$$

где a_i имеют смысл значений кодовой последовательности длины N (см. k_i в табл. 2.1 или x_i на рис. 2.1);

x_i имеет смысл искомым весовых коэффициентов на рис. 2.1;

c_i имеет смысл уровня боковых лепестков.

Поскольку уровень боковых лепестков не должен превышать ± 1 , а уровень главного лепестка быть не менее N , то система уравнений (3.1) должна быть преобразована в систему неравенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \sum_{j=1}^i a_j \cdot x_{N-i+j} \right| \leq 1, \quad i = 1, \dots, N-1 \\ \sum_{j=1}^N a_j \cdot x_j \geq N, \quad i = N \\ \left| \sum_{j=i-N+1}^N a_j \cdot x_{N-i+j} \right| \leq 1, \quad i = N+1, \dots, 2 \cdot N-1 \end{array} \right. , \quad (3.2)$$

Задача поиска решения полученной системы неравенств сводится к поиску решения задачи линейного программирования, достаточно подробно описанное в специализированной литературе.

Среди всех найденных решений системы (3.2) для каждого N необходимо отобрать тот набор весовых коэффициентов k_i , при котором на выходе согласованного фильтра создаётся максимальное отношение уровня главного лепестка к уровню боковых лепестков.

4 ОПИСАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ НАУЧНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

4.1 Найденные новые кодовые последовательности

В табл. 4.1 представлены найденные новые кодовые последовательности для фазоманипулированных импульсов.

Таблица 4.1 – Новые кодовые последовательности для фазоманипулированных импульсов

N	k ₁	k ₂	k ₃	k ₄	k ₅	k ₆	k ₇	k ₈
3	+	+	–					
4	+	+	+	–				
5	+	+	+	–	+			
6	+	+	+	+	–			
7	+	+	+	–	–	+	–	
8	+	+	+	–	–	+	–	+

Из табл. 4.1 видно, что найденные новые кодовые последовательности для N=3, 4, 5, 7 совпадают с последовательностями Баркера. Для N=6, 8 найдены новые последовательности, отсутствующие среди кодов Баркера. К сожалению, в данной исследовательской работе для N>8 результаты не получены вследствие возникновения проблем с получением решений системы неравенств (3.2).

4.2 Автокорреляционная функция новых кодовых последовательностей

На рис. 4.1 и 4.2 представлены ненормированные автокорреляционные функции найденных кодовых последовательностей для N=6, 8, соответственно.

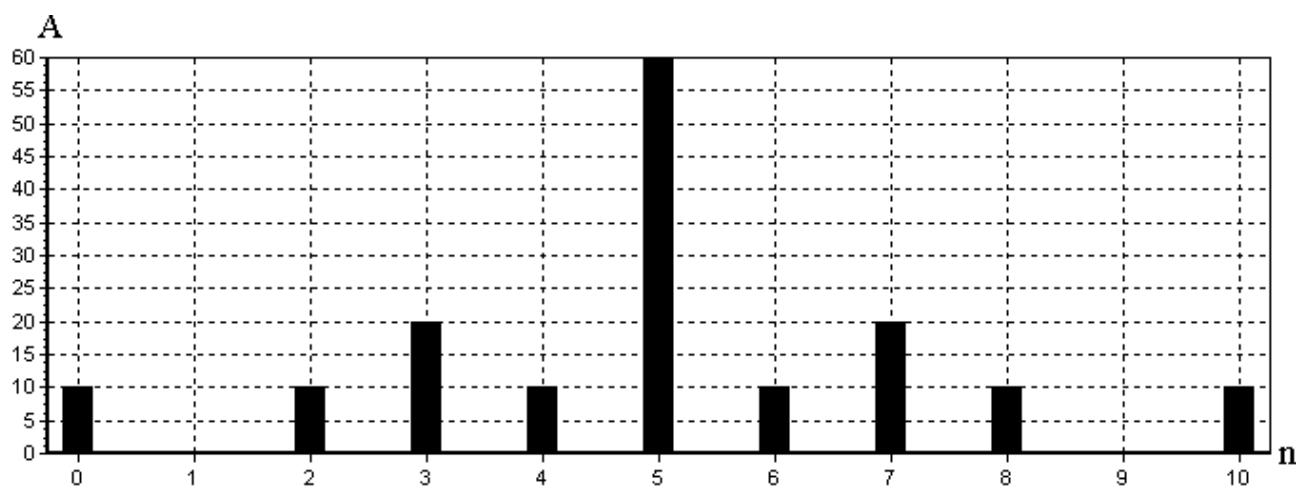


Рисунок 4.1 – Автокорреляционная функция новых кодовых последовательностей для $N=6$

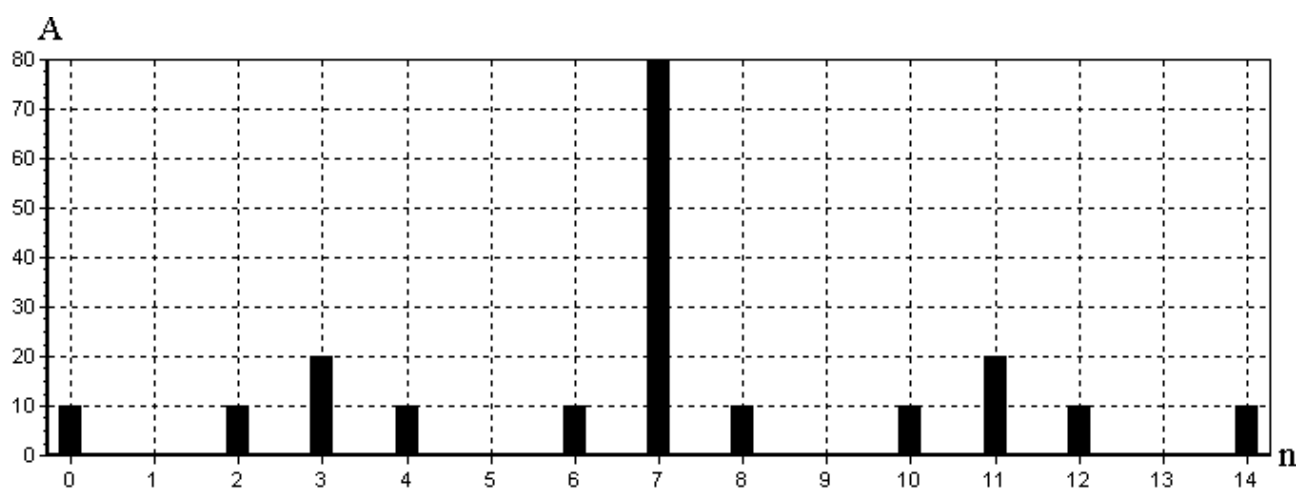


Рисунок 4.2 – Автокорреляционная функция новых кодовых последовательностей для $N=8$

Анализ рис. 4.1 и 4.2 показывает, что автокорреляционные функции найденных кодовых последовательностей для $N=6, 8$ имеют больший уровень боковых лепестков, чем коды Баркера, а так же меньшее количество боковых лепестков нулевой амплитуды.

4.3 Структура согласованного с новыми кодовыми последовательностями фильтра

Структура согласованного с новыми кодовыми последовательностями фильтра имеет вид рис. 2.1. Значения весовых коэффициентов фильтра сжатия приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2 – Весовые коэффициенты согласованного с новыми кодовыми последовательностями фильтра

N	k ₁	k ₂	k ₃	k ₄	k ₅	k ₆	k ₇	k ₈	УБЛ
3	-0,66	1,32	0,66						±1/4
4	-0,81	1,10	0,52	0,81					±1/4
5	0,70	-1,41	1,41	1,41	0,7				±1/8
6	0,88	-1,76	0,56	1,20	1,15	0,36			-1/6,7
7	-0,83	0,97	-0,97	-0,68	0,97	0,97	0,83		±1/7,5
8	0,57	-1,12	1,42	-0,45	-0,79	0,97	1,54	0,7	±1/8,1

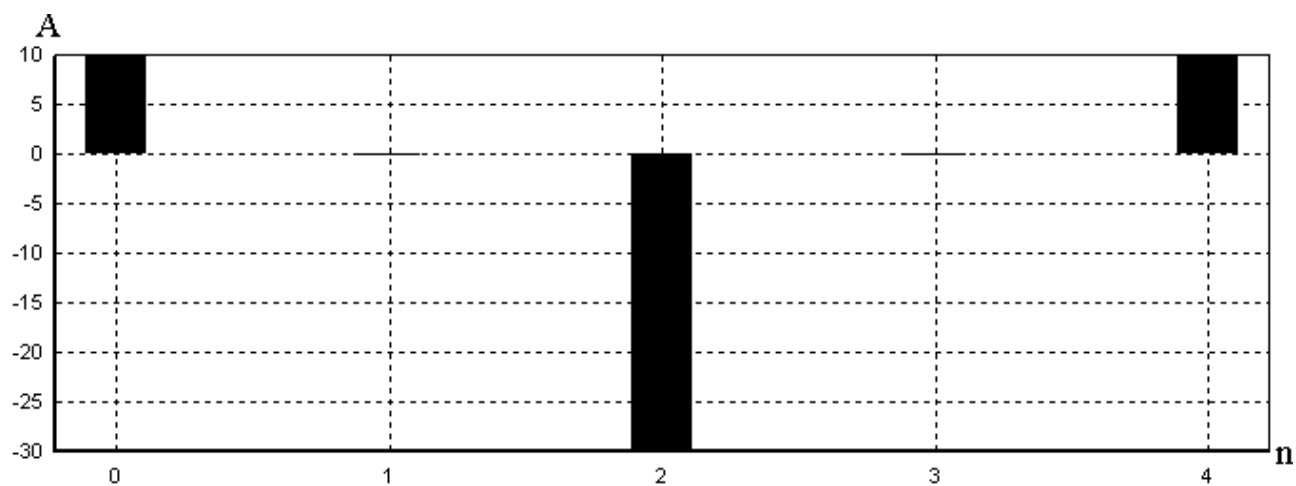
Сравнивая столбец УБЛ в табл. 2.1 и 4.2, можно увидеть, что отношение уровней главного лепестка к боковым лепесткам для кодов Баркера (см. табл. 2.1) и новых кодовых последовательностей (см. табл. 4.2) – разное: коды Баркера – проигрывают. В табл. 4.3 сведены уровни боковых лепестков кодов Баркера и найденных последовательностей.

Таблица 4.3 – Уровни боковых лепестков разных кодовых последовательностей

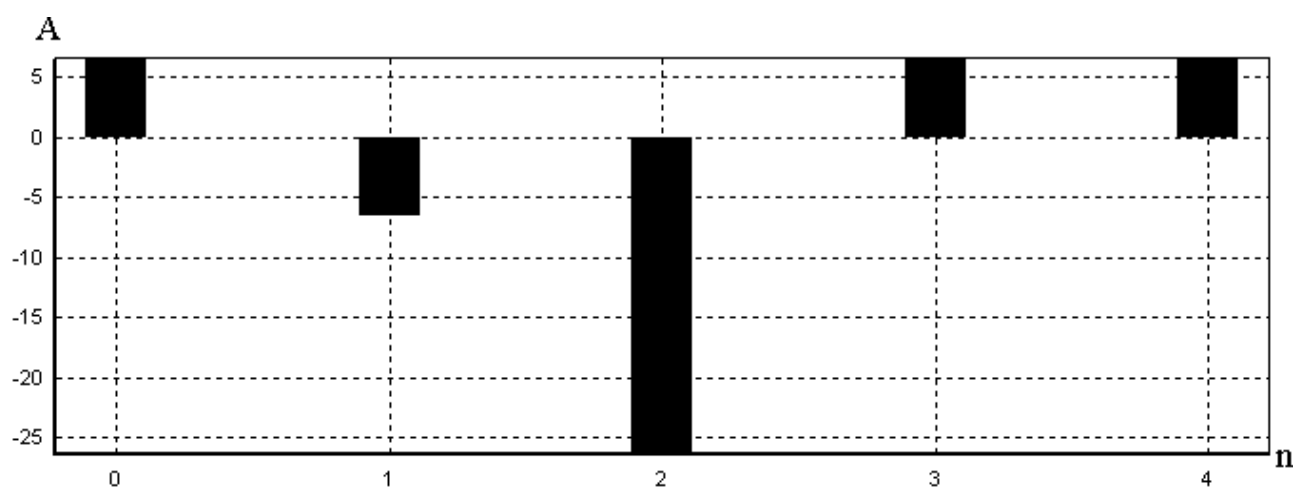
N	УБЛ кодов Баркера	УБЛ найденных последовательностей	Выигрыш по УБЛ, дБ
3	$\pm 1/3$	$\pm 1/4$	2,5
4	$\pm 1/4$	$\pm 1/4$	0
5	$\pm 1/5$	$\pm 1/8$	4
6	-	$\pm 1/6,7$	-
7	$\pm 1/7$	$\pm 1/7,5$	0,6
8	-	$\pm 1/8,1$	-

Проведенное математическое моделирование показало одинаковость уровней шумов на выходе стандартного для кода Баркера и оптимизированного согласованных фильтров. Поэтому, приведенное значение выигрыша УБЛ в табл. 4.3 является выигрышем в отношении сигнал/шум.

На рис. 4.3-4.8, а) и б), приведены сжатые сигналы, модулированные кодами Баркера и новыми кодовыми последовательностями для $N=3..8$, соответственно.

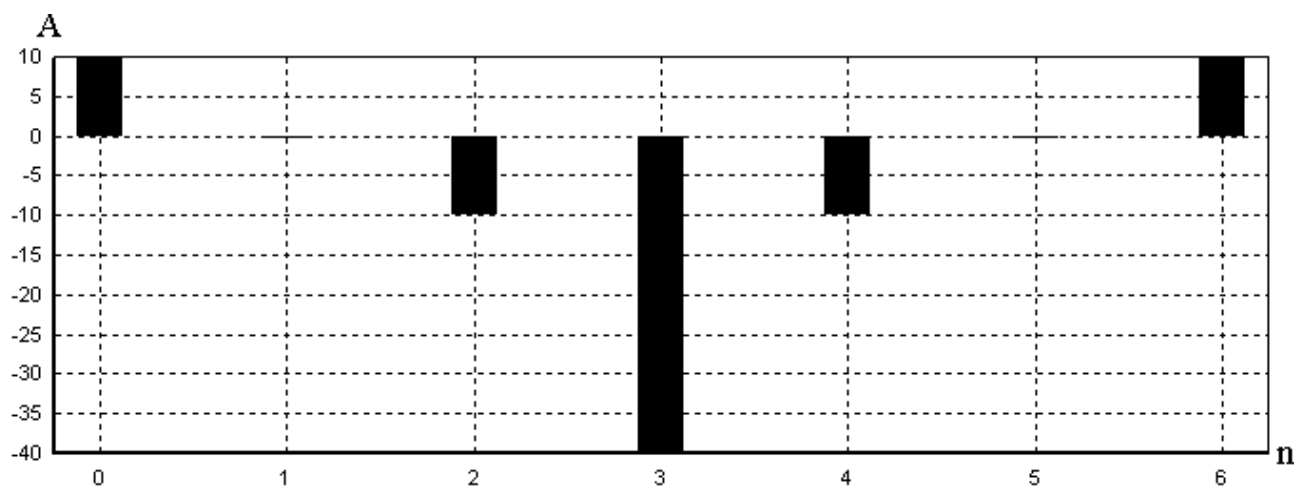


а) код Баркера

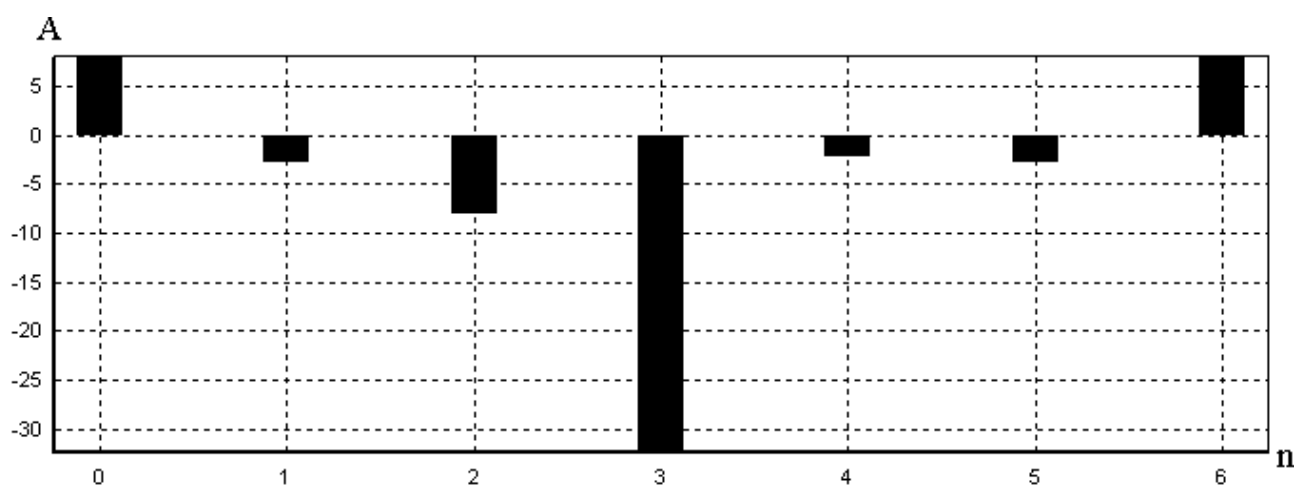


б) новая кодовая последовательность

Рисунок 4.3 – Сжатый фазокодоманипулированный сигнал для $N=3$

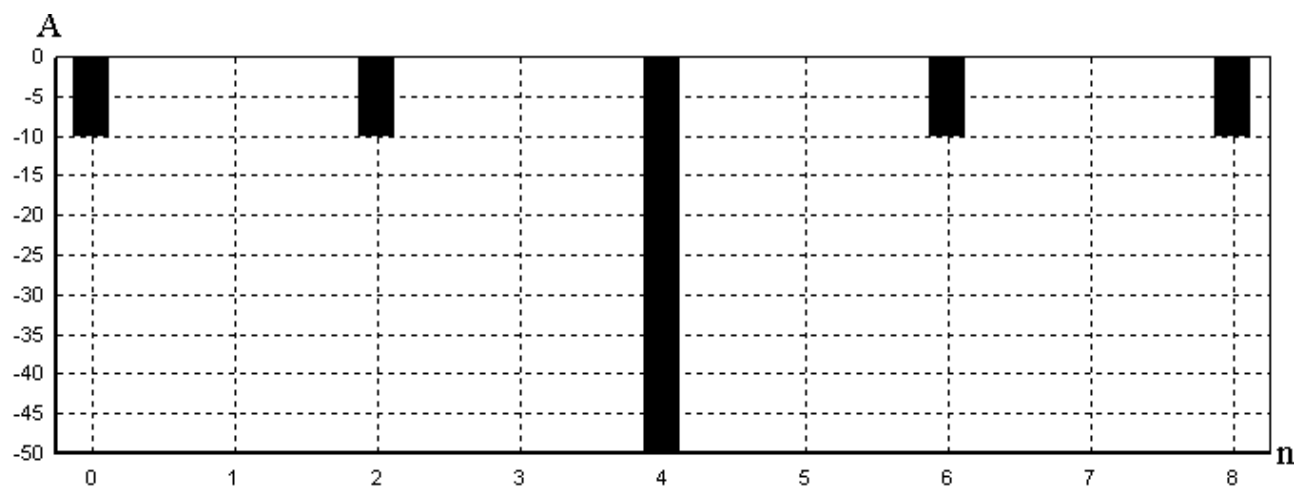


а) код Баркера

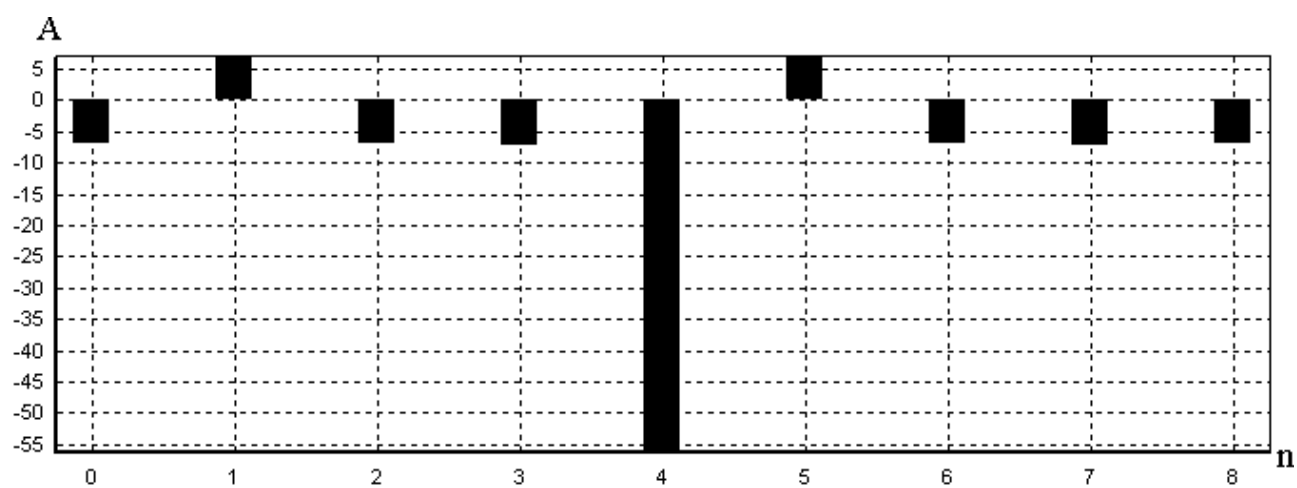


б) новая кодовая последовательность

Рисунок 4.4 – Сжатый фазокодоманипулированный сигнал для $N=4$



а) код Баркера



б) новая кодовая последовательность

Рисунок 4.5 – Сжатый фазокодоманипулированный сигнал для $N=5$

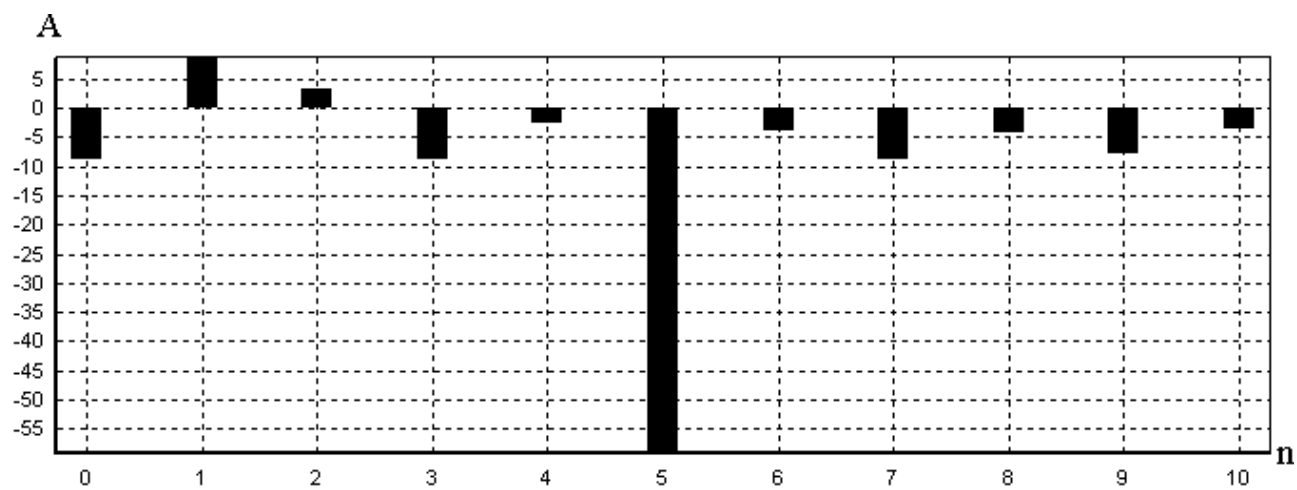
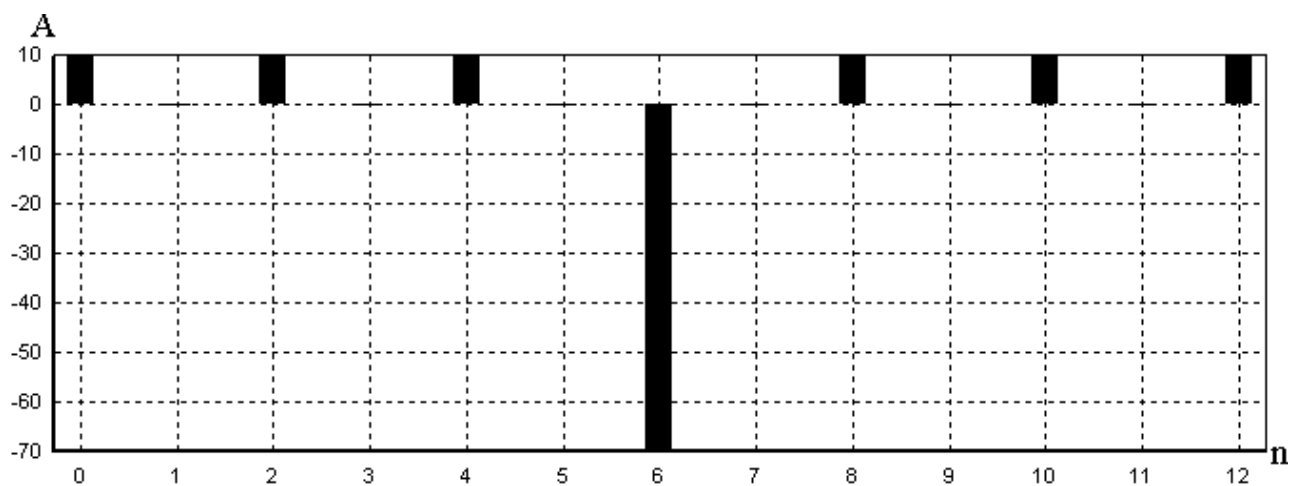
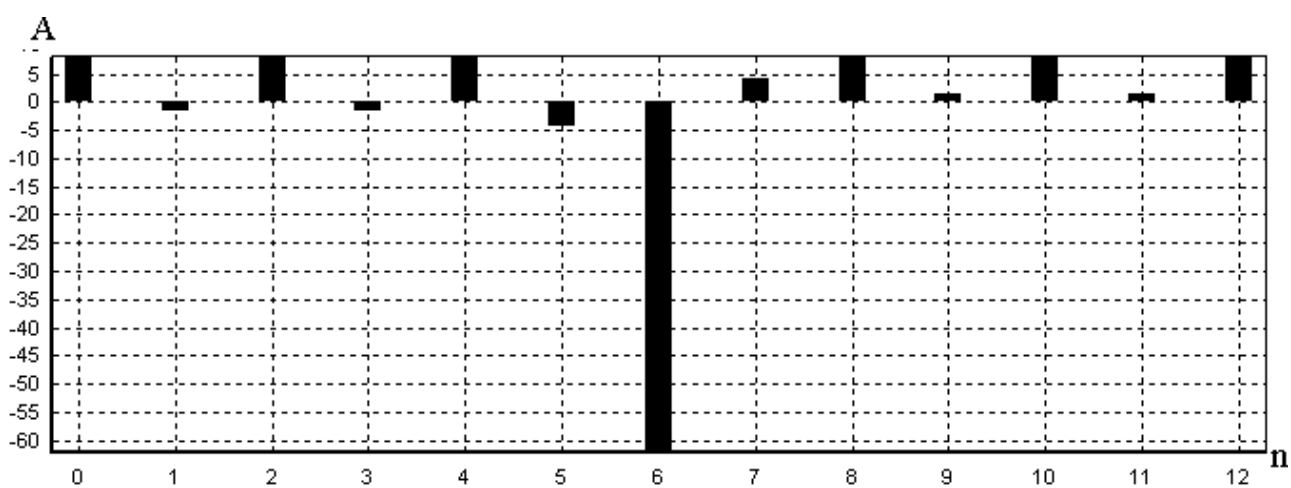


Рисунок 4.6 – Сжатый фазокодоманипулированный сигнал для $N=6$ (новая кодовая последовательность)



а) код Баркера



б) новая кодовая последовательность

Рисунок 4.7 – Сжатый фазокодоманипулированный сигнал для $N=7$

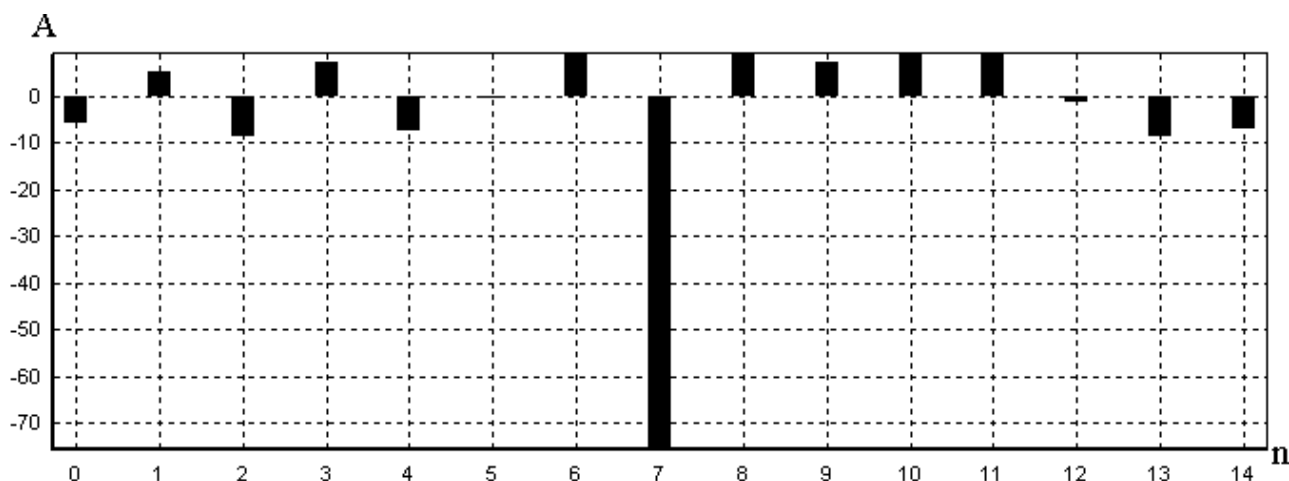


Рисунок 4.8 – Сжатый фазокодоманипулированный сигнал для $N=8$ (новая кодовая последовательность)

4.4 Выводы

1. Выполнена оптимизация структуры оптимального фильтра, согласованного с фазоманипулированным по коду Баркера сигналом. Получено, что введение весовой обработки при согласованной фильтрации позволяет достичь снижения уровня боковых лепестков на 0,6..4 дБ (в зависимости от длины кодовой последовательности $N=3..8$).

2. Введение весовой обработки при процедуре фильтрации не изменяет выходного значения уровня шума.

3. Найдены новые кодовые последовательности для фазоманипулированных импульсов, которые не обеспечивают минимального уровня боковых лепестков автокорреляционной функции, но обеспечивают минимальный уровень боковых лепестков АЧХ согласованного фильтра.

5 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ НИР

Основные условия рационального планирования НИР «Измерение угла места в двухкоординатных радиолокационных станциях» – сокращение сроков выполнения разработок при минимальных затратах трудовых, материальных и денежных ресурсов.

Для этого необходимо решить следующие вопросы по планированию НИР: определение трудоемкости и продолжительности; составление календарного графика выполнения; определение затрат на проведение.

5.1 Определение трудоемкости и продолжительности НИР

Весь комплекс научно-исследовательских работ можно подразделить на типовые этапы. По каждому этапу указываются исполнители и трудоемкость или продолжительность выполнения работ.

Трудоемкость НИР рассчитывается в норма-часах или норма-днях затрат рабочего времени основных исполнителей и зависит от сложности разработки и степени ее новизны, квалификации исполнителей, наличие у них навыков исследовательской работы, от используемых материалов, требований надежности, технических условий комплектуемых схем и так далее.

Расчет продолжительности выполнения НИР и каждого ее этапа производят в соответствии с количеством исполнителей по каждому этапу по формуле:

$$T_{\text{цикла}} = \frac{Q}{R_i \cdot q \cdot K_{\text{вн}}} , \quad (3.1)$$

где: $T_{\text{цикла}}$ – длительность цикла, дней;

Q – трудоемкость работ, человек-часов;

R_i -количество исполнителей, чел.;

q – продолжительность рабочего дня, ч.;

$K_{вн}$ – плановый коэффициент выполнения норм на сдельных работах.

Длительность цикла составляет 60 дня, 12 рабочих недель, количество исполнителей – 2, плановый коэффициент выполнения норм составляет 1.07.

В данной НИР очень трудно установить общую трудоемкость проводимой НИР. Это связано с элементами неопределенности в процессе выполнения большинства работ. Их трудоемкость и продолжительность зависит от множества факторов, предвидеть которые невозможно. В этом случае используют две или три вероятностные оценки времени. Эти оценки выражаются в днях и являются исходными для расчета ожидаемого времени выполнения этапа работ по формуле:

$$t_{ож} = \frac{(3 \cdot t_{min} + 2 \cdot t_{max})}{5}, \quad (3.2)$$

где: $t_{ож}$ – ожидаемая оптимальная оценка времени выполнения этапа НИР, дней;

t_{min} – минимально необходимое время на выполнения работы при наиболее благоприятных условиях, дней;

t_{max} – максимальные затраты времени на выполнение работ по данному этапу при неблагоприятных условиях, дней.

Минимальное время для выполнения работы при благоприятных условиях составляет 2 месяца, а при неблагоприятных – 4 месяца.

Отсюда получаем ожидаемую оптимальную оценку времени выполнения НИР.

$$t_{ож} = (3 \cdot 43 + 2 \cdot 86) / 5 = 60,2 .$$

Таблица 3.1 – Расчет продолжительности этапов НИР.

Этап НИР	Трудоемкость		Исполнители		Продолжит. дней
	Чел.- час.	% к ито- гу	Специальность	Кол. чел.	
1	2	3	4	5	6
1Подготовительный (технико–эконом. обоснование)	48	6,38	Радиоинженер	1	6
2Выполнение тео- ретических разра- боток	96	12,77	Радиоинженер	1	12
3Проведение ис- следований (чис- ленный экспери- мент)	320	42,55	Радиоинженер, программист	2	20
4Сравнение с уже существующими результатами	16	2,13	Радиоинженер	1	2
5Уточнение тех. за- дания	24	3,19	Радиоинженер	1	3
6Выводы и пред- ложения	24	3,19	Радиоинженер	1	3
7Составление и об- суждение техниче- ского отчета	160	21,28	Радиоинженер, программист	2	10
8Внедрение резуль- татов	64	8,51	Радиоинженер, программист	2	4
$\Sigma =$	752	100		2	60

Степень правильности определения t_0 проверяют расчетом дисперсии (разброса между минимальной и максимальной оценки времени).

Дисперсия представляет собой среднее значение квадрата отклонения продолжительности работы от ее ожидаемого значения и определяется по формуле:

$$\sigma = \left(\frac{(t_{\max} - t_{\min})}{5} \right)^2, \quad (3.3)$$

$$\sigma = 57,76.$$

Чем больше значение дисперсии, тем меньше степень неопределенности оценки времени работ по данному этапу.

Таблица 3.2 – Расчет продолжительности НИР.

Этапы НИР	Временные оценки НИР, дней			Дисперсия	Исполнители	
	tmin	tmax	тож		Специальность	Кол. чел.
1	2	3	4	5	6	7
1Подготовительный (техничко–эконом. обоснование)	5	8	6,2	0,64	Радиоинженер	1
2Выполнение теоретических разработок	10	16	12,4	2,56	Радиоинженер	1
3Проведение исследований (численный эксперимент)	17	26	20,6	5,76	Радиоинженер, программист	2
4Сравнение с уже существующими результатами	1	3	1,8	0,16	Радиоинженер	1
5Уточнение тех. задания	2	4	2,8	0,16	Радиоинженер	1
6Выводы и предложения	2	4	2,8	0,16	Радиоинженер	1
7Составление и обсуждение технического отчета	8	12	9,6	1,44	Радиоинженер, программист	2
8Внедрение результатов	3	5	3,8	0,16	Радиоинженер, программист	2
Σ	41	79	60	-	–	2

5.1.1 Составление календарного графика выполнения НИР

Используя данные табл.3.1 и 3.2, построим календарный график выполнения НИР.

Построим сетевой график. Для этого составим перечень работ и событий по табл. 3.3. Нулевым событием будем считать получение задания.

Таблица 3.3 – Перечень работ и событий для сетевого графика

Номер События	Со- бытие	Код ра- боты	Содержание работы	Продолжит. работы
1	2	3	4	5
1 Уточнение задания	1	0-1	Уточнение технических харак- теристик	1
2 Подбор и анализ литературы и анало- гов	2	1-2	Подбор и анализ литературы и ана- логов	2
3 Расчет в потребно- сти в средствах и их экономики	3	2-3	Расчет в потребно- сти в средствах и их экономики	2
4 Теоретическое ре- шение повышения информативности РЛС	4	3-4	Построение модели системы РЛС	6
5 Теоретическое раз- работка методик из- мерения угла места РЛС	5	4-5	Построение модели для измерения угла места РЛС	6

Продолжение таблицы 3.3

1	2	3	4	5
6 Численное решение нахождения угла места	6	5-6	Проведение экспериментального исследования	10
7 Нахождение погрешностей при экспериментальном исследовании	7	6-7	Проведение экспериментального исследования	10
8 Сравнение результатов с уже существующими	8	7-8	Сравнение технических характеристик	3
9 Уточнение тех. задания	9	8-9	Уточнение тех. задания	2
10 Выводы и предложения	10	9-10	Решение вопроса рентабельности	3
11 Составление и обсуждения отчета	11	10-11	Составление и обсуждения отчета	10
12 Контрольные измерения	12	10-12	Контрольные измерения	15
13 Внедрение результатов	13	11-12	Внедрение полученного решения	3
				$\Sigma = 60$

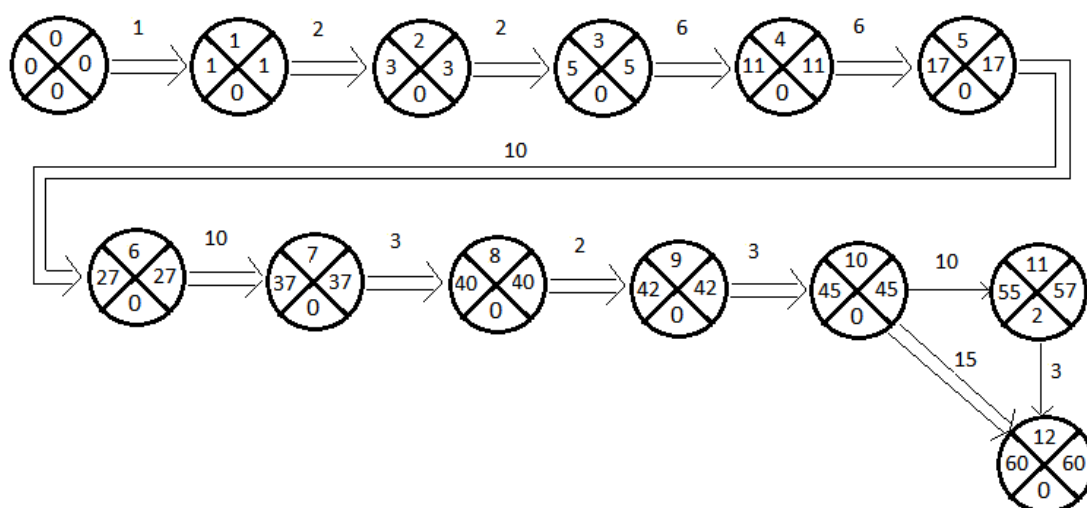


Рисунок 3.1 – Сетевой график

После составления сетевого графика определяем его параметры:

- S - продолжительность путей;
- $S_{кр}$ - продолжительность критического пути;
- t_p - резерв времени путей;
- t_1 - ранний срок совершения события;
- t_2 - поздний срок совершения события;
- R_i - резерв времени, свершения события;
- t_{ij}^{pn} - ранний срок начала работы;
- t_{ij}^{pz} - ранний срок окончания работы;
- t_{ij}^{nn} - поздний срок начала работы;
- t_{ij}^{nz} - поздний срок окончания работы;
- R_{ij}^n - полный резерв времени работы;
- R_{ij}^e - свободный резерв времени работы;
- K_{HL} - коэффициент напряженности пути.

Результаты расчета сводим в таблицу 3.4-3.6.

Таблица 3.4 – Расчет параметров путей

Номер пути	Номера событий, через которые проходит путь	Продолжительность работ, через которые проходит путь	Длина пути	Резерв пути
1	2	3	4	5
1-10-12	1,2,3,4,5,6, 7,8,9,10,12	60	11	0
1-10-11-13	1,2,3,4,5,6,7, 8,9,10,11,13	58	12	2

Таблица 3.5 – Расчет параметров событий

Количество работ предшествующих. событию	Номер события	t^p	t^n	R_i
1	2	3	4	5
0	1	1	1	0
1	2	3	3	0
2	3	5	5	0
3	4	11	11	0
4	5	17	17	0
5	6	27	27	0
6	7	37	37	0
7	8	40	40	0
8	9	42	42	0
9	10	45	45	0
10	11	55	57	2
10	12	60	60	0
11	13	58	60	2

Таблица 3.6 – Расчет параметров работ

Код ра- боты	t_j	t_{ij}^{pn}	t_{ij}^{p3}	t_{ij}^{nn}	t_{ij}^{n3}	R_{ij}^n	R_{ij}^e
1	2	3	4	5	6	7	8
0-1	0	0	1	0	1	0	0
1-2	0	1	3	1	3	0	0
2-3	0	3	5	3	5	0	0
3-4	0	5	11	5	11	0	0
4-5	0	11	17	11	17	0	0
5-6	0	17	27	17	27	0	0
6-7	0	27	37	27	37	0	0
7-8	0	37	40	37	40	0	0
8-9	0	40	42	40	42	0	0
9-10	0	42	45	42	45	0	0
10-11	2	45	55	47	57	2	2
10-12	0	45	60	45	60	0	0
11-12	2	55	58	57	60	2	2

5.2 Определение затрат на проведение НИР

Для определения денежных расходов на проведение научно-исследовательской работы составим смету затрат по статьям:

- топливо и энергия со стороны;
- специальное оборудование и технологическая оснастка;
- амортизация универсального оборудования;
- заработная плата основная и дополнительная;
- отчисления на социальное страхования.

5.2.1 Расчет стоимости энергии

Затраты на силовую энергию $\mathcal{E}_c$ определяем по формуле:

$$\mathcal{E}_c = \frac{M_y \cdot \Phi_{\text{эфф}} \cdot K_i \cdot C_{\text{э}}}{\text{КПД}}, \quad (3.4)$$

где M_y – установленная мощность энергетических токоприемников оборудования, кВт;

$\Phi_{\text{эфф}}$ – эффективный фонд времени работы данного вида оборудования, ч.;

K_i – коэффициент использования энергетических установок по мощности и времени;

$C_{\text{э}}$ – цена 1 кВт/ч электроэнергии.

Определимся в исходных данных: $M_y = 0.7$ кВт/ч, $\Phi_{\text{эфф}} = 420$ часов, $K_i = 0,85$, $C_{\text{э}} = 2,19$, $\text{КПД} = 0,7$. Подставляя данные в формулу, получим

$$\mathcal{E}_c = 781,83 .$$

Затраты на электроэнергию других видов $\mathcal{E}_{\text{дв}}$ (сжатый воздух, пар, вода и др.) можно определить по формуле:

$$\mathcal{E}_{\text{дв}} = \sum_{i=1}^m H_{\text{э}} \cdot \Phi_{\text{эфф}} \cdot C_{\text{э}}, \quad (3.5)$$

где $H_{\text{э}}$ – норма расхода энергии на единицу оборудования, использующего данный вид энергоресурсов;

$C_{\text{э}}$ – цена или стоимость единицы данного вида энергии, грн.;

m – количество единиц оборудования, использующих данный вид энергии.

Произведенные расчеты заносим в табл. 3.7

Таблица 3.7 – Расчет стоимости энергоресурсов

Оборудование	Вид энергоресурсов	Норма расхода	Фэфф	Цена или стоим., грн.	Стоимость энергоресурсов (с НДС)
1	2	3	4	5	6
ЭВМ	электроэнергия	0.7	420	781,83	2,19
Стенд	электроэнергия	0.4	44	46,8	2,19
Приемник	электроэнергия	0,1	44	11,7	2,19
				$\Sigma = 840,33$	

5.2.2 Определение затрат на разработку и проектирование

В эту статью затрат входит стоимость основных и вспомогательных материалов (бумага, диски, картридж и т.д.) результаты расчета приводятся в таблице 3.8:

Таблица 3.8 – Расходная ведомость

Наименование	Единицы измерения	Цена за единицу измерения грн.	Количество единиц измерения	Сумма затрат, грн.
Картридж для принтера	шт.	195	1	195
Бумага А4	лист.	0,3	500	150
Готовальня	шт.	360	1	360

Продолжение таблицы 3.8

Наименование	Единицы измерения	Цена за единицу измерения грн.	Количество единиц измерения	Сумма затрат, грн.
Диски	шт.	10,5	4	42
Транспортные расходы	-	-	-	363
Итого	-	-	-	1110

3.2.3 Определение стоимости специальной оснастки для экспериментальных работ

В стоимость специальной оснастки входят затраты на покупку, транспортирование, монтаж, настройку и эксплуатацию специального оборудования, используемого при проектировании для проведения расчетов и экспериментов. Амортизационные отчисления определяем по формуле:

$$A = \Phi_{\text{б}} \cdot \frac{H_A}{100} . \quad (3.6)$$

Расчеты сведем в таблицу 3.9

Таблица 3.9 – Эксплуатационная стоимость

Статья затрат	Сумма, грн.
Амортизация оборудования	2194,5
Эксплуатация оборудования	840,33
Текущий ремонт оборудования	120
Всего	3154,83

3.2.4 Расчет заработной платы

Сумма заработной платы рассчитывается на основе занятости исполнителей по отдельным этапам работ и среднедневного заработка для каждой категории персонала.

Расчет основной заработной платы производим в табл. 3.10

Таблица 3.10 – Расчет основной заработной платы

Должность исполнителя	Кол., чел.	Месячный оклад, грн.	Среднедневная зарплата, грн.	Заня- тость НИР, дней	Итоговая сумма осн. зар- платы, грн.
1	2	3	4	5	6
Радиоинженер	1	12300	534,78	60	32086,8
Программист	1	8340	362,61	34	12328,74
Итого	2	20640	897,39		44415,54

К итоговой сумме основной заработной платы рабочих добавлена дополнительная зарплата 15% от оклада что составляет 6662,34 грн.

5.2.3 Отчисления на единый социальный взнос

Отчисления на единый социальный взнос определяем в процентном соотношении от суммы основной зарплаты с учетом премий которая равна 51077,88 грн. Отчисления составляют 22 %.

Итого отчисление на единый социальный взнос 11237,13 грн.

5.2.4 Накладные расходы

Накладные расходы определяем в процентном соотношении от суммы основной зарплаты 44415,54. Расходы составляют 30 %.

Итого накладные расходы 13324,66.

Таблица 3.11 – Смета затрат на выполнение НИР

Затраты	Сумма, грн.	Удельный вес к ито- гу, %
1	2	3
Материалы	1110	1,48
Основная заработная плата	44415,54	59,29
Дополнительная заработная плата	6662,34	8,89
Отчисление на ЕСВ	11237,13	25,57
Затраты на спец. оборудование	2735,1	3,65
Накладные расходы	13324,66	1,12
Всего	79484,77	100

5.3 Расчет экономической эффективности НИР, имеющих теоретический характер

Для теоретических исследований в большинстве случаев трудно или даже невозможно рассчитать экономический эффект, поэтому целесообразно определить их технико-экономическую эффективность с учетом следующих показателей:

- важности исследования для народного хозяйства;
- сложности разработки;
- результативности и возможности использования.

Важность теоретического исследования оценивают по его назначению:

- решение проблемных вопросов;
- удовлетворение требований специальной техники;
- поиск принципиально новых конструктивных и технологических решений и т. п.

Сложность выполнения работы определяем сравнением полученных результатов данного исследования с результатами известных аналогичных исследований с учетом денежных и трудовых затрат на их проведение.

Результативность НИР можно определить по полноте решений поставленной задачи: полученный результат планируемого, соответствует планируемому, удовлетворительный (частичное решение) или отрицательный.

Анализ зависимости между этими показателями и затратами на их достижение дает возможность определить технико-экономическую эффективность. Количественная оценка технико-экономической теоретической НИР определяется по формуле:

$$K_{НИР} = \frac{J^n \cdot R_{\text{раб}} \cdot T_{\text{сл}}}{3_{НИР} \cdot t_{НИР}}, \quad (3.7)$$

где $K_{нир}$ – уровень эффективности исследования (коэффициент технико-экономической эффективности НИР);

J^n – важность работы;

$R_{раб}$ – результативность работы;

$T_{сл}$ – техническая сложность выполнения НИР;

$З_{нир}$ – затраты на проведения НИР, тыс. грн.;

$t_{нир}$ – фактическое время выполнения НИР, лет;

n – показатель использования результатов НИР:

– $n=0$ – результаты НИР не используются;

– $n=1$ – результаты НИР используются частично;

– $n=2$ – результаты НИР используются в опытно-конструкторских работах (ОПР);

– $n=3$ – результаты НИР могут быть использованы без проведения ОКР.

При значении $K_{нир} \geq 1$ опытная работа считается эффективной.

Примем $J=2$, $R=2$, $T=2,5$, $n=2$.

$$K_{нир} = \frac{2^2 \cdot 2 \cdot 2}{79 \cdot 0,15} = 1,68$$

Поскольку $K_{нир} \geq 1$, то работа считается эффективной.

6 ОХРАНА ТРУДА И БЕЗОПАСНОСТЬ В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ

Поскольку тема дипломного проекта «Измерение угла места в двухкоординатных радиолокационных станциях», предусматривает проведение работ в помещении, оборудованном персональными компьютерами с визуальными дисплейными терминалами, а так же СВЧ установками, поэтому ниже рассмотрим мероприятия по обеспечению безопасности, производственной санитарии, гигиене труда и пожарной безопасности для помещения с персональными компьютерами и СВЧ установками.

6.1 Анализ потенциальных опасностей

На основе изучения и анализа, существующих и вновь разрабатываемых технологических процессов и применяемого оборудования, согласно ГОСТ 12.0.003-74 (1999) «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация», выявляются опасные производственные факторы, воздействие которых на работающих может привести к ухудшению условий труда или травматизму. Рабочее место представляет собой набор различных измерительных приборов и вычислительной аппаратуры – это осциллографы, вольтметры, амперметры, частотомеры, генераторы, СВЧ установки, источники питания, телефонные установки, компьютерная техника с визуальными дисплейными терминалами и периферия. Опасность в ходе работ будет заключаться при использовании источников питания, генерирующих устройств, подключении и отключении приборов с помощью вилок, розеток, переходных устройств, удлинителей.

Основные опасные производственные факторы, связанные с работой:

- поражение электрическим током из-за повышенного значения напряжения в электрической цепи или пробоя изоляции, замыкание которого может произойти через тело человека и привести к травме или летальному исходу;

- ухудшение самочувствия человека из-за повышенной или пониженной температуры воздуха рабочей зоны в следствии нарушения обменных процессов в организме и возникновения различных острых и хронических простудных заболеваний соответственно;

- зрительное утомление и боль в глазах из-за недостаточной освещенности рабочей зоны которые приводят к снижению внимания и возможности травмирования;

- умственное перенапряжение, перенапряжение анализаторов и эмоциональные перегрузки из-за несоблюдения режима работы за ПК, что приводит к повышению утомляемости, снижению внимания и, как следствие, к возможности травмирования трудящегося;

- риск для здоровья и жизни персонала из-за несоблюдения правил противопожарной безопасности что может привести к травмам, летальному исходу и материальным потерям;

- получение травм и материальных потерь из-за неправильного поведения персонала при ЧС.

6.2 Мероприятия по обеспечению техники безопасности

При работе с измерительной техникой, персональными компьютерами и периферийными устройствами главным опасным фактором является электричество.

Поражение электрическим током может привести к смерти или потери работоспособности.

Основные причины несчастных случаев от воздействия электрического тока:

- случайное прикосновение или приближение на опасное расстояние к токоведущим частям, находящимся под напряжением;

- появление напряжения на конструктивных металлических частях электрооборудования в результате повреждения изоляции;

– появление напряжения на отключенных токоведущих частях, на которых работают люди, вследствие ошибочного включения установки.

Электрические установки, к которым относится практически все оборудование ЭВМ, представляют для человека большую потенциальную опасность, так как в процессе эксплуатации или проведении профилактических работ человек может коснуться частей, находящихся под напряжением. Специфическая опасность электроустановок : токоведущие проводники, корпуса стоек ЭВМ и прочего оборудования, оказавшегося под напряжением в результате повреждения (пробоя) изоляции, не подают каких-либо сигналов, которые предупреждают человека об опасности. Реакция человека на действие тока возникает лишь при протекании его через тело человека. При этом через тело человека проходит электрический ток, который вызывает термическое, электролитическое, механическое и биологическое воздействие.

Для повышения дисциплины, касательно соблюдения правил безопасности при использовании электрического оборудования предусматривается проведение инструктажей, согласно «Правил безопасной эксплуатации электроустановок потребителей» (далее ПБЭЭП) п.2.1. Работники, обслуживающие электроустановки, должны быть проинструктированы по электробезопасности с последующей сдачи зачетов на соответствующую группу, согласно занимаемой должности.

Согласно ПУЭ («Правила устройства электроустановок» п.1.1.13), помещение в котором находятся устройства, относится к помещениям с повышенной опасностью поражения электрическим током.

Для предотвращения поражения электрическим током установлено электрооборудование, которое соответствует требованиям ГОСТ 12.2.007.0-75 «Изделия электротехнические. Общие требования безопасности». ГОСТ 12.1.019-79 «Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты». Также согласно ПУЭ глава 1.7, для электроустановок находящихся в эксплуатации установлено защитное заземление с сопротивлением не более 4 Ом.

6.3 Мероприятия по обеспечению производственной санитарии и гигиены труда

Мероприятия по производственной санитарии и гигиене труда направлены на предотвращение или уменьшение воздействия на работающих вредных производственных факторов. Они обеспечивают на рабочих местах нормальные условия воздушной среды, необходимую освещенность, устраняют воздействие излучений и других вредных производственных факторов.

Мероприятия по оздоровлению воздушной среды планируются в соответствии со значениями оптимальных метеорологических параметров, согласно установленных санитарных норм ДСН 3.3.6.042-99 „Державні санітарні норми параметрів мікроклімату” (см. таблицу 4.1).

Вентиляция, охлаждение и очистка воздуха осуществляются бытовыми кондиционерами, установленными в окнах.

Таблица 4.1 – Оптимальные значения метеорологических параметров

Название параметра	Оптимальные значения
Температура	20..22 °С в холодный период 20-24°С в теплый период
Относительная влажность	50..60 %
Скорость движения воздуха	не более 0.2 м/с в холодный период не более 0.3 м/с в теплый период

С целью обеспечения нужной температуры в холодное время года предусматривается отопление помещения и нагрев воздуха, используемого для вентиляции.

К освещенности помещения предъявляются высокие требования, связанные с явным преобладанием зрительной информации (до 90% общего объема) при работе с измерительной аппаратурой и стендовым оборудованием.

Предусматривается использование как естественного, так и искусственного освещения согласно ДБН В.2.5-28-2006 «Природне і штучне освітлення». Естественное освещение — боковое, одностороннее, светопроемы с северной ориентацией. Рабочие места операторов, работающих с дисплеями, располагают на наибольшем возможном расстоянии от окон, таким образом, чтобы оконные проемы находились сбоку. Предусматривается снабжение окон светорассеивающими шторами.

В соответствии с отраслевыми нормами искусственное освещение обеспечивает освещенность 400 лк (горизонтальная плоскость нормирования с высотой от пола 0.8 м). Предполагается применение ламп белого света ЛБ. Светильники располагаются сбоку от рабочего места, параллельно линии зрения оператора и стене с окнами. Светильники включаются последовательно в зависимости от величины естественного освещения.

Размеры помещения: длина $a = 7$ м, ширина $b = 4,5$ м, высота $h = 3,5$ м.

Поскольку площадь помещения составляет $S_{пп} = 31,5$ м², а площадь, на которой располагается одно рабочее место с ВДТ, согласно

ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» должна составлять не менее 6,0 м², то в данном помещении можно разместить максимум пять компьютеризированных рабочих мест.

Проверим, соответствует ли это число нормативу минимального объема помещения на одно рабочее место с ВДТ, согласно

ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» ($V_{P.M.Min} = 20$ м³). Объем помещения составляет 110,25 м³, а объем, приходящийся на одно компьютеризированное рабочее место —

$V_{P.M.} = 27,56 \text{ м}^3$. Таким образом, норматив объема помещения на одно рабочее место ВДТ выполняется.

Планирование размещения компьютеризированных рабочих мест проводим с учетом следующих требований:

- рабочие места размещаются на расстоянии не менее 1м от стены со световыми прорезами;
- расстояние между боковыми поверхностями должно быть не менее 1,2м;
- расстояние между тыльной поверхностью одного ВДТ и экраном другого не должно быть менее 2,5м;
- проход между рядами рабочих мест должен составлять не менее 1м.

Так же необходимо учесть размеры мебели на компьютеризированных рабочих местах, в частности рабочего стола. Согласно НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин», рекомендованные размеры стола для рабочего места ВДТ составляют: высота – 725 мм, ширина – 600-1400 мм, глубина – 800-1000 мм. Допустим, рабочий стол имеет такие размеры: ширина – 1200 мм, глубина – 800 мм.

Лучше всего разместить компьютеризированные рабочие места рядами вдоль стены с окнами. Это даст возможность устранить зеркальное отражение на экране ВДТ источника природного света (окон) и попадания последних в поле зрения операторов, что ухудшает условия их зрительной работы.

Для предотвращения костно-мышечных нарушений в связи с длительным статическим напряжением мышц спины, шеи, рук и ног рекомендуется выполнять физические упражнения 2-3 раза в течение рабочего времени.

Согласно ДСанПиН 3.3.2.007-98 «Гигиенические требования к организации работы с визуальными дисплейными терминалами электронно-вычислительных машин» рекомендуется вводить паузы для выполнения комплекса упражнений, направленных на увеличение затрат энергии на мышечную работу. При возникновении избыточного зрительного напряжения рекомендуется выполнять специальные упражнения для глаз, способствующие усилению

кровообращения, сбалансированию тонуса глазных мышц, профилактики утомления. Эти упражнения следует выполнять в начале регламентированных перерывов в течение 2-3 минут, сидя на рабочем месте или в специально оборудованной комнате. Вследствие работы за персональным компьютером на физиологию человека негативно влияют электромагнитные излучения. Чтобы уменьшить последствия воздействия на человека и снизить негативные показатели в рабочей зоне до допустимых значений, согласно ГОСТ 12.2.007.0-75 «Изделия электротехнические. Общие требования безопасности », изделия, которые создают электромагнитные поля, должны иметь защитные элементы (экраны, поглотители и т.д.). Требования к защитным элементам должны быть указаны в стандартах и технических условиях на конкретные виды изделий. Согласно НПА ОП 0.00-1.28-10. «Правила охраны труда при эксплуатации электронно-вычислительных машин» и ДСанПиН 3.3.2.007-98 «Гигиенические требования к организации работы с визуальными дисплейными терминалами электронно-вычислительных машин», установленный на рабочем месте монитор Sony SDM-HX73 не требует дополнительных защитных элементов при условии, что монитор работает в режиме 120 Гц.

6.4 Мероприятия по пожарной безопасности

Для обеспечения пожарной безопасности в учреждениях проводят пожарную профилактику, которая включает в себя комплекс организационных и технических мероприятий, направленных на обеспечение безопасности людей и предотвращение пожара, ограничение его распространения, а также на создание условий для успешного пожаротушения.

Основными организационными мероприятиями являются наличие инструкций по пожарной безопасности, планов эвакуации сотрудников в случае пожара. Основными техническими мерами пожарной безопасности является оснащение здания пожарным инвентарем и поддержание его в рабочем состоянии, а также первичными средствами пожаротушения.

Определение класса пожароопасности (согласно ДБН 1.1.7-2002 «Защита от пожара. Пожарная безопасность объектов строительства») – пожары твердых веществ, преимущественно органического происхождения, горение которых сопровождается тлением (древесина, пластмассы, бумага) относятся к классу А.

Определение категории помещения (согласно НАПБ Б. 03.002-2007 «Нормы определения категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности») – помещение учреждений классифицируются как категория В.

Определение типа и расчет количества первичных средств пожаротушения (согласно ДБН В.1.1.7-2002 «Защита от пожара. Пожарная безопасность объектов строительства») – для административного помещения площадью 20 м², оборудованных ПК, следует применять не менее двух углекислотных огнетушителя типа ОУ-2 (НАПББ.03.002-2007 «Нормы определения категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности»). Кроме этого, согласно

ДБН В.1.1.7-2002 «Пожарная безопасность объектов строительства»), административные помещения должны быть оборудованы автоматическими пожарными извещателями, реагирующие на повышение температуры, дым, пламя. Например, извещатели моделей ДТЛ, ИТМ.

6.5 Мероприятия по обеспечению безопасности в чрезвычайных ситуациях

В этом пункте рассмотрены вопросы о защите от влияния электромагнитного импульса на элементы производства.

То, что ядерный взрыв будет обязательно сопровождаться электромагнитным излучением, было ясно физикам-теоретикам еще до первого испытания ядерного устройства в 1945 году.

Создание полупроводниковых приборов, а затем и интегральных схем, особенно устройств цифровой техники на их основе, и широкое внедрение

средств в радиоэлектронную военную аппаратуру заставили военных специалистов по иному оценить угрозу ЭМИ. С 1970 года вопросы защиты оружия и военной техники от ЭМИ стали рассматриваться министерством обороны США как имеющие высшую приоритетность.

Механизм генерации ЭМИ заключается в следующем. При ядерном взрыве возникают гамма и рентгеновское излучения и образуется поток нейтронов. Гамма-излучение, взаимодействуя с молекулами атмосферных газов, выбивает из них так называемые комптоновские электроны. Если взрыв осуществляется на высоте 20-40 км., то эти электроны захватываются магнитным полем Земли и, вращаясь относительно силовых линий этого поля создают токи, генерирующие ЭМИ. При этом поле ЭМИ когерентно суммируется по направлению к земной поверхности, т.е. магнитное поле Земли выполняет роль, подобную фазированной антенной решетке. В результате этого резко увеличивается напряженность поля, а следовательно, и амплитуда ЭМИ в районах южнее и севернее эпицентра взрыва. Продолжительность данного процесса с момента взрыва от 1 – 3 до 100 нс.

На следующей стадии, длящейся примерно от 1 мкс до 1 с, ЭМИ создается комптоновскими электронами, выбитыми из молекул многократно отраженным гамма-излучением и за счет неупругого соударения этих электронов с потоком испускаемых при взрыве нейтронов. Интенсивность ЭМИ при этом оказывается примерно на три порядка ниже, чем на первой стадии.

На конечной стадии, занимающей период времени после взрыва от 1 с до нескольких минут, ЭМИ генерируется магнитогидродинамическим эффектом, порождаемым возмущениями магнитного поля Земли токопроводящим огненным шаром взрыва. Интенсивность ЭМИ на этой стадии весьма мала и составляет несколько десятков вольт на километр.

Наибольшую опасность для радиоэлектронных средств представляет первая стадия генерирования ЭМИ, на которой в соответствии с законом электромагнитной индукции из-за чрезвычайно быстрого нарастания амплитуды импульса (максимум достигается на 3 – 5 нс после взрыва) наведенное напря-

жение может достигать десятков киловольт на метр на уровне земной поверхности, плавно снижаясь по мере удаления от эпицентра взрыва.

Амплитуда напряжения, наводимого ЭМИ в проводниках, пропорциональна длине проводника, находящегося в его поле, и зависит от его ориентации относительно вектора напряженности электрического поля. Так, напряженность поля ЭМИ в высоковольтных линиях электропередачи может достигать 50 кВ/м, что приведет к появлению в них токов силой до 12 тыс. ампер.

Идеальной защитой от ЭМИ явилось бы полное укрытие помещения, в котором размещена радиоэлектронная аппаратура, металлическим экраном. Вместе с тем ясно, что практически обеспечить такую защиту в ряде случаев невозможно, т.к. для работы аппаратуры часто требуется обеспечить ее электрическую связь с внешними устройствами. Поэтому используются менее надежные средства защиты, такие, как токопроводящие сетки или пленочные покрытия для окон, сотовые металлические конструкции для воздухозаборников и вентиляционных отверстий и контактные пружинные прокладки, размещаемые по периметру дверей и люков.

Более сложной технической проблемой считается защита от проникновения ЭМИ в аппаратуру через различные кабельные вводы. Радикальным решением данной проблемы мог бы стать переход от электрических сетей связи к практически не подверженным воздействию ЭМИ волоконно-оптическим. Однако замена полупроводниковых приборов во всем спектре выполняемых ими функций электронно-оптическими устройствами возможно только в отдаленном будущем. Поэтому в настоящее время в качестве средств защиты кабельных вводов наиболее широко используются фильтры, в том числе волоконные, а также искровые разрядники, металлоокисные варисторы и высокоскоростные зенеровские диоды.

Все эти средства имеют как преимущества, так и недостатки. Так, емкостно-индуктивные фильтры достаточно эффективны для защиты от ЭМИ малой интенсивности, а волоконные фильтры защищают в относительно узком

диапазоне сверхвысоких частот. Искровые разрядники обладают значительной инерционностью и в основном пригодны для защиты от перегрузок, возникающих под воздействием напряжений и токов, наводимых в обшивке самолета, коже аппаратуры и оплетке кабеля.

Металлоокисные варисторы, представляют собой полупроводниковые приборы, резко повышающие свою проводимость при высоком напряжении. Однако, при применении этих приборов в качестве средств защиты от ЭМИ следует учитывать их недостаточно высокое быстродействие и ухудшение характеристик при неоднократном воздействии нагрузок. Эти недостатки отсутствуют у высокоскоростных зенеровских диодов, действие которых основано на резком лавинообразном изменении сопротивления от относительно высокого значения практически до нуля при превышении приложенного к ним напряжения определенной пороговой величины. Кроме того в отличие от варисторов характеристики зенеровских диодов после многократных воздействий высоких напряжений и переключений режимов не ухудшаются.

Наиболее рациональным подходом к проектированию средств защиты от ЭМИ кабельных вводов является создание таких разъемов, в конструкции которых предусмотрены специальные меры, обеспечивающие формирование элементов фильтров и установку встроенных зенеровских диодов. Подобное решение способствует получению очень малых значений емкости и индуктивности, что необходимо для обеспечения защиты от импульсов, которые имеют незначительную длительность и, следовательно, мощную высокочастотную составляющую. Использование разъемов подобной конструкции позволит решить проблему органичения массо-габаритных характеристик устройства защиты.

6.6 Выводы по разделу

На основе разработок приняты следующие меры по обеспечению охраны труда. Для предотвращения поражения человека электрическим током, были установлены защитные заземления согласно нормам

ГОСТ 12.1.030-81. ССБТ, «Защитное заземление, зануление» с сопротивлением не больше 4 Ом. Работниками получены соответствующие группы по электробезопасности «Правила безопасной эксплуатации электроустановок потребителей» ПБЭЭП. Для персонала работающего с ЭВМ установлены оптимальные показатели температуры воздуха в границах 18-22°C, относительная влажность составляет 40-60%, согласно

ДСН 3.3.6.042-99 «Государственные санитарные нормы параметров микроклимата производственных помещений». Был установлен монитор Sony SDM-NX73, который соответствует нормативным документам НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охраны труда при эксплуатации электронно-вычислительных машин» и ДСанПИН 3.3.2.007-98 «Государственные санитарные правила и нормы работы с визуальными дисплейными терминалами электронно-вычислительных машин ».

С целью снижения нервно-эмоционального напряжения предусмотрено делать перерыв на 15 минут через каждый час. Освещенность в помещении организована таким образом, чтобы работник мог выполнять свою работу без напряжения зрения, для освещения помещения использовано 4 светильника, в каждом из которых по 4 люминесцентные лампы мощностью по 20 Вт. Система освещения в помещении соответствует требованиям ПУЭ (« Правила устройства электроустановок ») и ДБН В. 2.5-28-2006 «Естественное и искусственное освещение». Таким образом, все требования по санитарии соблюдены.

Также определена категория помещения ("В") и класс пожара ("Е") в соответствии с требованиями НАПБ Б.03.002-2007 «Нормы определения категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожар-

ной опасности ». Помещение оснащено двумя переносными углекислотными огнетушителями ВВК-1.4 (ОУ-2), что соответствует требованиям ДСТУ 3675-98 « Пожарная техника. Огнетушители. Общие технические требования и методы испытаний ».

На предприятии созданы службы гражданской обороны, которые отвечают за организацию и функционирование средств гражданской защиты во время угрозы или возникновения чрезвычайных ситуаций.

ВЫВОДЫ

1. Выполнена оптимизация структуры оптимального фильтра, согласованного с фазоманипулированным по коду Баркера сигналом. Получено, что введение весовой обработки при согласованной фильтрации позволяет достичь снижения уровня боковых лепестков на 0,6..4 дБ (в зависимости от длины кодовой последовательности $N=3..8$).

2. Введение весовой обработки при процедуре фильтрации не изменяет выходного значения уровня шума.

3. Найдены новые кодовые последовательности для фазоманипулированных импульсов, которые хоть и не обеспечивают минимального уровня боковых лепестков автокорреляционной функции, зато обеспечивают минимальный уровень боковых лепестков АЧХ согласованного фильтра.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

-
- 1 Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Советское радио, 1966. – 678 с.
 - 2 Barker R. H. Ground synchronizing of binary digital system // Communication theory – 1953. – Vol. 7, № 2. – P.273 –287.
 - 3 Поляк Ю. В., Мошетов Р. В. О существовании кодов Баркера // Научные труды радиотехнического института АН СССР. – 1959. – Т. 1, вып. 1. С. 124.
 - 4 Иванова И. М. О существовании кодов Баркера / И. М. Иванова, Ю. Л. Катков, Т. С. Ямпольская // Известия ВУЗов. Радиофизика. – 1960. – Т. 3, № 5. С. 911.
 - 5 Turyn, R. Sequences with small correlation. Error correcting codes R. Turyn. – New York: John Wiley and Sones, 1968. – 240 p.
 - 6 Lindner J. Binary sequences up to length 40 with best possible autocorrelation function // Electronics Letters, 16 October 1975. – V. 11. – № 21. – 507 p.
 - 7 Cohen M. N. Biphase codes with minimum peak side lobes / M. N. Cohen, J. M. Baden, P. E. Cohen // Proceedings of the IEEE National Radar Conference. – 1989. – P. 62–66.
 - 8 Cohen M. N. Minimum peak sidelobes pulse compression codes / M. N. Cohen, M. R. Fox, J. M. Fox // Proceedings of the IEEE International Radar Conference. – Arlington, VA, May 1990. – Pp. 633–638.
 - 9 Elders-Boll H. A comparative study of optimization methods for the synthesis of binary sequences with good correlation properties / H. Elders-Boll, H. Schotten, A. Busboom // In 5th IEEE Symposium on Communication and Vehicular Technology in the Benelux IEEE, 1997. – P. 24–31.
 - 10 Coxson G. E. New results on minimum-PSL binary codes / G. E. Coxson, A. Hirschel, M. N. Cohen // Proceedings of the 2001 IEEE Radar Conference – Atlanta, GA, May 2001. – P. 153–156.
 - 11 Coxson G. E. Efficient exhaustive search for optimal-peak-sidelobe binary

codes / G. E. Coxson, J. Russo // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Systems, 2005. – V. 41. – P. 302–308.

12 Nunn C. J. Best-Known Autocorrelation Peak Side Levels for Binary Codes of Length 71 to 105 / C. J. Nunn, G. E. Coxson // IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, 2008. – V. 44. – № 1. – P. 392–395.

13 Golomb S. W. Generalized Barker sequences / S. W. Golomb, R. A. Scholtz // IEEE Transactions on Information Theory. – 1965. – Vol. IT-11, № 4. – P. 533–537.

14 Zhang N. Sixty-phase generalized Barker sequences / N. Zhang, S. W. Golomb // IEEE Transactions on Information Theory. – 1989. – Vol. 35, № 4. – P. 911–912.

15 Быстров, Н. Е. Синтез многофазных импульсных сигналов методом нелинейной оптимизации / Н. Е. Быстров, И. Н. Жукова, Д. В. Чеботарев // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып. 6. – С.19–23.

16 Леухин А. Н. Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып.6. – С. 13-18.

17 Шувалов А. С. Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков / А. С. Шувалов, А. Н. Леухин, Д. В. Гайворонский // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы» – 2012. – № 2. – С. 19-23.