

Украинская Государственная Академия Связи им. А.С. Попова

На правах рукописи

УДК 621.391.23.

ЭСАЛЬХИ ТАТЬЯНА СЕРГЕЕВНА

(Марокко)

ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПРИНЦИПОВ РАЗРАБОТКИ МОДЕМОВ
ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ДЕКАМЕТРОВОМУ РАДИОКАНАЛУ

05.12.02 Системы и устройства передачи информации по
каналом связи.

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

Диссертации на соискание ученой степени кандидата
технических наук.

ОДЕССА 1994

ЛНБ України ім. В. Стефаніка



00777563 (Z)

AB 30.323

Диссертация в виде научного труда

Диссертационная работа выполнена в Украинской государственной Академии связи им. А.С. Попова

Научный руководитель - доктор технических наук,
академик И.П. Панфилов

Официальные оппоненты:

1. Доктор технических наук,

2. Кандидат технических наук,

Будущее предприятие - НИИ Радио и телевидения

Защита диссертации состоится *17 июля* 1994г.

на заседании Специализированного ученого совета Д11 8.05.01
в Украинской государственной Академии связи им. А.С. Попова
Адрес: 270021, Одесса, ул. Челюскинцев, 1.

С диссертацией можно ознакомиться в Сиблитеке Академии.

Автореферат разослан

1994г.

Ученый секретарь
специализированного
ученого совета, доцент

Солоп Н.А.

ЛНБ ім. В. Стефаніка
АН України

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы и состояние вопроса. В последние годы широкое распространение получают персональные компьютеры (ПК) индивидуального и коллективного пользования. Однако действительно значительный прогресс наступит тогда, когда пользователи компьютеров получат доступ к общегосударственным информационным центрам данных. При этом возникает задача создания систем передачи данных между центральными ЭЕМ и персональными компьютерами по существующим каналам связи. Известную роль в решении этой задачи играют устройства преобразования сигналов (УПС) или модемы передачи данных.

Впервые модемы с частотной и амплитудной модуляцией стали применяться в послевоенные годы для передачи телеграфных сообщений путем уплотнения проводных телефонных (ТФ) каналов. Позднее многоканальная аппаратура стала применяться и для КВ радиоканала, что позволило увеличить скорость передачи в полосе ТФ канала. Однако это потребовало разработки специальных модемов, сопоставимых по сложности с ВЧ радиооборудованием и выделение модемов в автономные устройства.

Следующий этап развития техники передачи информации связан с появлением потребностей в передаче данных. Для удовлетворения этих потребностей понадобились новые, высокоскоростные методы передачи, что привело к созданию многоканальных (многочастотных) модемов с фазоразностной (относительной фазовой) модуляцией (ФРМ).

Насколько можно судить по доступным публикациям первая промышленная аппаратура с использованием ФРМ появилась в 1957 г. в США, т.е. одновременно с первыми опубликованными теоретическими работами по этому вопросу. Первая аппаратура типа "KINGRLEX" представляла собой 20-ти канальный модем с

двухкратной ФМ, который обеспечивал передачу информации по телефонному каналу с полосой 0,3 - 3,4 кГц со скоростью 3000 бит/с. Модем был предназначен для передачи данных по проводным каналам и радиоканалам декаметрового диапазона. Интересно отметить, что в первом модеме с ФМ и последовавших за ним аналогичных по назначению модемах был реализован оптимальный некогерентный прием сигналов - техника приема сигналов с ФМ начиналась с некогерентной обработки.

В 1960 - 70 годы техника многоканальных модемов с многопозиционной ФМ предназначенных, главным образом, для передачи данных, многократной телеграфии и цифровой выкодерной телефонии по радиоканалам с многолучевостью, быстро развивалась. Были разработаны отечественные многоканальные модемы с ФМ типа МС-5 и ряд модификаций модема "KINERPLEX".

Если прежде скорость передачи дискретной информации не превышала несколько сотен бит/с, то модемы с ФМ позволяли передавать информацию со скоростями 1200, 2400 и 4800 бит/с, а это привело к реализации новых режимов работы в автоматизированных системах управления и связи.

В настоящее время модемы с фазовой модуляцией применяются почти во всех каналах и системах проводной и радиосвязи и почти во всех используемых на практике радиотехнических диапазонах. Ведутся работы по использованию фазомодулированных сигналов в оптических и волоконно-оптических каналах связи. Разработаны модемы с ФМ для обмена данными между персональными ЭВМ по линиям городской телефонной сети.

Теория и техника построения модемов уже значительно развита, однако реализация этих устройств связана с большими затратами. Поэтому возникает проблема создания модемов, элементная база которых ближе всего совпадает с техникой ПК. При

этом ряд задач, таких как защитное кодирование, установление соединения и т.п. можно возложить на программное обеспечение компьютера, работающего в сети передачи данных.

Таким образом имеется широкий круг проблем, решение которых может существенно повлиять на развитие и совершенствование техники аппаратуры передачи данных. В частности, остаются нерешенными следующие задачи:

- реализация модемов для декаметровых радиоканалов на современной элементной базе, использующей цифровые методы обработки сигналов (т.е. реализация цифровых модемов кв радиоканалов);
- работа модемов в кв радиоканалах, оказывающих существенное влияние на стабильность основных параметров передачи сигналов;

Целью диссертационной работы является оптимизация класса цифровых модемов с ортогональными сигналами и фазоразностной модуляцией для передачи данных по стандартному декаметровому радиоканалу.

Метод исследования. В работе использованы методы аналоговых и дискретных радиотехнических цепей, теории вероятностей, математической комбинаторики и теории корреляционного анализа.

Научная новизна работы заключается в следующем:

- предложены математические преобразования, ускоряющие вычисления в стандартном быстром преобразовании Фурье;
- разработан метод синтеза промежуточных значений канальных сигналов, увеличивающий быстродействие цифровой обработки;
- предложен метод повышения производительности процесса обработки;
- предложен математический аппарат моделирования на ЭВМ алгоритмов цифровых модемов с ФМ и ортогональными сигналами.

Практическая ценность работы состоит в следующем:

- предложена и внедрена процедура умножения группового многоканального сигнала на специальную огибающую (треугольную, косинусоидальную и т.п.), что в процедуре БПФ легко реализуется;
- разработаны алгоритмы экспериментальных исследований демодулятора модема на скорость 2400 бит/с для декаметрового радиоканала;
- синтезированы алгоритмы блока разделения канальных сигналов цифрового модема;
- разработаны алгоритмы блока демодуляции цифрового модема.

Реализация результатов работы. Приведенные в диссертационной работе исследования явились частью плановой научно-исследовательской работы козоговорной НИР, проводимой Академией связи и СКВ "Молния", г. Одессы.

Апробация работы. Материалы диссертационной работы докладывались на республиканских научно-технических конференциях, на научно-технических конференциях профессорско-преподавательского состава ОЗИС им. А.С. Попова.

Публикации. По материалам диссертации опубликовано и депонировано 4 статьи:

1. Устройства синхронизации систем передачи;
2. Применение цифровой обработки сигналов для реализации модемов передачи данных;
3. Особенности моделирования на ЭВМ алгоритмов модемов с фазовой модуляцией;
4. Результаты моделирования на ЭВМ алгоритмов цифровых многоканальных модемов в реальном масштабе времени.

Объем и структура работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и приложений. Работа

содержит 147 страниц, в том числе 120 страниц текста, 13 страниц рисунков, 7 страниц библиографии из 84 наименований.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обосновывается актуальность задачи и выбор темы, сформулирована цель, анализируется состояние вопроса, определяется круг вопросов подлежащих рассмотрению, приводится краткое сообщение основных разделов диссертационной работы.

В первой главе сделан обзор существующих методов передачи данных по каналам связи с помощью фазовой модуляции. Показано, что наиболее приемлемым в практической реализации является относительная фазовая (или фазоразностная) модуляция, а самым оптимальным (с точки зрения практической реализации) представляется корреляционный поэлементный прием фазоразностного сигнала. Проведена оценка сложности аппаратуры типа "МС". Она является модемом с ортогональными многочастотными сигналами и многократной ФРМ. Отличительной особенностью аппаратуры типа "МС" является широкое использование линейных и логических интегральных микросхем.

Результаты проделанного анализа показали следующее:

если сложностью S_n модема, состоящего из базовых узлов со сложностью S_1 , $1=1-n$, считать величину

$$S_n = \sum_{i=1}^n K_i S_1, \quad (1)$$

где K_i - число узлов i -го типа, входящих в модем, а общей сложности аппаратуры при $S_1 = 1$

$$S = \sum_{i=1}^n K_i. \quad (2)$$

то: 1. Сложность многоканального модема существенно зависит от скорости передачи и причем по нелинейному закону.

2. Сложность S_n слабо зависит от неравномерности группо-

вого времени замедления ГВЗ и по линейному закону. Например, при скорости передачи $C = 4800$ бит/сек и изменении длительности защитного интервала Δt от 0,2 до 1,3 мсек, S_{Σ} повышается только на 50%.

Следовательно, сложность многоканального модема более существенно зависит от скорости передачи, чем от неравномерности ГВЗ. Это вполне понятно, так как, чтобы повысить скорость передачи, необходимо повысить число каналов, что увеличивает сложность. В то же время в случае многоканальной работы, нелинейность фазочастотной характеристики, приходящаяся на один канал, уменьшается, что уменьшает и ее влияние на сложность.

В том случае, если перейти к полной цифровой реализации на микропроцессорных системах подход к определению сложности существенно изменится. При этом, стоимость аппаратных средств (микропроцессор, БИС памяти и устройства ввода/вывода) практически определяется стандартной структурой, а стоимость программных средств определяется типом алгоритма и особенностями канала связи. Показано, что аппаратно-програмная реализация на микропроцессорных системах по всем показателям является предпочтительной, и, поэтому, представляется целесообразным исследовать основные принципы цифровой реализации многоканальных модемов с ортогональными сигналами. Таким образом доказано, что цифровая реализация является единственной альтернативой на пути совершенствования аппаратуры передачи данных.

Во второй главе изложены принципы построения цифровых модемов с фазоразностной модуляцией и ортогональными сигналами, использующих спектральный анализ. При этом, основным способом исследования, в отличие от многих известных работ, принят метод "от частного к общему", т.е. индуктивный. Для такого

способа следует прежде всего задаться конкретными параметрами цифрового модема для стандартного телефонного декаметрового радиоканала. Спектральный анализ производится по последовательности отсчетов сигналов, полученных аналогово-цифровым преобразователем (АЦП). Анализ производится по 15 частотным составляющим, при этом для уменьшения необходимой производительности процессора, используется быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Проекции частотных составляющих (канальных сигналов) X_k и Y_k вычисляются по алгоритму

$$X_k = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cos \omega_k t dt \quad (3)$$

$$Y_k = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \sin \omega_k t dt,$$

где $S(t)$ - мгновенное значение группового сигнала; T - интервал анализа; $\omega_k = \frac{k2\pi}{T}$ - частоты базисных функций.

Для повышения частотной селективности, т.е. для уменьшения побочных лепестков АЧХ эквивалентных фильтров, используется треугольная огибающая ("окно") в алгоритме БПФ. Анализ производится по 128 отсчетам ($T = 64$ отсчетам). С учетом этого получен алгоритм для дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

$$X_k = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \frac{m}{64} S(m) \cos \frac{2\pi km}{64} + \frac{1}{64} \sum_{m=63}^{128} \left(1 - \frac{m}{64} \right) S(m) \cos \frac{2\pi km}{64} \quad (4)$$

$$Y_k = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \frac{m}{64} S(m) \sin \frac{2\pi km}{64} + \frac{1}{64} \sum_{m=63}^{128} \left(1 - \frac{m}{64} \right) S(m) \sin \frac{2\pi km}{64}.$$

где m - дискретное время; $S(m)$ - отсчеты сигнала.

Далее вычисления упрощены путем замены индекса суммирования во второй сумме $m = m - 64$.

$$X_k = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \frac{m}{64} S(m) \cos \frac{2\pi km}{64} + \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \left(1 - \frac{(m_1 + 64)}{64} \right) * \\ * S(m + 64) \cos \frac{2\pi k(m_1 + 64)}{64} \quad (5)$$

Учитывая, что при k целом

$$\cos 2\pi \frac{m_1 + 64}{64} = \cos 2\pi k \frac{m_1}{64} \quad (6)$$

и возвращаясь к первоначальному индексу суммирования показано

$$X_k = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \left[\frac{m}{64} S(m) + \left(1 - \frac{m}{64} \right) S(m + 64) \right] \cos 2\pi k \frac{m}{64} \quad (7)$$

$$Y_k = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \left[\frac{m}{64} S(m) + \left(1 - \frac{m}{64} \right) S(m + 64) \right] \sin 2\pi k \frac{m}{64}$$

Проекции X_k и Y_k вычислены с интервалом в 32 отсчета. Номер интервала анализа, обозначенного через M равен целой части от $m/64$. Проекции канальных сигналов являются функциями номера канального сигнала k и номера интервала анализа M , т.е. $X_k(M)$ и $Y_k(M)$. Дискретное время m является текущей величиной в (7). Поэтому индексы суммирования m зависят от номера интервала M . Так для нулевого интервала ($M = 0$), пределы суммирования будут от $m = 0$ до $m = 63$. Для первого интервала ($M = 1$) в аргументах базисных функций следует подставлять значения m от 32 до 95, для второго интервала ($M = 2$) благодаря периодичности базисных функций, значения m изменяются от 0 до 63.

Очевидно, что

$$\cos 2\pi k \left(\frac{m+32}{64} \right) = \cos \left(2\pi k \frac{m}{64} + k\pi \right) = (-1)^k \cos 2\pi k \frac{m}{64}$$

$$\sin 2\pi k \left(\frac{m+32}{64} \right) = (-1)^k \sin 2\pi k \frac{m}{64} \quad (8)$$

Алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) предусматривает нулевое значение фазы в аргументах базисных функций. Поэтому на нечетных интервалах анализа следует изменить знак на обратные у проекций нечетных гармоник, полученных методом БПФ. Если обозначить проекции, полученные методом БПФ через $X_k^*(M)$ и $Y_k^*(M)$, тогда

$$\begin{aligned} X_k(M) &= (-1)^{kM} X_k^*(M) \\ Y_k(M) &= (-1)^{kM} Y_k^*(M). \end{aligned} \quad (9)$$

При другом шаге (M) между интервалами анализа истинные значения проекций можно получить из проекций вычисленных методом БПФ по алгоритму:

$$\begin{aligned} X_k(M) &= X_k^*(M) \cos 2\pi k \frac{\Delta M}{64} M + Y_k^*(M) \sin 2\pi k \frac{\Delta M}{64} M \\ Y_k(M) &= Y_k^*(M) \cos 2\pi k \frac{\Delta M}{64} M + X_k^*(M) \sin 2\pi k \frac{\Delta M}{64} M. \end{aligned} \quad (10)$$

Так как алгоритмы БПФ обычно записываются в комплексной форме, то значение вектора $C(j\omega)$ канального сигнала записано через его проекции $C(jk) = X(k) + jY(k)$, и алгоритмы вычисления проекций записаны в виде одной суммы

$$C(jk) = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{63} \left[\frac{m}{64} S(m) + \left(1 - \frac{m}{64}\right) S(m+64) \right] e^{+j\pi k \frac{m}{64}}. \quad (11)$$

Далее рассмотрены вопросы синтеза алгоритмов цифрового многоканального модема с ортогональными сигналами и фазоразностной модуляцией для передачи данных по стандартному декаметровому радиоканалу; для решения задачи синтеза методом индукции введен ряд конкретных параметров, таких как число отсчетов на интервале ортогональности, количество парциальных каналов; предложено применение спектрального анализа цифрового преобразования Фурье для прикладного математического моделирования алгоритмов демодуляции. Преобразование Фурье осуществляется

переход от последовательности отсчетов группового сигнала к набору проекций канальных сигналов на базисные функции. Однако проекции канальных сигналов вычисляются непрерывно, поэтому каждую пару проекций (X_k и Y_k) определяющую вектор канального сигнала можно рассматривать как изменяющийся во времени канальный сигнал полученный путем фильтрации группового сигнала.

Для получения амплитудно-частотной характеристики эквивалентного фильтра рассмотрена зависимость величины модуля канального сигнала (огивающей канального сигнала) от частоты группового сигнала. Если считать, что на вход фильтра поступает колебание $u_{вх} = u_0 \sin(\omega t + \phi)$, то в результате преобразования Фурье с прямоугольной огивающей (прямоугольным окном), получено

$$\begin{aligned} X_k &= \frac{2}{T} \int_0^T u_0 (\sin \omega t + \phi) \cos \omega_k t dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T u_0 \cos[(\omega - \omega_k)t + \phi] dt + \frac{1}{T} \int_0^T u_0 \cos[(\omega + \omega_k)t + \phi] dt = \\ &= \frac{u_0}{(\omega - \omega_k)T} (\sin[(\omega - \omega_k)T + \phi] - \sin \phi) + \\ &+ \frac{u_0}{(\omega + \omega_k)T} (\cos[(\omega + \omega_k)T + \phi] - \cos \phi). \end{aligned} \quad (12)$$

Будем считать, что сумма частот $\omega + \omega_k$ значительно больше их разности $\omega - \omega_k$ и можно пренебречь этой величиной. Тогда

$$\begin{aligned} X_k &= \frac{u_0 \sin \frac{(\omega - \omega_k)T}{2}}{\frac{(\omega - \omega_k)T}{2}} - \cos \left[\frac{(\omega - \omega_k)T}{2} + \phi \right] \\ Y_k &= \frac{u_0 \sin \frac{(\omega - \omega_k)T}{2}}{\frac{(\omega - \omega_k)T}{2}} \sin \left[\frac{(\omega - \omega_k)T}{2} + \phi \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

Далее рассмотрено как изменяются проекции канальных сигналов во времени

$$X_k(t) = \frac{2}{T} \int_t^{T+t} u_c \sin(\omega t + \phi) \cos \omega_k t dt. \quad (14)$$

Произведем замену переменной.

$$X_k(t) = \frac{2}{T} \int_0^T u_c \sin[\omega(\tau-t) + \phi] \cos \omega_k(\tau-t) dt. \quad (15)$$

Произведя преобразования аналогичные изложенным выше, получено

$$X_k = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_k)T}{2}}{\frac{(\omega - \omega_k)T}{2}} \cos \left[\frac{(\omega - \omega_k)T}{2} + \phi + (\omega - \omega_k)t \right] \quad (16)$$

$$Y_k = \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_k)T}{2}}{\frac{(\omega - \omega_k)T}{2}} \sin \left[\frac{(\omega - \omega_k)T}{2} + \phi + (\omega - \omega_k)t \right].$$

Амплитуда (модуль вектора) канального сигнала S_k равна

$$S = \sqrt{X^2 + Y^2} = u_c \left| \frac{\sin \frac{(\omega - \omega_k)T}{2}}{\frac{(\omega - \omega_k)T}{2}} \right|. \quad (17)$$

Таким образом проекции канальных сигналов как функция времени представляет собой колебание с частотой равной разности сигнала и базисной функции. Процесс преобразования Фурье будем рассматривать как фильтрацию сигналов.

Показано, что при треугольной огибающей (треугольном окне) амплитудно-частотная характеристика имеет вид

$$\frac{S_k}{u_c} = \left[\frac{\sin \frac{(\omega - \omega_k)T}{2}}{\frac{(\omega - \omega_k)T}{2}} \right]^2. \quad (18)$$

Огибающую в виде приподнятого косинуса можно записать

$$F(t) = \frac{1 + \cos \frac{2\pi}{T} t}{2}, \quad (19)$$

тогда

$$X_k = \frac{1}{2} \int_{-T}^T \frac{1 + \cos \frac{2\pi}{T} t}{2} e^{-j\omega_k t} \cos \omega_k t dt$$

$$Y_k = \frac{1}{2} \int_{-T}^T \frac{1 + \cos \frac{2\pi}{T} t}{2} e^{-j\omega_k t} \sin \omega_k t dt. \quad (20)$$

Вычисления показали, что использование треугольной огибающей дает выигрыш 4,4, а использование огибающей в виде приподнятого косинуса - 4,26 в сравнении с прямоугольной огибающей.

Таким образом, исследованы фильтрующие свойства преобразования Фурье; синтезированы промежуточные значения канальных сигналов, что позволяет сократить процесс вычислений почти вдвое, без заметного снижения точности.

Третья глава посвящена исследованию методов разнесенного приема в цифровых многоканальных модемах с ортогональными сигналами. Для этого были вычислены корреляции сигналов, принятых различными приемниками, рассматривались относительные запаздывания этих сигналов; проведены исследования вопросов синтеза алгоритмов обработки сигналов цифровых многоканальных модемов с ортогональными сигналами для разных видов разнесенного приема, который достаточно часто применяется в дециметровом радиоканале; получен качественный анализ идентификации сигналов разнесенного приема по их корреляционным функциям. В третьей главе даны теоретические и практические рекомендации

для внедрения цифровых модемов в декаметровый радиоканал с разносением по пространству или по частоте приемом.

Первый раздел четвертой главы содержит подробный материал моделирования на ЭВМ алгоритмов цифровых ортогональных модемов с ФРМ и ортогональными канальными сигналами; проведен спектральный анализ входного сигнала, который осуществляется в соответствии с алгоритмом

$$C(j\omega) = \frac{1}{64} \sum_{m=0}^{m=63} \left[\frac{m}{64} S(m) + \left(1 - \frac{m}{64}\right) S(m+64) \right] e^{-j \frac{2\pi k m}{64}} \quad (21)$$

методом быстрого преобразования Фурье. В основу преобразования положена процедура последовательного прореживания отсчетов входного сигнала во времени. Вся процедура преобразования при этом состоит из последовательных операций умножения отсчетов на весовые коэффициенты и операций суммирования.

Как видно из алгоритма спектральный анализ производится на интервале T , т.е. анализируется 64 отсчета входного сигнала что дает возможность получить 64 коэффициента Фурье. Число же искомым спектральных составляющих (проекций многомерного вектора сигнала) составляет 16.

Для эффективного расчета коэффициентов Фурье производится прореживание отсчетов входного сигнала с получением укороченных (16-ти точечных) последовательностей, вычисление спектров этих последовательностей методом БПФ и их комбинирование. Приведена блок-программа, реализующая этот спектральный анализ, а также блок-программы, реализующие БПФ. В данном случае последовательность отсчетов входного сигнала действительная, т.е. $\text{Im}\{S(n)\} = 0$.

Известно, что если конечная последовательность является

действительной, то ее ДПФ удовлетворяет следующим условиям симметрии:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} [\dot{X} (k)] &= \operatorname{Re} [\dot{X} (N - k)] \\ \operatorname{Im} [\dot{X} (k)] &= -\operatorname{Im} [\dot{X} (N - k)]. \end{aligned} \quad (22)$$

Это свойство ДПФ здесь используется следующим образом: вычисляется половина спектра T -точечной последовательности, т.е. применяется $T/2$ точечное БПФ. Вторая половина спектра достраивается потом по правилу комплексно-сопряженной симметрии. Это повышает производительность процессора БПФ, т.к. не тратится время на вычисление второй половины спектра. Кроме того количество требуемых ячеек памяти уменьшается вдвое.

Таким образом, для вычисления 16-ти точечной последовательности используется 8-ми точечное БПФ.

Далее во втором разделе проведены экспериментальные исследования демодулятора модема на скорость 2400 бит/с; так как основным узлом модема передачи данных является демодулятор (или приемник) системы, то главное направление разработки посвящено структуре сигнала и методам его приема. Приемник системы должен осуществлять обработку двух разнесенных сигналов. Узел автоподстройки частоты (АПЧ) должен осуществлять подстройку раздельно для каждого из разнесенных сигналов: тактовую синхронизацию также целесообразно производить раздельно для каждого из разнесенных сигналов. Поэтому представляется целесообразным разработать приемник разнесенных сигналов с двумя наборами устройств разделения канальных сигналов. Оба эти устройства, конечно могут быть соемещены в одном процессоре.

В третьем разделе четвертой главы рассмотрены алгоритмы метода разделения канальных сигналов

$$X_k = \int_{-t/2}^{T+t/2} S(t) f(t) \sin(\omega_k + \Delta\omega) t dt \quad (23)$$

$$Y_k = \int_{-t/2}^{T+t/2} S(t) f(t) \cos(\omega_k + \Delta\omega) t dt.$$

Здесь $S(t)$ - групповой сигнал; $f(t)$ - огибающая, имеющая форму "приюдающего косинуса", t_0 - интервал равный половине периода огибающей $f(t)$; $\Delta\omega$ - смещение частот опорных колебаний, которые устанавливаются системой АПЧ равным смещению частот ПДТ. Управление процессом вычисления проекций производится группами по три посылки. Интервал интегрирования $T + t$ (t - длительность интервала изменения огибающей) может устанавливаться равным одному из двух значений $64 + 16 = 80$ отсчетов (в режиме большой селективности). Эти 3 интервала по 80 или 96 отсчетов должны быть расположены равномерно на интервале трех посылок. Равномерное распределение интервалов интегрирования на трех посылках можно получить, если чередовать длительность защитных интервалов: в режиме малой селективности длительность защитных интервалов брать равными 27, 26 и 27 отсчетов (последовательность числа защитных интервалов будет иметь вид: 27, 26, 27, 27, 26, 27, 27, 26, 27 и т.д.), а в режиме большой селективности число отсчетов на защитных интервалах брать равной 11, 10 и 11 (11, 10, 11, 11, 10, 11, 11, 10, 11 и т.д.). В режиме малой селективности огибающая измеряется на 16 отсчетах в начале интервала интегрирования и на 16 отсчетах в конце интервала. В режиме большой селективности огибающая измеряется на 32 отсчетах в начале и в конце посылки. Для примера рассмотрен рабочий алгоритм вычисления проекции X в режиме большой селективности. Результаты моделирования дают полное описание алгоритмов цифровых модемов, что

позволяет делать выбор, как параметров сигнала цифрового модема, так и способа обработки этого сигнала в приемнике.

Демодуляция канальных сигналов заключается в определении значений правдоподобия символов в подканалах по проекциям канальных сигналов X_k и Y_k , найденным в блоке разделения канальных сигналов.

Значения правдоподобия Γ_α и Γ_β для каждого из 12 канальных сигналов находится по формулам

$$\Gamma_\alpha = \frac{\bar{\rho}}{\sigma^2} \Delta\alpha$$

$$\Gamma_\beta = \frac{\bar{\rho}}{\sigma^2} \Delta\beta,$$
(24)

где $\bar{\rho}$ - среднее значение полезного сигнала; σ^2 - среднее значение квадрата помехи; α и β - определяются для каждого канального сигнала по алгоритмам:

$$\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2, \quad \Delta\beta = \beta_1 - \beta_2. \quad (25)$$

Получены результаты экспериментальных исследований цифрового модема конкретной разработки. При этом, кроме модулятора - демодулятора, экспериментально исследованы такие неотъемлемые узлы любого модема, как устройство тактовой синхронизации и система автоподстройки частоты под принимаемый групповой сигнал.

Алгоритм вычисления составляющих проб представлены как

$$(\Sigma_X)_N = \sum S(m) \sin[6m_{\text{вс}} + (2,5 + \delta)m_{\text{вс}}] \frac{\pi}{2} 2^{-4}$$
(26)

$$(\Sigma_Y)_N = \sum S(m) \sin[6m_{\text{вс}} + (2,5 + \delta)m_{\text{вс}}] \frac{\pi}{2} 2^{-4},$$

где $m_{\text{нач}}$ - значение m начала суммирования.

Индексы суммирования выбраны так, что интервалы формирования проб распределяются равномерно на интервале послыжья. Такое размещение интервалов проб можно получить, если между

интервалами проб либо пропускать, либо не пропускать один отсчет, причем после двух пропущенных отсчетов брать один не-пропущенный. При этом номера отсчетов проб будут такими: первая проба получается суммированием на интервале от I-го по 10-й отсчет, затем пропуск 11-го отсчета; вторая проба получается суммированием на 12-21 отсчетах, пропуск 22 отсчета, суммирование на 23-32 отсчетах, пропуска нет, суммирование на 33-42 отсчетах, пропуск 43 отсчета, далее учитываются отсчеты на интервалах 44-53, 55-64, 65-74, 75 - 84 и т.д. Для этого индекс начала суммирования определяется по алгоритму

$$m_{\text{нач}} = (N - 1) \cdot 10 + N - \left(\text{целая часть } \frac{N - 1}{3} \right), \quad (27)$$

Затем определяется разность проб $(R_X)_N$ и $(R_Y)_N$, как разность очередной пробы и пробы задержанной на интервал T.

$$\begin{aligned} (R_X)_N &= (\Sigma_X)_N - (\Sigma_X)_{N-6} \\ (R_Y)_N &= (\Sigma_Y)_N - (\Sigma_Y)_{N-6}. \end{aligned} \quad (28)$$

Нетрудно убедиться, что N-6 проба задержана относительно N-ой пробы на 64 отсчета, т.е. на интервал ортогональности T.

После этого находится длина вектора R_N по его проекциям $(R_X)_N$ и $(R_Y)_N$, причем

$$R_N = \sqrt{(R_X)_N^2 + (R_Y)_N^2}. \quad (29)$$

Значение R_N , соответствующее пробам, находящимся в пределах одной посылки будет иметь малую величину, в R_N , соответствующее пробам на разных посылках, будут иметь большую величину. Для повышения помехоустойчивости целесообразно накапливать значения R_N на четырех интервалах, причем накопленное значение равно $(R_N)_\Sigma = \sum_N^{N+3} R_N$. Этим вопросам посвящен пятый раздел 4 главы.

Для моделирования был выбран язык Фортран, как наиболее

распространенный при решении подобных задач. Результаты экспериментальных исследований показали, что цифровой модем реализуется в реальном масштабе времени даже на универсальных (не специализированных) микропроцессорных комплексах серии ИВ10 (зарубежный аналог "Intel 8086").

В заключении приведены основные результаты диссертации, которые можно свести к следующему:

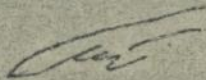
- предложены математические преобразования, упрощающие вычисления в стандартном быстром преобразовании Фурье;
- внедрено умножение группового многоканального сигнала на специальную огибающую, что позволяет существенно повысить помехоустойчивость;
- предложена процедура синтеза промежуточных значений канальных сигналов, увеличивающая быстродействие цифровой обработки;
- предложен метод повышения производительности процесса обработки, за счет линейной интерполяции между соседними отсчетами группового сигнала;
- синтезирован алгоритм вычисления относительного запаздывания сигналов различных приемников для возможности реализации метода разнесенного приема;
- разработан математический аппарат моделирования на ЭВМ алгоритмов цифровых ортогональных модемов с ФМ и ортогональными канальными сигналами;
- разработаны общие алгоритмы экспериментальных исследований демодулятора модема на скорость 2400 бит/с для декаметрового радиоканала;

Приведенные в диссертационной работе исследования явились частью плановой научно-исследовательской работы хозяйственной НТР, проводимой Академией связи и СКБ "Молния", г. Одессы.

Материалы диссертационной работы докладывались на республиканских научно-технических конференциях, на научно-технических конференциях профессорско-преподавательского состава Академии связи им. А.С. Попова.

По материалам диссертации опубликованы статьи:

1. Зсальхи Т.С. Устройства синхронизации систем передачи, Сборник научных трудов Одесского электротехнического института связи „Помахоустойчивость систем связи “. Одесса: изд. ОЭИС. 1990, 128 с.;
2. Зсальхи Т.С. Применение цифровой обработки сигналов для реализации модемов передачи данных. К.: деп. в ГНТБ Украины, 1993 г., N 1715 - Ук - 93 ;
3. Зсальхи Т.С. Особенности моделирования на ЭЦЕМ алгоритмов модемов с фазовой модуляцией. К.: деп. в ГНТБ Украины, 1993 г., N 1802 - Ук - 105;
4. Зсальхи Т.С. Результаты моделирования на ЭЕМ алгоритмов цифровых многоканальных модемов в реальном масштабе времени. К.: деп. в ГНТБ Украины, 1993 г., N 1803 - Ук - 106.



Подписано к печати 18.05.1994 г. Объем 0,84 печ. л.

Формат 60 x 84¹/16. Зак. 100. Тираж 100.

Типография УТАС им. А.С.Попова. Одесса, Старопортофранковская, 61.

457862

AB 30.323