

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ УКРАИНЫ
УКРАИНСКАЯ ГОСУДАРСТВЕННАЯ АКАДЕМИЯ СВЯЗИ

На правах рукописи

УДК 621.396.15

РАЗАКАРИВУНИ ЖЮЛЬ
(Республика Мадагаскар)

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СВЕРТЧОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ
В КАНАЛАХ С ЧМ-НЧ СИГНАЛАМИ И НЕКОГЕРЕНТНЫМ ПРИЕМОМ

05.12.02 - Системы и устройства передачи
информации по каналам связи

А в т о р е ф е р а т
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Одесса - 1994

Научный руководитель - доктор технических наук,
профессор В.Л.Банкет

Официальные оппоненты - доктор технических наук,
профессор Стеклов В.К. (КФ УГАС)
- кандидат технических наук,
и.о. проф. Мазурков М.И. (ОПУ)

Ведущее предприятие - Украинский научно-исследовательский
институт радио и телевидения.

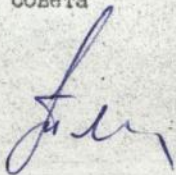
Защита диссертации состоится 24 марта 1994 года в
10.00 часов на заседании Специализированного совета К 118.05.01
в Украинской Государственной академии связи по адресу: 270021,
Одесса - 21, ул. Челюскинцев, 1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке академии.

Автореферат разослан 23 февраля 1994 г.

Ученый секретарь
Специализированного совета
канд. техн. наук,
профессор

П.П.Воробийенко



ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Совершенствование и развитие сети связи Украины требует разработки новых высокоэффективных методов передачи информации, а также повышения энергетической и частотной эффективности существующих систем передачи информации (СПИ). Новые методы должны обеспечивать повышенную частотную эффективность в реальных каналах связи, иметь высокую энергетическую эффективность при действии различного ряда помех, и в то же время обеспечивать возможность простой и экономически оправданной аппаратурной реализации устройств формирования и обработки сигналов. В системах с ограниченным энергетическим ресурсом с целью повышения коэффициента полезного действия передатчиков широко используются усилители мощности, работающие в нелинейном режиме. При этом сигнал, подаваемый на вход передатчика, должен быть с постоянной огибающей, а передаваемая информация заключена в мгновенных значениях частоты и фазы передаваемого сигнала.

Для достижения потенциальной помехоустойчивости сигналов с фазовой модуляцией, необходимо осуществлять когерентный прием в целом по максимуму правдоподобия. В ряде случаев когерентный прием нежелателен, поскольку система синхронизации несущей имеет конечное время вхождения в синхронизм, а при работе в пакетных сетях это время должно быть сведено к минимуму. Уменьшая время вхождения в синхронизм, приходится увеличивать полосу пропускания фильтра петли системы синхронизации, что приводит к ухудшению помехоустойчивости. В канале с замираниями при когерентном приеме вероятность ошибки, обусловленная системой восстановления несущей растет. Система восстановления несущей часто выходит из состояния синхронизма, что фактически равносильно обрыву связи. Поэтому целесообразно осуществлять некогерентный прием фазоманипулированных

сигналов, и в частности, автокорреляционный прием (дифференциальное детектирование). Однако, применение автокорреляционного приема снижает помехоустойчивость приблизительно на 3 дБ. Поэтому для компенсации энергетических потерь из-за перехода от когерентного приема к некогерентному целесообразно использовать помехоустойчивое кодирование.

В последнее время актуальным стал вопрос совместного рассмотрения процессов модуляции и кодирования, как единого процесса преобразования сообщения в сигнал. Это дает возможность синтезировать наилучшие сигнально-кодовые конструкции (СКК) и оптимизировать параметры СПМ в целом. Наибольший интерес представляют сигнально-кодовые конструкции с внутренними ЧМ сигналами с непрерывной фазой (ЧМ-НФ) и внешними сверточными кодами (СК).

Вопросы помехоустойчивого кодирования в каналах с сигналами ЧМ-НФ в настоящее время изучены недостаточно, несмотря на то, что отдельно ЧМ-НФ сигналы изучаются достаточно интенсивно.

Целью диссертационной работы является исследование методов повышения эффективности сверточного кодирования в каналах с ЧМ-НФ сигналами при некогерентном приеме и декодировании по максимуму правдоподобия результирующих сигнально-кодовых конструкций.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решаются следующие задачи:

1. Разработка алгебраической модели ЧМ-НФ сигналов при автокорреляционном приеме.
2. Разработка метода эквивалентных преобразований моделей ЧМ-НФ модемов.
3. Исследование фазовых диаграмм ЧМ-НФ сигналов при автокорреляционном приеме.
4. Расчет и анализ минимального расстояния Евклида ЧМ-НФ

сигналов на выходе автокорреляционного демодулятора как функции от индекса модуляции для различных длин прослеживания декодера максимального правдоподобия. Расчет и анализ верхней границы минимального расстояния Евклида.

5. Исследование зависимости вероятности ошибки на выходе декодера максимального правдоподобия от отношения сигнал/шум на входе автокорреляционного демодулятора.

6. Построение новых помехоустойчивых кодов на основе известных сверточных кодов для сигнально-кодовых конструкций с ЧМ-НЧ сигналами.

7. Расчет и анализ минимального расстояния Евклида для сигнально-кодовых конструкций на основе ЧМ-НЧ сигналов и внешних сверточных кодов при автокорреляционном приеме как функции от индекса модуляции для различных длин прослеживания декодера максимального правдоподобия. Расчет и анализ верхней границы минимального расстояния Евклида.

8. Исследование зависимости вероятности ошибки на выходе декодера максимального правдоподобия от отношения сигнал/шум на входе автокорреляционного демодулятора при использовании сигнально-кодовых конструкций.

9. Исследование энергетической и частотной эффективности сигналов ЧМ-НЧ и новых сигнально-кодовых конструкций при автокорреляционном приеме.

Методы исследований. В работе использованы методы теории передачи сигналов, теории помехоустойчивого кодирования, теории автоматов, теории матриц. Наряду с теоретическими методами широко применялась ЭВМ с для расчетов характеристик новых сигнально-кодовых конструкций.

Научная новизна. В диссертационной работе по-

лучены следующие научные результаты:

1. Разработана алгебраическая модель для описания сигналов ЧМ-НЧ при автокорреляционном приеме, которая дает возможность представлять тракт "модулятор сигналов ЧМ-НЧ - автокорреляционный демодулятор" в виде конечного автомата при произвольных параметрах ЧМ-НЧ сигнала.

2. Разработан алгоритм получения общей формы передаточной функции кодера в матричном виде, которая дает возможность преобразовать одновходовый автомат в многоходовый для построения эквивалентной схемы кодека-модема.

3. Разработана методика построения новых помехоустойчивых кодов, на базе известных сверточных кодов, которые предназначены для автокорреляционного приема и обработки декодером Витерби.

4. Получены новые сверточные коды, с различными скоростями, максимизирующие свободное расстояние в сигнальном пространстве и их основные характеристики.

Практическая ценность. На основе полученных результатов разработаны новые помехоустойчивые коды для каналов с ЧМ-НЧ модуляцией. Полученные сигнально-кодовые конструкции могут быть непосредственно использованы для повышения энергетической и частотной эффективности СПИ с ЧМ-НЧ сигналами и некогерентным приемом.

Апробация работ. Основные результаты диссертационной работы докладывались на 46 и 47-й научно-технических конференциях профессорско-преподавательского состава и научных сотрудников института (Одесса, 1991-1993 г), на научных семинарах кафедры ТЭС Государственной академии связи Украины.

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 3 работы.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и приложения. Работа содержит 162 с., в том числе 101 с. текста, 33 с. рисунков, 13 с. приложений, библиографии из 96 наименований на 10 с.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Алгебраическое описание сигналов ЧМ-НЧ с автокорреляционным приемом, которое дает возможность представлять тракт "модулятор сигналов ЧМ-НЧ - автокорреляционный демодулятор" в виде конечного автомата при любой длине фазового отклика и времени задержки в автокорреляционном демодуляторе.

2. Алгоритм преобразования общей формы передаточной функции модулятора ЧМ-НЧ сигнала в матричном виде, позволяющий преобразовать одновходовую схему в многорходовую, что необходимо для построения соответствующих эквивалентных схем кодера-модулятора.

3. Методика построения новых помехоустойчивых кодов, которые предназначены для автокорреляционного приема и обработки декодером Витерби.

4. Новые сверточные коды, для каналов с ЧМ-НЧ сигналами и автокорреляционным приемом, максимизирующие свободное расстояние в сигнальном пространстве и их основные характеристики.

5. Результаты расчета и анализ графиков минимальных расстояний Евклида для ЧМ-НЧ сигналов без кодирования при автокорреляционном приеме, как функции от индекса модуляции для различной глубины прослеживания декодером.

6. Результаты расчета и анализ графиков минимальных расстояний Евклида для новых сигнально-кодовых конструкций при автокорреляционном приеме, как функции от индекса модуляции для различной глубины прослеживания декодером.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обосновывается актуальность выбранной темы. Дается краткий обзор известных результатов, формулируются цели и задачи исследования.

Первая глава посвящена анализу ЧМ-НЧ сигналов с различными частотными и фазовыми импульсами и их спектральных характеристик. Рассмотрены методы формирования сигналов ЧМ-НЧ и их оптимального когерентного приема декодером Витерби. Выявлено, что определяющей характеристикой помехоустойчивости сигнала ЧМ-НЧ является минимальное расстояние Евклида. Рассмотрены схемы приемника с набором полосовых согласованных фильтров, а также квадратурная схема с набором фильтров основной полосы частот.

Рассмотрен автокорреляционный приемник сигналов ЧМ-НЧ с оптимальным алгоритмом обработки декодером Витерби. На выходе автокорреляционного детектора получаем

$$A(t) = s(t)s(t-T) + s(t)n(t-T) + s(t-T)n(t) + n(t)n(t-T), \quad (1)$$

где $s(t)$ - сигнал на входе автокорреляционного демодулятора, $n(t)$ - белый гауссовский шум. Три первых слагаемых (1) зависят от сигнала, а последний определяется только шумом. Выполнен анализ, базирующийся на следующих допущениях:

1. Для большого отношения сигнал/шум, первые три слагаемых шума значительно больше четвертого $n(t)n(t-T)$. Поэтому четвертым слагаемым пренебрегаем.

2. Пологаем, что слагаемые $s(t)n(t-T)$ и $s(t-T)n(t)$ шума являются независимыми аддитивными гауссовскими процессами, которые в худшем случае дают увеличение шума на 3 дБ по сравнению с когерентным детектированием.

Изложенное выше допущение позволяет выполнить анализ авто-

корреляционного метода приема с учетом следующих замечаний:

1. Расстояние Евклида определяется с учетом разности передаваемых фазовых функций $\varphi(t, \bar{a}) - \varphi(t-T, \bar{a})$, причем

$$\varphi(t, \bar{a}) - \varphi(t-T, \bar{a}) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i q_D(t-iT), \quad (2)$$

где определяем $q_D(t) \triangleq q(t) - q(t-nT)$, \bar{a} - передаваемая информационная последовательность. Для сигналов ЧМ-НФ с линейным фазовым откликом с $q(t)$ длиной LT получим отклик $q_D(t)$ длиной $(L+n)T$, который обозначим как $nDLREC$.

2. Асимптотическое поведение вероятности ошибки определяется рассчитанным расстоянием Евклида с учетом энергетических потерь в 3 дБ, определяемых аппроксимацией удвоенной мощностью шума.

Приведено алгебраическое описание сигналов ЧМ-НФ с автокорреляционным приемом, при котором M -ичные сигналы с индексами модуляции $h = p/q$ представляются в виде последовательностей M -ичных чисел из кольца неотрицательных вычетов целых чисел по модулю q . Разность фаз $\varphi(t, \bar{a}) - \varphi(t-T_0, \bar{a})$ обозначим как $\Delta\varphi(t)$.

Обозначим $T_0 = nT$, где $n = 1, 2, \dots$, где T - тактовый интервал, тогда

$$\Delta\varphi_{nT}(t) = \varphi(t, \bar{a}) - \varphi(t-nT_0, \bar{a}) = 2\pi \frac{p}{q} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i (q(t-iT) - q(t-(i+n)T)) \right]. \quad (3)$$

Вводя понятие дифференциального фазового отклика получаем

$$\Delta\varphi_{nT}(t) = 2\pi \frac{p}{q} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \Delta q_{nT}(t-iT), \quad (4)$$

где: p и q - целые числа, которые являются числителем и знаменателем индекса модуляции $h = p/q$. В дальнейшем задача сводится к анализу сигналов с непрерывной фазой с модифицированным фазовым откликом $\Delta q_{nT}(t)$. Пусть $t = kT$ и рассмотрим значения $\Delta\varphi_{nT}(t)$ при $t = (k+1)T$. Тогда выражение (2) можно записать в виде

$$\Delta\varphi_{nT}(t_{k+1}) = 2\pi \frac{p}{q} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \Delta q_{nT}[(k-i+1)T]. \quad (5)$$

Здесь $\Delta\varphi_{nT}(t)$ является аргументом косинуса, что позволяет вместо арифметического сложения производить суммирование значений $\Delta\varphi_{nT}(t)$ по модулю 2π , а нормированный фазовый сдвиг $\Delta\varphi_{nT}(t)/2\pi$ определять суммированием по модулю q . Поэтому выражение (4) можно записать

$$\Delta\varphi_{nT}(t_{k+1}) = \left[p \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \Delta q_{nT}[(k-i+1)T] \right]_{\text{Mod } q} \quad (6)$$

Показано, что для кусочно-линейной фазовой функции $q(t)$ форма $\Delta q_{nT}[(k-i+1)T]$ с различными значениями L и n может быть в виде

$$\Delta q_{nT}[(k-i+1)T] = \begin{cases} 0 & i \geq k+1, \\ A_1/2L, & k+1 > i > k-L-n+1, \\ 0, & i \leq k-L-n+1, \end{cases} \quad (7)$$

где коэффициенты A_1 определяются конкретным видом $\Delta q_{nT}(t)$.

В качестве примера, рассмотрена функция $\Delta q_{nT}(t)$ с параметрами $L = 2$ и $n = 1$, $h=1/2$ и $M = 2$. В соответствии с выражением (7) можно написать общую формулу для $\Delta\varphi_{nT}(t_{k+1})$:

$$\Delta\varphi_{nT}(t_{k+1}) = \left[p \left[\frac{A_k}{2L} a_k + \frac{A_{k-1}}{2L} a_{k-1} + \dots + \frac{A_{k+2-L-n}}{2L} a_{k+2-L-n} \right] \right]_{\text{Mod } q} \quad (8)$$

Либо

$$\Delta\varphi_{nT}(t_{k+1}) = \left[\frac{p}{2L} \left[A_k a_k + \dots + A_{k+2-L-n} a_{k+2-L-n} \right] \right]_{\text{Mod } q} \quad (9)$$

На основе выражения (9) можно получить более общую структуру дискретного фильтра, отображающего преобразование символов при автокорреляционном приеме сигналов ЧМ-НФ.

Передаточная функция данного фильтра

$$K(D) = A_k + A_{k-1}D + \dots + A_{k+2-L-n}D^{L+n-2}, \quad (10)$$

где D - оператор задержки.

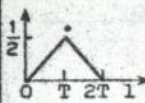
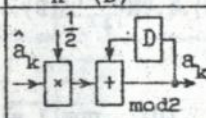
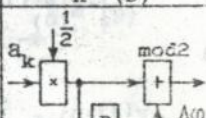
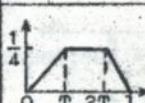
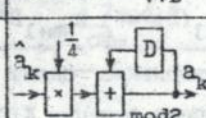
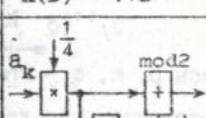

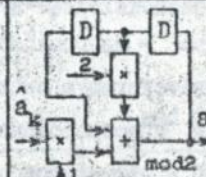
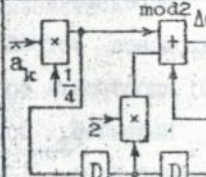
Для выделения символа a_k должен быть включен дискретный фильтр-корректор на передающей стороне, с передающей функцией

$$K^{-1}(D) = \frac{1}{K(D)} = \frac{1}{A_k + A_{k-1}D + \dots + A_{k+2-L-n}D^{L+n-2}} \quad (11)$$

Алгебраическое описание $\Delta\varphi_{nT}(t_{k+1})$ дает возможность постро-

ить различные модели цифровых фильтров на приемной стороне и соответствующих им фильтров-корректоров на передающей стороне при заданном L, n . Некоторые примеры данных фильтров показаны в таблице 1 при $h = \frac{1}{2}$ и $M = 2$.

Таблица 1

L	n	$\Delta q_{nT}(l)$	$\Delta \varphi_{nT}(t_{k+1})$	Модели фильтров	
				$K^{-1}(D)$	$K(D)$
1	2		$(a_k + a_{k-1}) \bmod 2$ $A_k = 1$ $A_{k-1} = 1$		
				$K^{-1}(D) = \frac{1}{1+D}$	$K(D) = 1+D$
2	1		$(a_k + a_{k-1}) \bmod 2$ $A_k = 1$ $A_{k-1} = 1$		
				$K^{-1}(D) = \frac{1}{1+D}$	$K(D) = 1+D$
2	2		$(a_k + 2a_{k-1} + a_{k-2}) \bmod 2$ $A_k = 1$ $A_{k-1} = 2$ $A_{k-2} = 1$		
				$K^{-1}(D) = \frac{1}{1+2D+D^2}$	$K(D) = 1+2D+D^2$

Вторая глава посвящена исследованию характеристик сигналов ЧМ-МД при автокорреляционном приеме. Поскольку СК можно представить автоматом, имеющим N выходов, СД - автоматом имеющих N входов, а автомат, моделирующий тракт "модулятор-демодулятор" имеет один выход и один вход, для анализа сверточного кодирования необходимо перейти к математической модели тракта "модулятор - демодулятор", имеющей N выходов и N входов.

Функциональная схема двухходового автомата

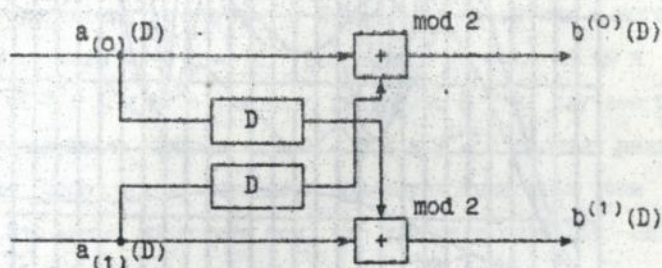


Рис.1

Функциональная схема трехходового автомата

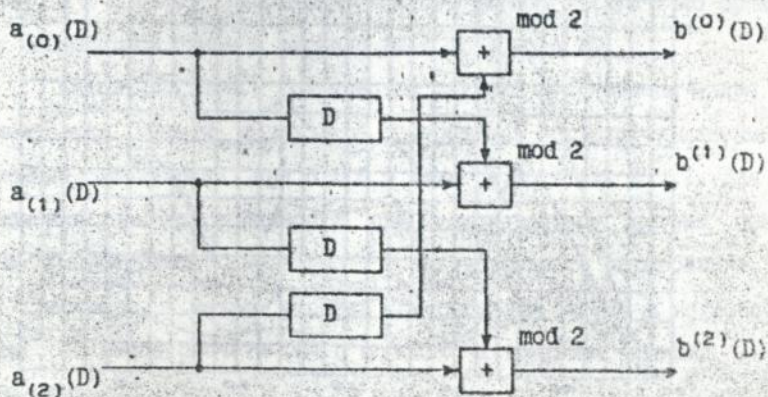


Рис.2

Минимальное расстояние Евклида для сигнала 1D2RC

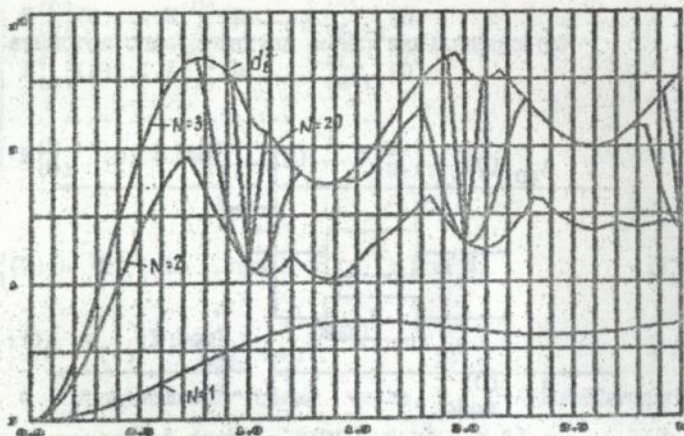


Рис. 3

Минимальное расстояние Евклида для сигнала 1D2RC и кода № 22

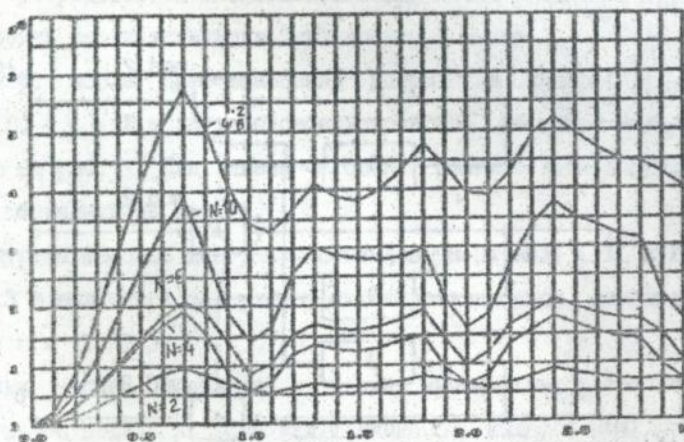


Рис. 4

Проведен расчет и анализ графиков зависимостей вероятности ошибки для ЧМ-НФ сигналов на выходе декодера от отношения E/N_0 на входе автокорреляционного демодулятора при индексе модуляции, равном 0,5 и при условии, что достигается максимальное значение минимального расстояния Евклида.

Из проведенных исследований следует, что потери демодуляции при декодировании по алгоритму Витерби по сравнению с когерентным приемом сигнала ФМ-4 $p = 10^{-6}$ составляют от 3 до 10 дБ в зависимости от n и L и вида фазового импульса. В ряде случаев при автокорреляционном приеме для $h = 0,5$ и $M = 2$ сигналы вида $nDLREC$ обладают значительно меньшей помехоустойчивостью чем сигналы $nDLRC$. Это можно объяснить тем, что для ряда сигналов $nDLREC$ далекие друг от друга на плоскости фазовые траектории при сворачивании фазовой плоскости в фазовый цилиндр по модулю 2π дают малое расстояние, что и обеспечивает низкую помехоустойчивость. Низкой помехоустойчивостью при $h = 0,5$ обладают сигналы $1D3REC$, $1D2REC$, $2D3REC$, $3D3REC$. Рассмотренные сигналы с другими значениями L и n имеют энергетические потери при $p = 10^{-5}$ по сравнению с когерентным приемом сигнала ФМ-4 от 3 до 4 дБ.

Выявлено, что в большинстве случаев необходимая длина прослеживания пути N в декодере Витерби для достижения максимальной помехоустойчивости при $h = 0,5$ лежит в пределах 2...4. Для увеличения помехоустойчивости при некогерентном приеме сигналов ЧМ-НФ необходимо использовать помехоустойчивое кодирование.

Рассмотрены методы расчета СПМ сигналов ЧМ-НФ и подробно рассмотрен метод расчета СПМ с помощью нахождения функции автокорреляции.

Третья глава посвящена исследованию сигнально-кодовых конструкций на основе ЧМ-НФ сигналов и сверточных кодов

при автокорреляционном приеме.

Разработана методика построения новых помехоустойчивых кодов, которые предназначены для автокорреляционного приема и обработки декодером Витерби на базе известных сверточных кодов. По методике, описанной в данном разделе, на базе известных оптимальных кодов построены новые сверточные коды, максимизирующие свободное расстояние в сигнальном пространстве и определены их основные характеристики. Разработанная методика является регулярной и ее использование дает возможность построить коды с разными кодовыми скоростями и длинами. Произведено построение большого количества новых сверточных кодов. В Таблице 2 приведен ряд новых кодов со скоростью $1/2$. Здесь: d_{FH} - расстояние Хемминга, d_{FE}^2 - свободное расстояние Евклида, β - энергетическая эффективность.

Проведен расчет и анализ значений минимальных расстояний Евклида для полученных сигнально-кодовых конструкций как функции от индекса модуляции для различной глубины прослеживания декодером. В качестве примера на рис. 4 приведен график расчета минимального расстояния Евклида и его верхней границы для СКК, образованной сигналом 1D2RC и кодом № 2 (Таблица 2.). Проведен расчет и анализ зависимостей вероятности ошибки при приеме полученных сигнально-кодовых конструкций на выходе декодера от отношения E/N_0 на входе демодулятора при индексе модуляции, равном 0,5 и при условии, что достигается верхняя граница минимального расстояния Евклида. Выявлено, что применение новых СКК позволяет существенно увеличить помехоустойчивость при автокорреляционном приеме. Это видно из сравнения графиков на рис. 3 и рис. 4. Однако, для сигналов nDLRC выигрыш является существенным в области $h > 1$, а для сигнала nDLRC при $h = 0,5..0,9$. Выигрыш при

Таблица 2.

S	N	Порождающие многочлены	d_{PH}	d_{FB}^2	β , дБ
		$R = 1/2$			
8	1	$\frac{1-D-D^3}{1-D^2}$ $\frac{1+D^2-D^3}{1-D^2}$	5	5	3,98
16	2	$\frac{1-D^2-D^4}{1-D^2}$ $\frac{1+D^3-D^4}{1-D^2}$	6	6	4,77
32	3	$\frac{1-D^2-D^5}{1-D^2}$ $\frac{1-D^2+D^3+D^4-D^5}{1-D^2}$	7	7	5,44
32	4	$\frac{1-D-D^3-D^5}{1-D^2}$ $\frac{1+D^2+D^4-D^5}{1-D^2}$	6	6	4,77
64	5	$\frac{1-D-D^3+D^5-D^6}{1-D^2}$ $\frac{1+D^2-D^6}{1-D^2}$	8	8	6,02
64	6	$\frac{1-D^2-D^3-D^6}{1-D^2}$ $\frac{1+D^4+D^5-D^6}{1-D^2}$	8	8	6,02
64	7	$\frac{1-D^3-D^6}{1-D^2}$ $\frac{1-D^3+D^4+D^5-D^6}{1-D^2}$	8	8	6,02
128	8	$\frac{1-D-D^4+D^5+D^6-D^7}{1-D^2}$ $\frac{1+D^2-D^4-D^7}{1-D^2}$	10	10	6,98
128	9	$\frac{1-D-D^4-D^7}{1-D^2}$ $\frac{1+D^2-D^3-D^4+D^6-D^7}{1-D^2}$	10	10	6,98
256	0	$\frac{1-D-D^3-D^4+D^6+D^7-D^8}{1-D^2}$ $\frac{1+D^3+D^4-D^6-D^8}{1-D^2}$	10	10	6,98

использовании помехоустойчивого кодирования по сравнению с помехоустойчивостью сигналов nDLREC и nDLRC без кодирования при $p = 10^{-5}$ составляет от 3 дБ до 5 дБ в зависимости от n, L, вида фазового импульса и используемого кода.

ЛНБ ім. В. Стефанишина
АН України

Рассмотрена энергетическая и частотная эффективности ЧМ-НФ сигналов и полученных на их основе сигнально-кодовых конструкций.

Четвертая глава посвящена рассмотрению алгоритмов расчета минимального расстояния Евклида как функции от индекса модуляции и длины прослеживания декодером Витерби, а также верхней границы минимального расстояния Евклида как функции от индекса модуляции. Представлены алгоритмы расчета для сигналов ЧМ-НФ с автокорреляционным приемом без кодирования и для сигнально-кодовых конструкций ЧМ-НФ сигналов с новыми кодами, найденными в главе 3.

В заключении приведены основные итоги исследований и практические результаты работы, которые состоят в следующем:

1. Разработана алгебраическая модель ЧМ-НФ сигналов при автокорреляционном приеме, которое дает возможность представлять тракт "модулятор сигналов ЧМ-НФ - автокорреляционный демодулятор" в виде конечного автомата при любых длинах фазовых импульсов и N , и построить соответствующий корректирующий фильтр.

2. Разработан алгоритм получения общей формы передаточной функции кодера в матричном виде, который дает возможность преобразовать одновходовое устройство в многорходовое для построения соответствующих эквивалентных схем кодера-модулятора.

3. Проведено исследование фазовых диаграмм ЧМ-НФ сигналов на выходе автокорреляционного демодулятора.

4. Проведен расчет и анализ минимального расстояния Евклида и верхней границы минимального расстояния для ЧМ-НФ сигналов на выходе автокорреляционного демодулятора.

5. Проведено исследование зависимости вероятности ошибки на выходе декодера максимального правдоподобия от отношения сиг-

нал/шум на входе автокорреляционного демодулятора.

6. Разработана методика построения новых помехоустойчивых кодов, которые предназначены для автокорреляционного приема и обработки декодером Витерби на базе известных сверточных кодов.

7. Построены новые помехоустойчивые коды на основе известных сверточных кодов для сигнально-кодовых конструкций с ЧМ-НЧ сигналами.

8. Доказано, что сигнально-кодовые конструкции с ЧМ-НЧ сигналами, автокорреляционным приемом и внешними помехоустойчивыми кодами не обладают свойством инвариантности.

9. Проведен расчет и анализ минимального расстояния Евклида и верхней границы минимального расстояния Евклида для сигнально-кодовых конструкций на основе ЧМ-НЧ сигналов и сверточных кодов на выходе автокорреляционного демодулятора.

10. Проведено исследование зависимости вероятности ошибки на выходе декодера максимального правдоподобия от отношения сигнал/шум на входе автокорреляционного демодулятора при использовании сигнально-кодовых конструкций.

11. Проведено исследование энергетической и частотной эффективности сигналов ЧМ-НЧ при автокорреляционном приеме и новых сигнально-кодовых конструкций.

Материалы диссертации опубликованы в следующих публикациях автора:

1. Преобразование эквивалентных схем модемов ЧМ-НЧ сигналов /Разакаривуни Ж.; Одес. Электротехн. ин-т. связи. - Одесса. 1993. - 11 с. - Библиогр.: 3 назв. - Рус. Деп. в ГИТЕ Украины, 26.07.93, № 1604.

431014

АВ 29.364

АВ 29.364

2. Сверточное кодирование с непрерывной фазой/Разакаривуни Ж.; Одес. электротехн. ин-т. связи. - Одесса. 1993. - 37 с. - Библиогр.:45 назв. - Рус. Деп. в ГНТБ Украины 20.07.93, № 1547.

3. Разакаривуни Ж. Дифференциальный прием ЧМ сигналов с непрерывной фазой // Об. научн. трудов Одесск. электротехн. ин-т связи им. А.С.Попова (В печати).

Подписано к печати 21.02.94 г.

Объем: 0,76 печ.л.

Формат 60x84 1/16.

Заказ № 31. Тираж 100.

Украинская государственная академия связи им. А.С. Попова.
Одесса, Старопортофранковская, 61.