Реферат

В дипломной работе разрабатывается тема «Разработка алгоритмов функционирования коротковолнового радиомодема».

Пояснительная записка содержит 69 страниц текста, из них: 29 иллюстраций, 2 таблицы.

Ключевые слова: КОРОТКОВОЛНОВЫЙ РАДИОКАНАЛ, ОФМ МАНИПУЛЯЦИЯ, ДЕМОДУЛЯЦИЯ, ДИСКРЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ, ТАКТОВАЯ ЧАСТОТА, РАДИОМОДЕМ.

Цель работы: исследование многоканальной системы связи, особенностей коротковолнового радиоканала, видов манипуляции, расчет количества поднесущих частот, длительности элементарных сигналов, скорости информационного потока, выбор вида манипуляции на основе проведенных исследований, разработка алгоритмов функционирования коротковолнового (КВ) радиомодема.

В результате проведенных в работе исследований и разработанных алгоритмов функционирования КВ радиомодема появилась возможность увеличить скорость цифровой обработки информации, а так же повысить помехозащищенность при приеме.

Содержание

Реферат.....4
Введение.....6
1 Анализ методов многоканальной передачи сообщений по КВ – радиоканалу. .8
1.1 Принципы многоканальной передачи сообщений.....8
1.2 Распространения радиоволн в КВ – канале.....15
2 Расчет параметров информационных сигналов.....17
2.1 Выбор вида информационных сигналов.....17
2.2 Расчет количества поднесущих частот, длительности элементарных сигналов и защитного интервала.....24
2.3 Выбор вида манипуляции для КВ – радиомодема.....25
3 Разработка алгоритмов формирования и обработки сигналов.....26
3.1 Алгоритм формирования сигнала.....26
3.2 Алгоритм демодуляции.....29
3.3 Алгоритм тактовой синхронизации.....30
3.4 Алгоритм автоматической подстройки частоты.....35
4 Разработка структурной схемы устройства.....39
Заключение.....65
Список используемых источников.....66
Приложение 1 Блок – схема алгоритма формирования сигнала.....67
Приложение 2 Блок – схема алгоритма демодуляции сигнала.....68
Приложение 3 Блок-схема алгоритма автоматической подстройки частоты……69

1 Анализ методов многоканальной передачи сообщений по КВ – радиоканалу

1.1 Принципы многоканальной передачи сообщений

Многоканальной системой передачи (МСП) называется совокупность технических средств, обеспечивающих одновременную и независимую передачу однотипных или разнотипных сообщений от N источников к N получателям по одной линии связи (физической среде распространения сигналов электросвязи). Функциональная схема многоканальной системы передач представлена на рисунке 1.



Рисунок 1 – Функциональная схема многоканальной системы передач

Процесс передачи и приема информации в многоканальной системе радиосвязи протекает следующим образом. Канальные сообщения $r_{k1}(t)$, $r_{k2}(t)$,…,$r_{kN}(t)$, поступающие от N независимо действующих источников информации с помощью устройств, которые называют канальными передатчиками, преобразуются в соответствующие канальные сигналы $S_{k1}(t)$, $S_{k2}(t)$,…, $S_{kN}(t)$. Преобразование – взаимно-однозначное и может быть представлено некоторым оператором Δ_i так, что для любой реализации сообщения i-го канала можно записать:

$$S_{ki}(t) = \Delta_i r_{ki}(t) \qquad i = 1,2,\ldots,N$$

Все N канальных сигналов в суммирующем устройстве складываются, в результате чего получается сложное колебание вида:

$$r_{Л}(t) = \sum_{i=1}^{N} S_{ki}(t) \qquad i = 1,2,\ldots, N$$

В передатчике это колебание вновь преобразуется в сигнал, но теперь уже высокочастотный. Преобразование и здесь однозначное и отображается оператором М. В результате формируется сигнал, который далее излучается в пространство:

$$S(t) = Mr_{Л}(t) = M \sum_{i=1}^{N} S_{ki}(t) \qquad i = 1,2,\ldots, N$$

Канальные передатчики и суммирующие устройства образуют устройство уплотнения многоканальной системы связи.

Передатчик, среда и приемник образуют общий (групповой) канал связи или линию связи многоканальной системы.

На входе приемника принимается сигнал S’(t), который отличается от переданного. Это объясняется тем, что передача и прием сигналов сопровождаются помехами и искажениями. Сигнал на входе приемника:

$S'(t) = k(t)\, s(t) + h(t)$,

где h(t) – некоторое колебание, обусловленное действием аддитивных помех и искажений;

k(t) – коэффициент, учитывающий действие мультипликативных помех и искажений.

В приемнике происходит обратное преобразование сигнала в линейное сообщение. Работа приемника характеризуется некоторым оператором M^{-1}, являющимся обратным оператору М. Без учета действия мультипликативных помех на выходе приемника:

$$r'_{Л}(t) = M^{-1}S'(t) = r_{Л}(t) + n(t) = \sum_{i=1}^{N} S_{ki}(t) + n(t),$$

где n(t) – продукты помех и искажений на выходе приемника.

Преобразование с помощью оператора M^{-1} должно быть однозначным, иначе одному и тому же сигналу S’(t) будет соответствовать несколько различных колебаний $r'_{л}(t)$, что приведет к ошибкам при приеме сообщений.

Канальные селекторы вместе с канальными демодуляторами образуют устройство разделения каналов многоканальной системы связи.

Колебание $r'_{л}(t)$ далее поступает на устройство разделения, где разделение и демодуляция канальных сигналов осуществляется канальными приемниками. Действие каждого канального селектора характеризуется некоторым оператором p_l. Процесс разделения при этом можно представить как действие оператора разделения p_l на колебание $r'_{л}(t)$, в результате чего на выходе селектора l-го канала выделяется соответствующий канальный сигнал $S'_{kl}(t)$, а все остальные сигналы задерживаются. При отсутствии помех процесс разделения можно представить следующими соотношениями:

$$\begin{cases} p_l r_{л}(t) = p_l \sum_{i=1}^{N} S_{ki}(t) = S_{kl}(t) \text{ при } i = l \\ p_l \sum_{i=1}^{N} S_{ki}(t) = 0 \text{ при } i \neq l \end{cases}$$

Это условие выражает свойство l-го селектора откликаться лишь на сигналы $S_{kl}(t)$ этого канала и не реагировать на сигналы всех других каналов. Величина и характер отклика должны быть однозначно связаны с соответствующим канальным сигналом.

В канальных приемниках происходит обратное преобразование канальных сигналов $S_{ki}(t)$ в сообщения $r_{ki}(t)$. Действия этих приемников характеризуется оператором Δ_i^{-1}, который для обеспечения взаимной однозначности преобразования должен быть обратным оператору Δ_i. В результате преобразования получается исходное канальное сообщение, т.е.:

$\Delta_i^{-1} S_{ki}(t) = r_{ki}(t)$.

Характерной особенностью многоканальной системы радиосвязи являются двукратное преобразование сообщений в сигналы и обратно и, как следствие этого, наличие устройств уплотнения и разделения канальных

сигналов. Это ставит перед техникой многоканальной связи несколько проблем, главная из которых проблема надежного разделения канальных сигналов на приемной стороне.

Имеется два основных способа уплотнения-разделения:

1 частотный метод разделения каналов;

2 временной метод разделения каналов.

В дипломной работе более подробно рассмотрен частотный метод разделения каналов, так как он позволяет увеличить скоростные показатели МСП в КВ каналах.

Частотный метод разделения (объединения) каналов и основанная на этом методе система передачи с частотным разделением каналов (СП с ЧРК).

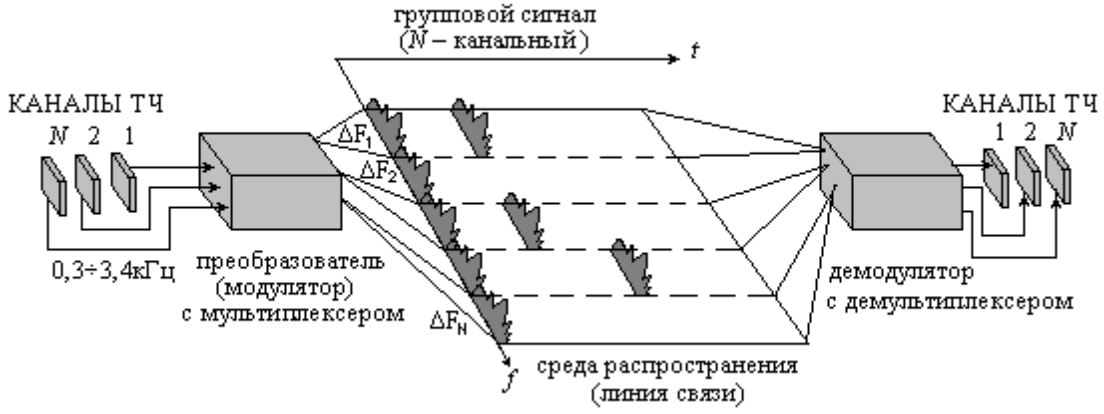


Рисунок 2 - Принцип СП с ЧРК.

Спектр каждого канала тональной частоты (ТЧ) с помощью модулятора переносится в более высокочастотную область, и с помощью мультиплексора все каналы объединяются в общий групповой сигнал с различными несущими частотами. При мультиплексировании обычно используется одна боковая полоса группового сигнала с подавленной несущей.

Многоканальные системы передачи с частотным разделением каналов (СП с ЧРК) относятся к классу систем с линейным разделением сигналов с совпадающими или перекрывающимися спектрами. В качестве переносчиков канальных сигналов в СП с ЧРК используются гармонические колебания различных частот, а методами формирования канальных сигналов является модуляция одного или нескольких параметров этих колебаний. Переносчики

канальных сигналов называются несущими колебаниями, или несущими частотами. Известно, что модуляция одного из параметров несущей частоты переносит спектр модулирующего сигнала в спектр частот, определяемый частотами несущего колебания и видом модуляции. Сущность построения СП с ЧРК заключается в том, что спектр каждого первичного сигнала с помощью несущей частоты переносится в отведенную для него полосу частот линии связи, формируя, таким образом, канальные сигналы с неперекрывающимися спектрами (рис. 2). На вход канальных модуляторов М1, М2 и М3 (рис.3) поступают первичные сигналы $c_1(t)$, $c_2(t)$ и $c_3(t)$, спектры которых $S_1(f)$, $S_2(f)$ и $S_3(f)$ занимают одну и ту же полосу частот $\Delta F_c = F_1...F_2$ (рис. 4 а). С помощью несущих частот $f_{н1}$, $f_{н2}$ и $f_{н3}$, представляющих гармонические колебания - переносчики $\Psi_1(t)$, $\Psi_2(t)$ и $\Psi_3(t)$, первичные сигналы преобразуются в канальные сигналы, занимающие полосы частот f_1’... f_1” для первого канала, f_2’... f_2” для второго и f_3’... f_3” для третьего каналов (рис. 4 б). Канальные сигналы выделяются канальными полосовыми фильтрами (КПФ-1 для первого канала, КПФ-2 для второго канала и КПФ-3 для третьего канала). Спектр группового сигнала состоит из трех полос и занимает общий диапазон частот от f_1’ до f_3”.

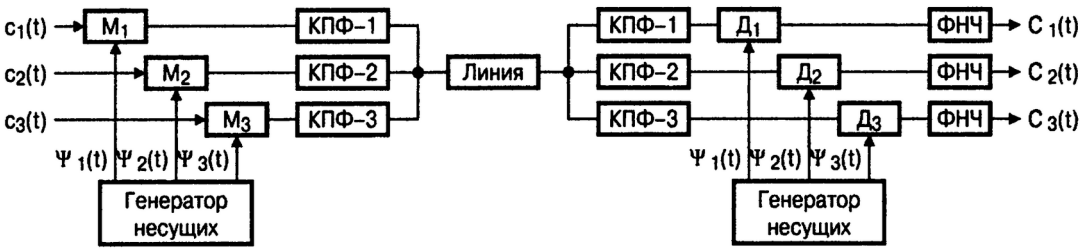


Рисунок 3 – Структурная схема системы передачи с частотным разделением каналов

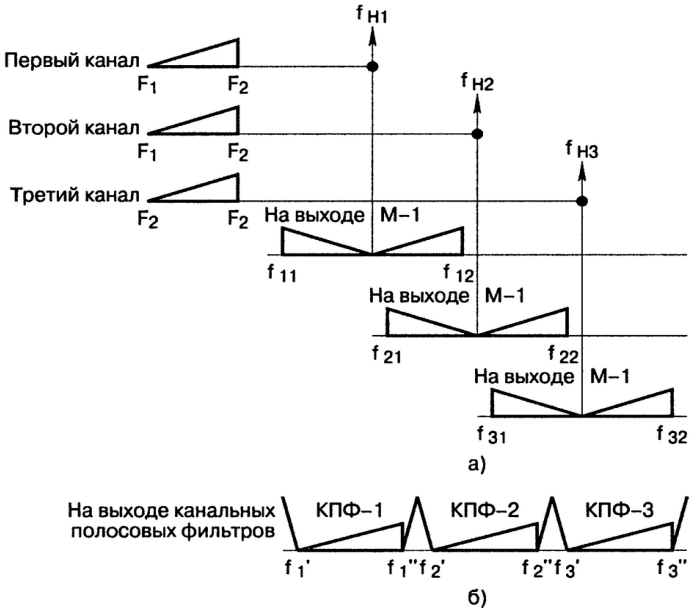


Рисунок 4 – Формирование канальных сигналов в системе передачи с частотным разделением каналов в передающей части – тракте передачи

В приемной части происходит разделение канальных сигналов с помощью разделительных канальных полосовых фильтров КПФ-1 для первого канала, КПФ-2 для второго канала и КПФ-3 для третьего канала. Спектральные диаграммы сигналов приемной части системы передачи с частотным разделением каналов приведены на рис. 5. На рис. 5 а показаны канальные сигналы на выходе разделительных канальных полосовых фильтров (КПФ-1, КПФ-2, КПФ-3) приемной части или тракта приема системы передачи с частотным разделением каналов (см. рис. 3). Выделенные канальные сигналы поступают на входы демодуляторов Д-1 первого канала, Д-2 второго канала и Д-3 третьего канала (см. рис. 3). На другие входы демодуляторов подаются несущие частоты $f_{Н1}$ первого канала, $f_{Н2}$ второго канала и $f_{Н3}$ третьего канала. На выходе демодуляторов появляются первичные сигналы с полосой частот $\Delta F_с = F_1...F_2$ и высокочастотные продукты демодуляции (рис.5 б, в, г). Фильтры нижних частот (ФНЧ), устанавливаемые на выходе демодуляторов, выделяют полосу частот первичных сигналов $\Delta F_с$ и подавляют высокочастотные продукты демодуляции (см. рис. 3 и рис. 5 б, в, г).

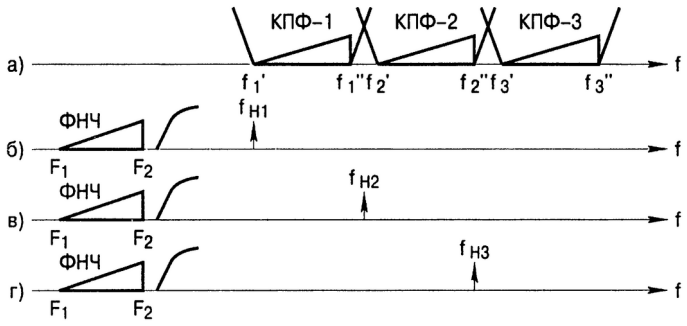


Рисунок 5 – Преобразование канальных сигналов в приемной части – тракте приема

В многоканальных системах передачи кроме внешних помех возникают специфические помехи, обусловленные неидеальностью функционирования устройств разделения канальных сигналов. Эти помехи проявляются как взаимные переходные влияния между каналами. Системы передачи должны обеспечивать не только высокое качество передачи сигналов, но и ее необходимую надежность. При этом дальность связи может достигать многих тысяч километров.

Следовательно, основные задачи техники многоканальных систем передачи сводятся к созданию систем, обеспечивающих заданное число каналов, требуемые качество передачи, надежность, эффективность и дальность связи.

1.2 Распространения радиоволн в КВ – канале

Способы распространения электромагнитных волн в атмосфере и в свободном пространстве можно разделить на три категории, а именно: распространение поверхностной волной, распространение пространственной волной, распространение прямой волной. КВ – канал занимает диапазон длин волн от 10 до 100 м, диапазон частот от 3 до 30 МГц.

Частным случаем распространения пространственной волны является ионосферное распространение, иллюстрируемое рис. 6. Оно сводится к отражению (отклонение или рефракция волны) передаваемого сигнала от ионосферы, которая состоит из нескольких устойчивых слоев заряженных частиц, расположенных на высоте 50...400 км от поверхности земли. В дневное время суток разогрев нижних слоев атмосферы солнцем обусловливает появление нижнего слоя на высоте ниже 120 км. Эти нижние слои, особенно D-слой, вызывают поглощение частот ниже 2 МГц, таким образом, ограничивая распространение ионосферной волной радиопередач АМ радиовещания. Однако в течение ночных часов электронная концентрация частиц в нижних слоях ионосферы резко падает, и частотное поглощение, которое встречается в дневное время, значительно сокращается. Как следствие, мощные радиовещательные сигналы с АМ могут распространяться на большие расстояния посредством отражения от ионосферных слоев (которые располагаются на высоте от 140 до 400 км над поверхностью земли), и земной поверхности.

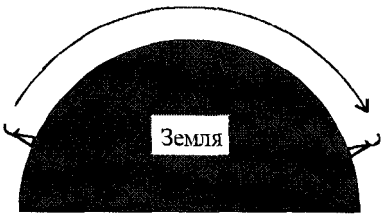


Рисунок – 6 Иллюстрация распространения поверхностной волны

Часто возникающая проблема при ионосферном распространении электромагнитной волны в частотном диапазоне ВЧ - это многолучёвостъ. Многолучёвость образуется потому, что передаваемый сигнал достигает

приёмника по многим путям с различными задержками. Это обычно приводит к межсимвольной интерференции в системе цифровой связи. Более того, сигнальные составляющие, прибывающие по различным путям распространения, могут суммироваться таким образом, что это приводит к явлению, названному замираниями. Аддитивный шум в ВЧ диапазоне - это комбинация атмосферных помех и теплового шума. Отражение ионосферной волны прекращается на частотах выше МПЧ, такой, что сигналы более высокой частоты проходят ионосферу, и обычно ионосферное распространение радиоволн связано со значительной энергетической потерей уходя в космос.

Электроны в ионосферных слоях, от которых отражаются радиоволны, передаваемые в ВЧ диапазоне, находятся все время в движении. Для пользователя канала движение электронов кажется случайным. Следовательно, если один и тот же сигнал передается по ВЧ каналу в двух разнесённых временных интервалах, два принимаемых сигнала будут различными. Меняющиеся во времени отклики канала трактуются статистически (как реализации случайного процесса).

КВ каналу (как и многим другим каналам) свойственно временное рассеяние сигнала. Это явление проявляется, например, в расширении отклика канала на зондирующий радиоимпульс сравнительно малой длительности. В КВ радиоканалах часто наблюдается так называемая непрерывная или диффузная многолучевость, при которой импульсным откликом канала является сложный по форме радиоимпульс протяженностью несколько мсек. В особо тяжелых условиях длительность отклика, как при дискретной, так и при диффузной многолучевости может превышать 10 мсек. Одним из проявлений многолучевости являются частотно-селективные замирания - следствия интерференции отдельных компонент сигнала (лучей). Другим проявлением, особо заметным при использовании импульсных сигналов, являются искажения границ тактовых интервалов сигнала (краевые искажения).

2 Расчет параметров информационных сигналов

2.1 Выбор вида информационных сигналов

Электрический сигнал, распространяющийся по каналу, характеризуется тремя параметрами – амплитудой, частотой и фазой. Именно изменение одного из этих параметров, или даже совместно некоторой их совокупности в зависимости от значений информационных бит и составляет физическую сущность процесса модуляции. В зависимости от того, какой параметр колебания – амплитуда, частота или фаза – отображает изменение модулирующего колебания, различают амплитудную модуляцию (АМ), частотную модуляцию (ЧМ), фазовую модуляцию (ФМ). Возможны комбинированные методы модуляции, когда изменяются одновременно два и более параметров несущей. В двоичных системах АМ, ЧМ, ФМ манипуляция прямоугольными посылками длительностью T_0, характеризуются известным соотношением между шириной полосы частот, занимаемых сигналом в герцах, и скоростью V в бит/с:

F_c(Гц) = 1/2V(бит/с)

При передаче цифровой информации по каналам связи модулятор является устройством отображения цифровой информации в форму аналоговых сигналов, которые согласованы с характеристиками каналов.

Цифровой АМ сигнал можно представить так:

$S_m(t) = Re\,[A_m g(t) e^{j2\pi f t}] = A_m g(t) \cos 2\pi f_c t, \qquad m = 1,2,\ldots,M,\ 0 \le t \le T,$

где $\{A_m,\ 1 \le m \le M\}$ означает ряд из M возможных амплитуд, соответствующих $M = 2^k$ возможным k-битовым блокам или символам. Амплитуда сигнала A_m принимает дискретные значения (уровни):

$A_m = (2m - 1 - M)d, \qquad m = 1,2,\ldots,M$

где 2d -расстояние между соседними амплитудами сигналов. Сигнал g(t) является вещественным сигнальным импульсом, форма которого определяет спектр передаваемого сигнала. Скорость передачи канальных символов при АМ равна R/k. Это скорость, с которой происходят изменения амплитуды гармонической несущей для того, чтобы отразить передачу новой информации.

Сигналы АМ представляются геометрически как M одномерных сигнальных точек со значениями:

$$s_m = \sqrt{\frac{1}{2}\mathcal{E}_g}\,A_m, \qquad m = 1,2,\ldots,M$$

где ε_g – энергия базового сигнального импульса g(t).

На рисунке 7 даны соответствующие пространственные диаграммы сигналов для M = 2, M = 4, M = 8. Цифровая АМ называется также модуляцией с амплитудным сдвигом (МАС, ASK).

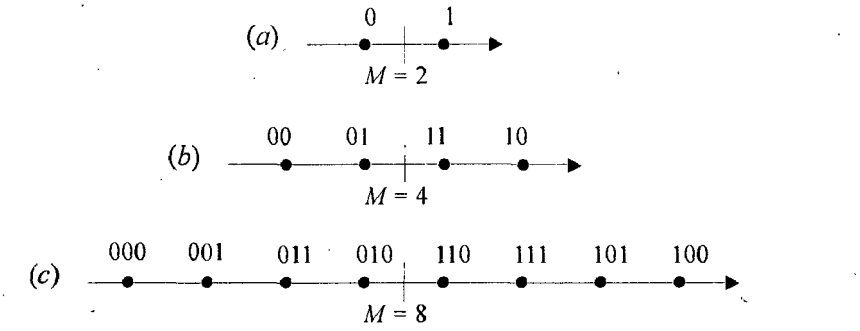


Рисунок 7 – Пространственная диаграмма сигналов цифровой АМ

Модулированные сигналы АМ, представленные на рисунке 7, являются двухполосными (ДП) сигналами и требуют в два раза большую полосу частот, чем низкочастотный передаваемый сигнал. В качестве альтернативы можем использовать однополосную (одной боковой полосы, ОБП) АМ.

При частотной модуляции (ЧМ, FSK–Frequency Shift Keying) значениям 0 и 1 информационного бита соответствуют свои частоты физического сигнала при неизменной его амплитуде. Общее аналитическое выражение для сигнала частотной манипуляции имеет следующий вид:

$S_i(t) = S_m\sin(\omega_i t + \Phi)$, $0 \le t \le T_0$, $i = 0,1,2,\ldots,M-1$,

где S_m – постоянная амплитуда, а частота ω_i может принимать M дискретных значений.

При манипуляции посылками длительностью индекс частотной манипуляции $m_{ЧМ}$, девиация частоты Δf_m, частота манипуляции $F_c = 1/2T_0 = V/2$ связаны соотношениями:

$m_{ЧМ} = \Delta f_m / F_c = 2\Delta f_m T_0 = 2\Delta f_m / V$

Частотная модуляция весьма помехоустойчива, поскольку искажению при помехах подвергается в основном амплитуда сигнала, а не частота. При этом достоверность демодуляции, а значит и помехоустойчивость тем выше, чем больше периодов сигнала попадает в бодовый интервал. Но увеличение бодового интервала по понятным причинам снижает скорость передачи информации. С другой стороны, необходимая для этого вида модуляции ширина спектра сигнала может быть значительно уже всей полосы канала. Отсюда вытекает область применения ЧМ – низкоскоростные, но высоконадежные стандарты, позволяющие осуществлять связь на каналах с большими искажениями амплитудно-частотной характеристики, или даже с усеченной полосой пропускания.

При фазовой модуляции (ФМ, PSK – Phase Shift Keying, ДОФМ, ТОФМ, DPSK – Differential Phase Shift Keying) изменяемым в зависимости от значения информационного элемента параметром является фаза сигнала при неизменных амплитуде и частоте. Манипуляция состоит в дискретном изменении (сдвиге) фазы несущей на величину φ_i, которая является носителем передаваемой информации. Различают простую фазовую модуляцию (ФМ) и относительную (разностную) фазовую модуляцию (ОФМ).

При простой ФМ «1» и «0» соответствуют строго определенным значениям фазы колебаний. Например «0» - соответствует фаза π, «1» - соответствует фаза 180° и на приемном конце необходимо различать абсолютное значение фазы. Для этого требуется вводить в цифровой информационный сигнал вставки для передачи опорного сигнала. Это усложняет приемник.

При ОФМ каждому информационному элементу ставится в соответствие не абсолютное значение фазы, а ее изменение относительно предыдущего значения. Если информационный элемент есть дибит, то в зависимости от его значения (00, 01, 10 или 11) фаза сигнала может измениться на 90, 180, 270 градусов или не измениться вовсе. Таким образом, нет необходимости в передаче опорного сигнала.

Пространственные диаграммы ФМ сигналов для M = 2, 4 и 8 даны на рисунке 8.

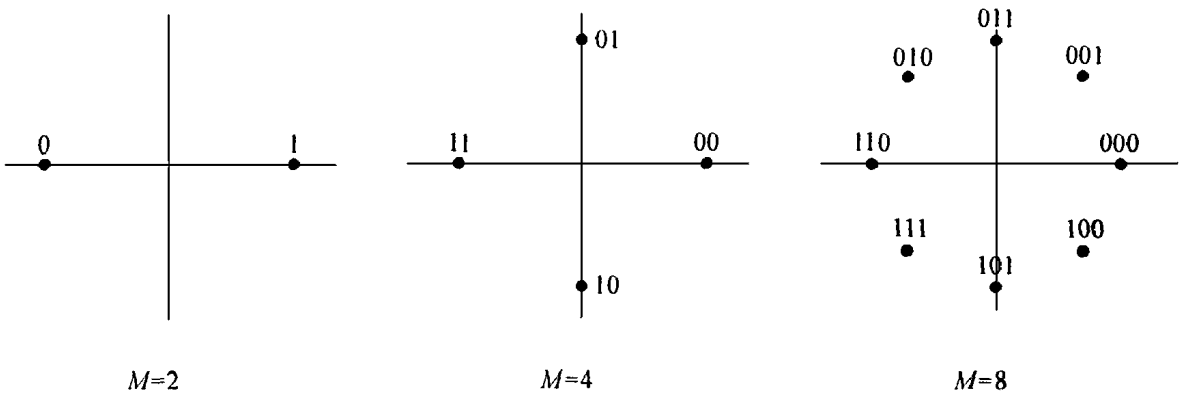


Рисунок 8 – Пространственная диаграмма для ФМ сигналов.

Случаю M = 2 соответствуют одномерные противоположные сигналы, которые идентичны рассмотренным двоичным сигналам АМ. Из теории информации известно, что фазовая модуляция наиболее помехоустойчива, однако увеличение числа кодируемых бит приводит к резкому снижению помехоустойчивости. Как и в случае АМ, отображение или задание к - информационных бит в $M = 2^k$ возможных значений фаз можно сделать различными путями. Предпочтительное отображение - коды Грея, так что наиболее вероятные ошибки, вызываемые шумами, будут возникать в одном бите к - битового символа.

Поэтому на высоких скоростях часто применяются комбинированные амплитудно-фазовые методы модуляции.

Хорошую частотную эффективность можно получить путём одновременной передачи двух отдельных к-битовых информационных блоков на двух несущих, находящихся в квадратуре ($\cos 2\pi f_c t$ и $\sin 2\pi f_c t$). Такая техника модуляции названа квадратурной амплитудной модуляцией или КАМ (КАМ-n, QAM – Quadrature Amplitude Modulation), и соответствующие сигналы можно выразить так:

$S_m(t) = A_{mc}g(t)\cos 2\pi f_c t - A_{ms}g(t)\sin 2\pi f_c t$, $m = 1,2,\ldots,M$, $0 \le t \le T$,

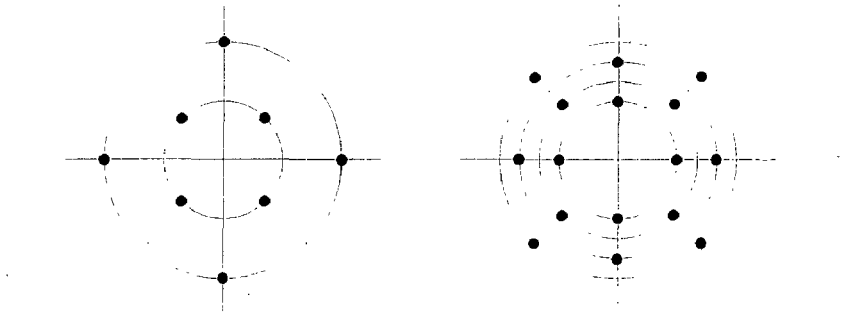
где A_{mc} и A_{ms} - информационные амплитуды сигнала для квадратурных несущих, а g(t) - форма импульса.

Здесь помимо изменения фазы сигнала используется манипуляция его амплитудой, что позволяет увеличивать число кодируемых бит. Действительно, можно образовать определенную комбинацию M_1 - уровневой АМ и M_2 - позиционной ФМ, чтобы сконструировать комбинированное АМ-ФМ сигнальное созвездие, содержащее $M = M_1M_2$ точек пространства сигналов. Если $M_1 = 2''$ и $M_2 = 2'''$, то сигнальное созвездие комбинированной АМ-ФМ сводится к мгновенной передаче $m + n = \log M_1M_2$, двоичных символов, возникающих со скоростью $R/(m + n)$. Примеры сигнальных пространственных диаграмм для комбинированной АМ-ФМ показаны на рисунке 9 для M=8 и M=16.

КАМ сигналы можно представить как линейную комбинацию двух ортонормированных сигналов $f_1,(t)$ и $f_2,(t)$, т.е.

$S_m(t) = S_{m1}f_1(t) + S_{m2}f_2(t)$, где

$$f_1(t) = \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_k}}\, g(t)\cos 2\pi f_c t \qquad f_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_k}}\, g(t)\sin 2\pi f_c t$$



M=8 *M*=16

Рисунок 9 – Пространственная диаграмма для КАМ сигналов

В настоящее время используются модуляции, в которых количество кодируемых на одном бодовом интервале информационных бит может

доходить до 8, а, соответственно, число позиций сигнала в сигнальном пространстве – до 256.

Однако применение многоточечной QAM в чистом виде сталкивается с серьезными проблемами, связанными с недостаточной помехоустойчивостью кодирования. Поэтому во всех современных высокоскоростных протоколах используется разновидность этого вида модуляции, так например модуляция с решетчатым кодированием или треллис-кодированием (TCM, Trellis Coded Modulation), которая позволяет повысить помехозащищенность передачи информации – снизить требования к отношению сигнал/шум в канале на величину от 3 до 6 дБ. Суть этого кодирования заключается во введении избыточности. Пространство сигналов расширяется вдвое путем добавления к информационным битам еще одного, который образуется посредством сверточного кодирования над частью информационных бит и введения элементов запаздывания. Расширенная таким образом группа подвергается все той же многопозиционной амплитудно-фазовой модуляции. В процессе демодуляции принятого сигнала производится его декодирование по весьма сложному алгоритму Виттерби, позволяющему за счет введенной избыточности и знания предыстории выбрать по критерию максимального правдоподобия из сигнального пространства наиболее достоверную точку и, тем самым, определить значения информационных бит.

В цифровых системах связи используют различные методы цифровой манипуляции. На выбор метода манипуляции влияют 4 фактора:

1 Фактор – эффективность использования частотного спектра;

2 Фактор – достаточная защита от помех по основному каналу, в том числе и от межсимвольной интерференции;

3 Фактор – возможность использования нелинейных режимов усиления в усилители мощности передатчика, что снижает энергопотребление станции в целом;

4 Фактор – число ошибочных бит принятой информации по отношению к общему числу принятых бит.

Амплитудная модуляция, имея ряд достоинств (простота технической реализации, относительно неширокая полоса частот АМ сигнала и возможность ее уменьшения, простота демодуляции АМ сигнала), обладает существенными недостатками, основными из которых являются:

1) низкая помехоустойчивость;

2) основная мощность АМ сигнала сосредоточена в несущем колебании, которое не содержит полезной информации, что приводит к неоправданной загрузке элементов тракта передачи (в основном усилительных устройств).

ЧМ, ОФМ и КАМ достаточно помехоустойчивы, но при одинаковых условиях можно добиться разной информационной скорости. Например, возьмем канал тональной частоты, ширина спектра которого $\Delta F = 3100$ Гц. Его можно разбить на подканалы, которые в свою очередь можно разбить на субканалы. Допустим субканалов $M = 8$, длительность каждого из них не более 10 мс. $T = 10$ мс., таким образом частота подканала равна:

$\Delta f = 8 \cdot 1/ 10 \cdot 10^{-3} = 800$ Гц, значит количество подканалов равно:

$N = \Delta F / \Delta f = 3100 / 800 = 4$

Скорость информационного потока при ЧМ можно вычислить:

$V_{инф} = N \cdot \log_2 M/T = 4 \cdot \log_2 8/10 \cdot 10^{-3} = 1200$ бит/с.

Скорость информационного потока при ОФМ и КАМ можно вычислить:

$V_{инф} = N \cdot M/T = 4 \cdot 8/10 \cdot 10^{-3} = 3200$ бит/с.

Таким образом, для КВ модема подходит ОФМ или КАМ модуляция, окончательный выбор будет сделан позже.

2.2 Расчет количества поднесущих частот, длительности элементарных сигналов и защитного интервала

Как было сказано выше ширина спектра канала тональной частоты равна $\Delta F = 3100$ Гц, но на практике из-за искажений ФЧХ на краях полосы эффективную ширину спектра канала тональной частоты обычно считают равной $\Delta F_{эфф} = 3000$ Гц. Длительность элементарного сигнала должна быть больше 10 мс. $T_c \geq 10$мс.

Допустим длительность элементарного сигнала $T_c = 10$ мс, тогда эффективная длительность, для которой обеспечивается ортогональность сигналов отдельных субканалов: $T_{c\,эфф} = 8$ мс.

В этом случае частотный разнос составляет:

$\Delta f = 1/ T_{c\,эфф} = 1/8 \cdot 10^{-3} = 125$ Гц

В этом случае количество подканалов равно:

$N = \Delta F_{эфф} / \Delta f = 3000$ Гц / 125 Гц = 24

При увеличении длительности элементарного сигнала до $T_c = 20$ мс, эффективная длительность составит: $T_{c\,эфф} = 16$ мс.

$\Delta f = 1/ T_{c\,эфф} = 1/16 \cdot 10^{-3} = 62{,}5$ Гц

Количество подканалов равно:

$N = \Delta F / \Delta f = 3000$ Гц / 62,5 Гц = 48

Покажем, что скорость информационного потока осталась прежней. Из теории известно, что скорость информационного потока при ФМ и КАМ можно вычислить:

$V_{инф} = N \cdot \log_2 M/T$, где M – объем канального алфавита.

При $M = 2$ для первого случая:

$V_{инф\,1} = N \cdot \log_2 2 /T = 24 \cdot 1/8 \cdot 10^{-3} = 3000$ бит/с.

Для второго случая:

$V_{инф\,2} = N \cdot \log_2 2 /T = 48 \cdot 1/16 \cdot 10^{-3} = 3000$ бит/с.

Увеличивая объем канального алфавита до $M = 16$ можно достичь скорости информационного потока $V_{инф} = 12000$ бит/с, учитывая снижение помехозащищенности системы.

2.3 Выбор вида манипуляции для КВ – радиомодема

Из теории связи известно, что при равном числе точек в сигнальном созвездии спектр сигналов КАМ идентичен спектру сигналов ФМ. Однако помехоустойчивость систем ФМ и КАМ различна. При большом числе точек сигналы системы КАМ имеют лучшие характеристики, чем системы ФМ. Основная причина этого состоит в том, что расстояние между сигнальными точками в системе ФМ меньше расстояния между сигнальными точками в системе КАМ. Расстояние d между соседними точками сигнального созвездия в системе КАМ с L уровнями модуляции определяется выражением:

$d = 2 /(L -1)$.

Аналогично для ФМ:

$d = 2\sin(\pi / M)$,

где M – число фаз.

Из приведённых выражений следует, что при увеличении значения M и одном и том же уровне мощности системы КАМ предпочтительнее систем ФМ. Однако из-за особенности КВ – канала, как описывалось выше, возникают замирания, которые приводят к изменению комплексного коэффициента передачи каналов. Для восстановления сигнального созвездия в системах КАМ требуется посылка обучающей последовательности, что снижает скорость передачи информации, а в момент демодуляции сигнальное созвездие смещено по отношению к созвездию, используемому в процессе модуляции.

Поэтому в дипломной работе для построения КВ радиомодема предпочтительнее использовать ОФМ модуляцию, поскольку для демодуляции не требуется посылки тестовых сигналов.

3 Разработка алгоритмов формирования и обработки сигналов

3.1 Алгоритм формирования сигнала

Передающая часть многоканальной системы связи с ЧРК, как правило, содержит две ступени модуляции: в первой – поднесущие колебания модулируются передаваемыми сообщениями; во второй – несущая частота передатчика модулируется суммой модулированных поднесущих, то есть групповым сигналом. Общая схема образования модулированных колебаний представлена на рисунке 10.

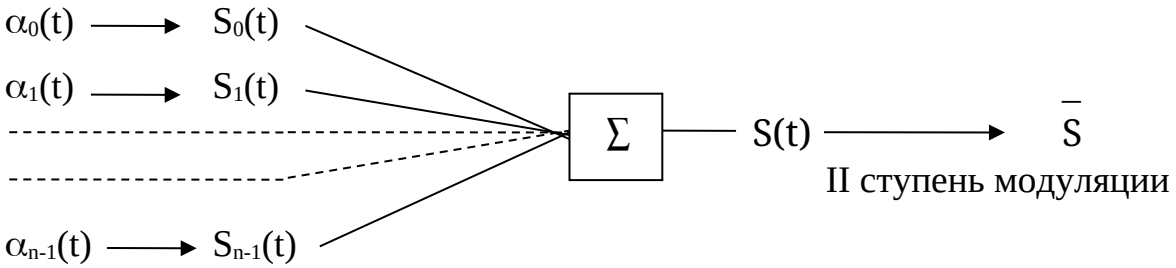


Рисунок 10 Общая схема образования модулированных колебаний.

На рисунке 10 следующие обозначения:

$\bar{S}$ – высокочастотный сигнал;

$\alpha_0(t)$, $\alpha_1(t)$,…, $\alpha_{n-1}(t)$ – символы сообщений;

$S_0(t)$, $S_1(t)$,…, $S_{n-1}(t)$ – модулированные поднесущие;

$S(t)$ – групповой сигнал.

Для формирования информационного сигнала, являющегося переносчиком α_0, α_1,…, α_{n-1} символов сообщения, воспользуемся цифровыми методами синтеза сигналов. Фаза каждого k-го из передаваемых колебаний зависит от α_k:

$$S(t_к) = \sum_{k=1}^{N} \cos(\omega_k t + \varphi(\alpha_k))$$

Представим выражение для вектора отсчетов группового сигнала в комплексной форме:

$$S_c = S(l\Delta t) = \sum_{k=-N}^{N} e^{(\omega_k t + \varphi_k)} = \sum_{k=-N}^{N} e^{i\varphi_k} e^{i\omega_k t},$$

где Δt – шаг дискретизации, который выбирается в соответствии с теоремой Котельникова.

Тогда вектор $\bar{U}_k = e^{i\varphi_k}$, представляет собой совокупность спектральных коэффициентов формируемого сигнала.

Для решения этой задачи необходим значительный объем вычислений операций сложения и умножения, поэтому вектор отсчетов сформированного сигнала более экономично получить в виде дискретного преобразования Фурье вектора спектральных коэффициентов, реализуемое в соответствии с алгоритмом быстрого преобразования Фурье (БПФ). Дискретное преобразование Фурье является линейным преобразованием, которое переводит вектор временных отсчётов в вектор спектральных отсчётов той же длины и наоборот. Таким образом, дискретное преобразование Фурье может быть реализовано как умножение квадратной матрицы на вектор, и тогда вектор временных отсчетов группового сигнала можно записать в виде:

$\bar{S} = Ф\bar{U}_к$, где Ф – матрица дискретного преобразования.

Сформированные отсчеты подаются на ЦАП, выход которого поступает на вход возбудителя передатчика.

Рассмотрим принципы АЦП и ЦАП преобразования. Физические сигналы являются непрерывными функциями времени. Чтобы преобразовать непрерывный, в частности, аналоговый сигнал в цифровую форму используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Процедуру аналого-цифрового преобразования сигнала обычно представляют в виде последовательности трех операций: дискретизации, квантования и кодирования. Однако если придерживаться терминологии принятой в литературе по системам цифровой связи, то первая операция, дискретизация, соответствует модуляции сигнала, а вторая операция, квантование, есть ни что иное, как один из способов кодирования. Поэтому процедуру аналого-цифрового преобразования сигнала можно также представить в виде последовательности двух операций - модуляции и кодирования. Операция дискретизации заключается в определении выборки моментов времени

измерения сигнала. Операция квантования состоит в считывании значений координаты сигнала в выбранные моменты измерения с заданным уровнем точности, а операция кодирования - в преобразовании полученных измерений сигнала в соответствующие значения некоторого цифрового кода или кодовой комбинации, которые затем передаются по каналам связи.

Процедуру восстановления непрерывного сигнала из цифрового представления также можно представить в виде двух операций: декодирования и демодуляции. Операция декодирования выполняет операцию обратную операции кодирования, т.е. преобразует последовательность заданных значений кодовой комбинации (кодовых слов) в последовательность измерений, следующих друг за другом через заданные интервалы времени дискретизации. Операция демодуляции выполняет интерполяцию или восстановление непрерывного сигнала по его измерениям. Преобразование сигнала из цифровой формы в непрерывный сигнал осуществляется цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП).

3.2 Алгоритм демодуляции

Приемная часть системы содержит две ступени демодуляции. Демодуляция принятого и усиленного сигнала позволяет выделить многоканальное сообщение. После разделения этого сообщения на отдельные модулированные поднесущие осуществляется их демодуляция канальными демодуляторами. В результате на выходе каналов появляются принятые канальные сообщения. Общая схема процесса демодуляции показана на рисунке 11, обозначения здесь применены те же, что и на рисунке 10, штрих показывает отличие соответствующих колебаний из-за действия помех.

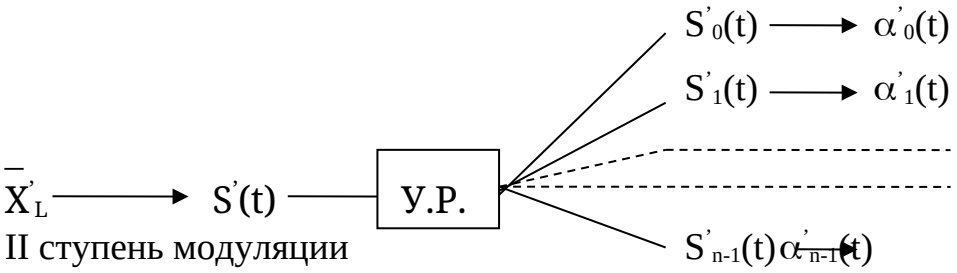


Рисунок 11 Общая схема процесса демодуляции.

Алгоритм демодуляции может быть реализован с помощью вычислительного устройства (ВУ) в цифровой форме с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). Для этого в приведенную структуру введем АЦП, имеющий частоту дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова.

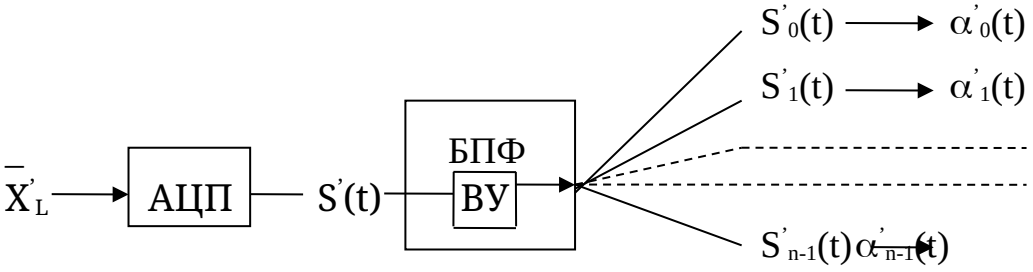


Рисунок 12 Общая схема процесса демодуляции.

3.3 Алгоритм тактовой синхронизации

Тактовая синхронизация – это процесс установления точного временного соответствия между принимаемым сигналом и последовательностью элементарных посылок.

В КВ-радиоканале имеет место многолучевое распространение, то есть, в точке приема наблюдается интерференция волн, являющихся отражением или преломлением излученной волны. Поэтому система связи, работающая в КВ-диапазоне радиоволн должна учитывать данный момент. В точку приема приходят отражения излученной волны со своей задержкой, определяющейся строением ионосферы в данный момент времени, которое невозможно заранее предсказать. Как следствие, волны складываются в разной фазе, и поэтому их сумма – это величина, также зависящая от задержек каждого из лучей. Особенно неоднородна картина, наблюдаемая на границах элементарных посылок, где происходит перекрывание волн с различными фазами. Проводить корректную обработку таких участков практически не удается. Поэтому такие участки сигнала, называемые защитным интервалом, исключаются из обработки. Продолжительность таких участков зависит от величины задержки лучей. Для того чтобы выяснить каков защитный интервал были использованы уже имеющиеся данные по характерным задержкам в КВ-диапазоне, а также были проведены исследования с целью определения реально наблюдаемых задержек. В результате анализа было установлено, что задержки больше 4 мс. являются довольно редким явлением. Поэтому делать защитный интервал длиннее 4 мс. нет особой необходимости.

Тактовая синхронизация в дипломной работе обеспечивается методом спектральной скользящей оценки сигнала. Допустим, возьмем сигнал, где происходит смена фаз на π, тогда делая скользящее спектральное разложение сигнала на длительности элементарной посылки, можно получить его коэффициенты, которые будут обладать определенной особенностью.

Для рассмотрения возьмем два характерных случая: когда начало окна спектрального разложения совпадает с началом элементарной посылки, и когда оно совпадает с серединой элементарной посылки. Так, для первого случая, изображенного на рисунке 13, коэффициенты будут максимальны.

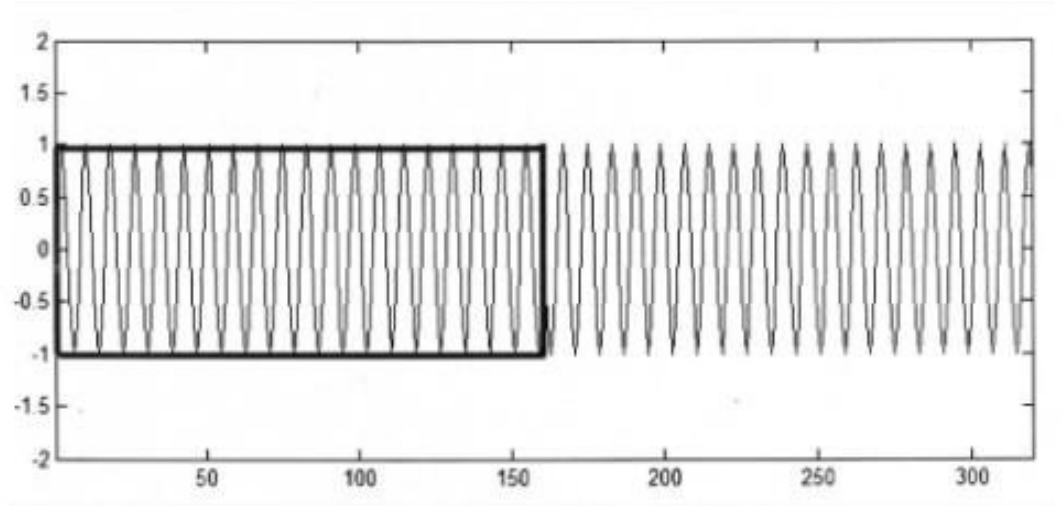


Рисунок 13 Совпадение момента начала окна анализа и элементарной посылки.

Во втором случае, изображенном на рисунке 14 коэффициенты при гармониках соответствующих частот, очевидно, будут стремиться к нулю.

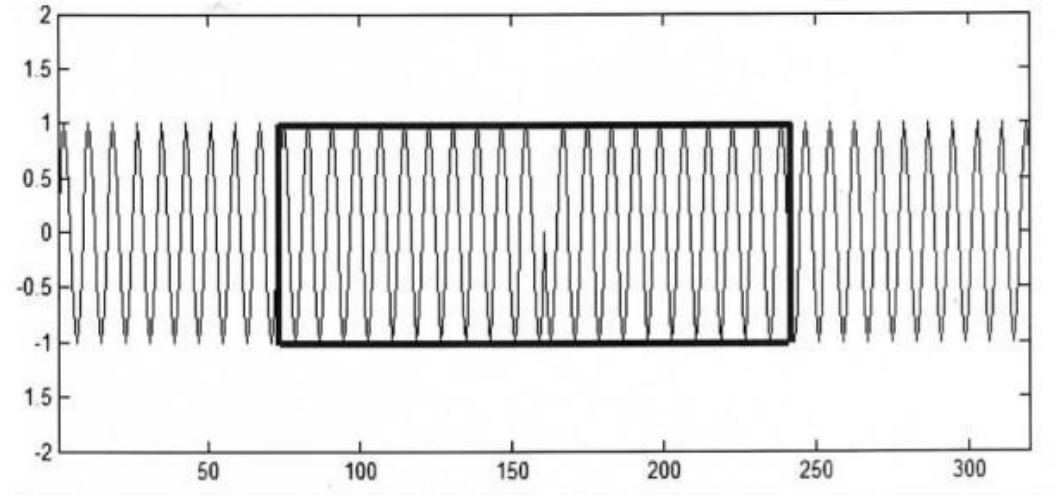


Рисунок 14 Совпадение момента начала окна анализа и середины элементарной посылки.

На основе найденных коэффициентов построим функцию F по следующей формуле:

$$F = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{C^2_k}{\left(\sum_{i=0}^{n-1} C^2_i \right) - C^2_k}$$

где C_k - коэффициент k-ой гармоники, n - число задействованных гармоник для случая многоканальной передачи данных. При этом гармоники должны располагаться на удвоенном интервале ортогональности, чтобы функция F обладала характерной особенностью.

Локальный максимум данной функции соответствует началу посылки, так как на всем интервале спектрального разложения отсутствует смена фазы, а локальный минимум соответствует середине элементарной посылки, так как в этом случае смена фаз будет именно в середине интервала разложения. В идеальном случае для двух элементарных посылок функция F будет выглядеть, как показано на рисунке 15.

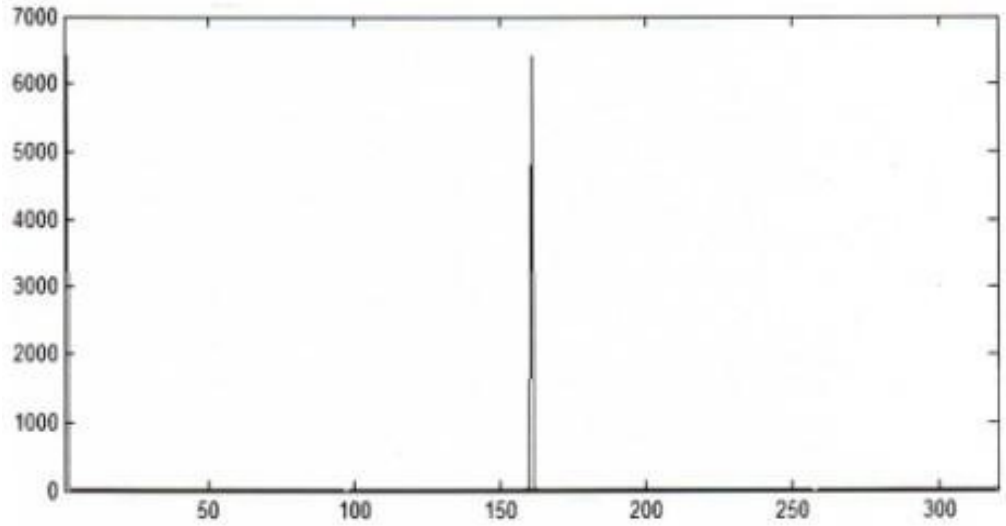


Рисунок 15 Вид функции F, с четким пиком в моменте начала элементарной посылки.

В случае с шумом, функция F исказится, а в случае, когда сигнал отсутствует и присутствует только шум, такая функция не будет иметь яркое выраженных минимумов или максимумов.

Когда скользящая оценка производиться не на всей длительности элементарной посылки, а на длительности, исключающей защитный интервал, при отсутствии шумов функция F будет выглядеть, как показано на рисунке 16.

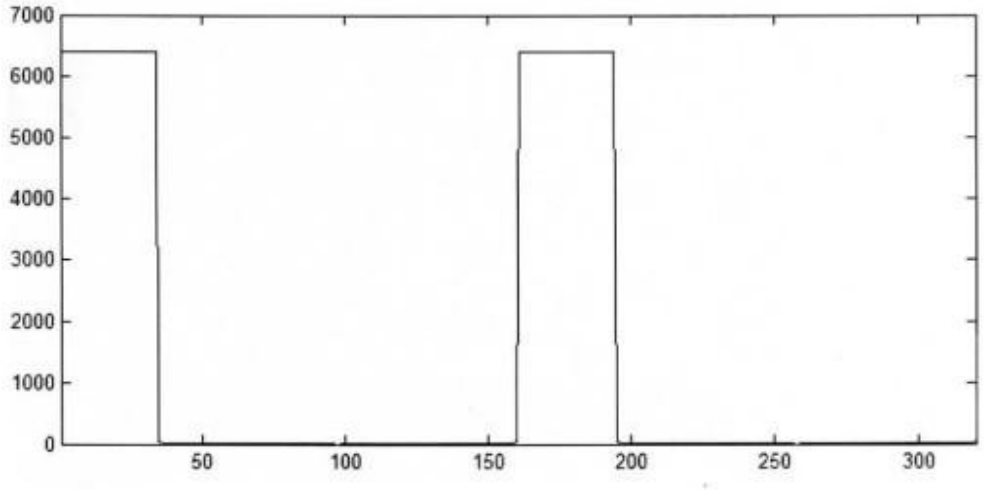


Рисунок 16 Вид функции F, с четким переходом в моменте начала элементарной посылки при использовании защитного интервала.

В присутствии шумов функция F будет выглядеть, как показано на рисунке 17.

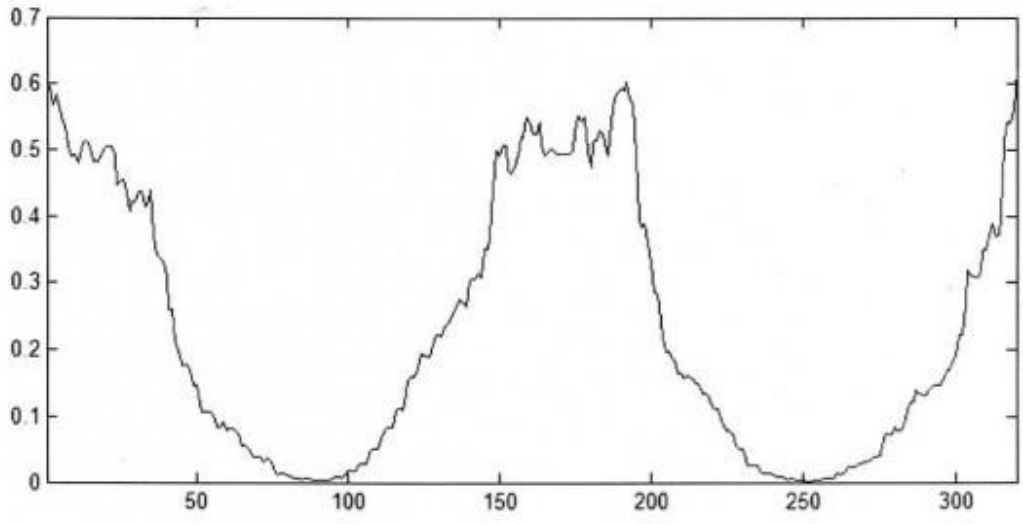


Рисунок 17 Вид функции F, с четким переходом в моменте начала элементарной посылки при использовании защитного интервала в присутствии шумов.

Осуществлять синхронизацию следует по положению максимумов полученной функции F на интервале элементарной посылки, так как они имеют меньшие флуктуации по сравнению с позициями минимумов.

Очевидно, что точно определить моменты смены фазы радиосигнала при анализе одной реализации элементарной посылки не представляется возможным. Поэтому необходимо накопить некоторую выборку из найденных максимумов, найденных на реализациях элементарных посылок и провести статистическое усреднение. Например, положение минимума можно определить как среднее значение выборки или как ее медианное значение. Такую синхронизацию можно осуществлять постоянно, компенсируя расхождение кварцевых генераторов, используемых в системе.

3.4 Алгоритм автоматической подстройки частоты

Автоматическая подстройка частоты обеспечивает совпадение частот входного сигнала и местного опорного колебания.

Рассмотрим случай многоканальной передачи данных по коротковолновому радиоканалу в режиме относительной фазовой манипуляции в полосе телефонного канала шириной F = 3100 Гц. Пусть длительность элементарной посылки сигнала:

$T=T_a+T_з$, где $T_з$ - длительность защитного интервала, используемого для минимизации влияния многолучевого распространения в коротковолновом канале, T_a - интервал анализа принимаемого сигнала, соответствующий N отсчетам частоты дискретизации АЦП на приемной стороне.

Формируемый модулятором групповой сигнал представляет собой сумму гармонических колебаний, ортогональных на длительности T_a :

$s_0(t) = a_k \sum_{k=0}^{K-1} \cos(\omega_{0k} t + \varphi_k)$, где K -количество субканалов,

$\omega_k = d_k \cdot 2\pi / T_à$, где d_k –целое число.

После переноса передатчиком спектра сформированного модулятором сигнала на рабочую частоту КВ диапазона и обратного переноса спектра приемником, на демодулятор поступает сигнал:

$s_1(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \cos(\omega_{1k} t + \varphi_k)$, смещенный по частоте относительно исходного на некоторую величину $\Delta\omega = \omega_{1k} - \omega_{0k}$.

В режиме относительной фазовой манипуляции, когда основным информационным параметром является разность начальных фаз текущей и предыдущей элементарных посылок, смещение частоты сигнала на $\Delta\omega$ приведет к смещению разности фаз в отсутствии помех на величину $\delta\varphi = \Delta\omega \cdot T$.

Если набег фазы из-за смещения частоты не превышает значения $\pi/2$, т.е. соблюдается условие $\Delta\omega < \pi/(2T)$, возможно определение смещения частоты по отклонению фазы от ожидаемого значения при передаче рабочего сигнала в режиме двухпозиционной ОФМ, когда еще неискаженные

(ожидаемые) значения разности фаз на выходе модулятора принимают значения 0 и π.

Демодулятор приемной стороны для каждого k –го субканала на длительности m–й посылки формирует значения разности фаз $\Delta\varphi_{m,k} = \varphi_{m,k} - \varphi_{m-1,k}$, которые будут отличаться от заданных на выходе модулятора значений из-за частотного смещения и канальных помех.

Для получения оценки частотного смещения на длительности, соответствующей M элементарных посылок, получим:

$$\Delta\tilde{\omega} = \frac{1}{M \cdot K \cdot T} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \delta\varphi_{m,k}$$, где

m –номер элементарной посылки,

k –номер субканала,

$\delta\varphi_{m,k}$ -угол, на который отклоняется разность фазы $\Delta\varphi_{m,k}$ от ближайшего ожидаемого значения, равного 0 или π в режиме двухпозиционной ОФМ.

При передаче данных по радиоканалу возникает задача компенсации частотного смещения принимаемого демодулятором сигнала $s_1(t)$ на некоторую вычисленную величину $\Delta\omega$ относительно формируемого модулятором исходного сигнала $s_0(t)$.

Смешение по частоте представленного в аналитическом виде сигнала на величину $\Delta\omega$ можно осуществить с помощью простого преобразования:

$$\dot{s}_0(t) = e^{i(\omega_0 t+\varphi)} = e^{i(\omega_1 t - \Delta\omega t+\varphi)} = e^{i(\omega_1 t+\varphi)} \cdot e^{-i\Delta\omega t} = \dot{s}_1(t) \cdot e^{-i\Delta\omega t}$$

Основная проблема, при условии известного на приемной стороне значения смещения частоты, заключается в том, что в подавляющем большинстве случаев на демодулятор поступает сигнал в вещественном виде $s_1(t)$.

Обычно компенсация частотного смещения осуществляется в области высоких частот. При этом можно составить схему (см. рис.18), где используется генератор высокочастотных колебаний, перемножители, фильтры низкой частоты, сумматор:

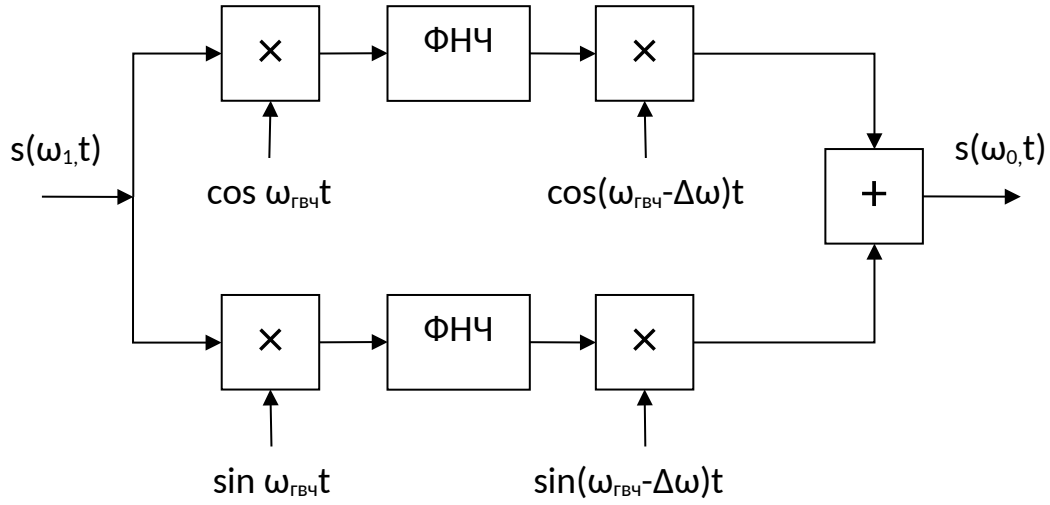


Рисунок 18 Схема алгоритма автоматической подстройки частоты

Данная схема, реализованная программно, требует значительного объема вычислений в единицу времени, поскольку обработка сигнала производится в высокочастотной области, что из-за ограниченной производительности вычислителя не всегда применимо при работе в режиме реального времени.

Получить программными методами аналитический сигнал $\dot{s}_1(t)$ из вещественного сигнала $s_1(t)$, без переноса спектра сигнала в высокочастотную область, можно при помощи матричных преобразований. Применив N –точечное дискретное преобразование Фурье на длительности элементарной посылки $T=T_a+T_з$ к оцифрованному сигналу s_{1n}, получим его дискретный спектр:

$$S_{1m} = \sum_{n=0}^{N-1} s_{1n} \cdot e^{-i \cdot nm 2\pi / N}, \text{ где } m = 0...M-1, \quad M = N.$$

Спектр вещественного сигнала определен как в области положительных, так и в области отрицательных частот, тогда как спектр аналитического сигнала определен лишь в неотрицательной частотной области. Обнулим спектральные компоненты вектора S_1, находящиеся в отрицательной частотной области, произведя умножение на квадратную матрицу B размером M, элементы которой:

$b_{m,n} = 2, \quad m = n < N/2;$

$b_{m,n} = 0, \quad m = n \geq N/2;$

$b_{m,n} = 0, \quad m \neq n.$

Таким образом, получаем вектор спектра аналитического сигнала $\dot{S}_{1(M)} = B_{(M,N)} S_{1(M)}$, из которого, используя обратное дискретное преобразование Фурье, получим аналитический сигнал:

$\dot{s}_{1n} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \dot{S}_{1m} \cdot e^{i \cdot nm 2\pi / M}$, где $n = 0...N - 1$.

Умножая вектор $\dot{s}_1$ на квадратную матрицу *C* размером *M*, элементы которой:

$c_{m,n} = e^{-i\Delta\omega n / N}, \quad m = n;$

$c_{m,n} = 0, \quad m \neq n,$

получим комплексный вектор $\dot{s}_{0(N)} = C_{(M,N)} \dot{s}_{1(N)}$, осуществив тем самым компенсацию частотного смещения принятого сигнала на величину $\Delta\omega$.

Вышеизложенные преобразования можно записать в операторном виде:

$\dot{s}_{0(N)} = C_{(M,N)} \hat{O}^{-} B_{(M,N)} \hat{O}^{+} s_{1(N)}$, где Φ^{+} и Φ^{-} - операторы прямого и обратного преобразования Фурье соответственно.

Вещественную часть полученного аналитического сигнала $s_{0(n)} = \mathrm{Re}(\dot{s}_{0(n)})$ можно использовать для последующей обработки методами ЦОС в качестве восстановленного на длительности интервала анализа исходного сигнала, поступающего далее на вход демодулятора.

Данный метод компенсации частотного смещения принимаемого в полосе телефонного канала группового сигнала в режиме передачи данных с многопозиционной относительной фазовой манипуляцией, позволяет существенно сократить, по сравнению с классическим методом, объем вычислений.

4 Разработка структурной схемы устройства

Практически все современные модемы имеют похожие функциональные схемы, состоящие из универсального процессора, сигнального процессора, оперативного запоминающего устройства (ОЗУ, RAM), постоянного запоминающего устройства (ПЗУ, ROM), постоянного энергонезависимого перепрограммируемого устройства (ППЗУ, ERPROM), собственно модулятора/демодулятора. Структура устройства современного модема представлена на рисунке 19.

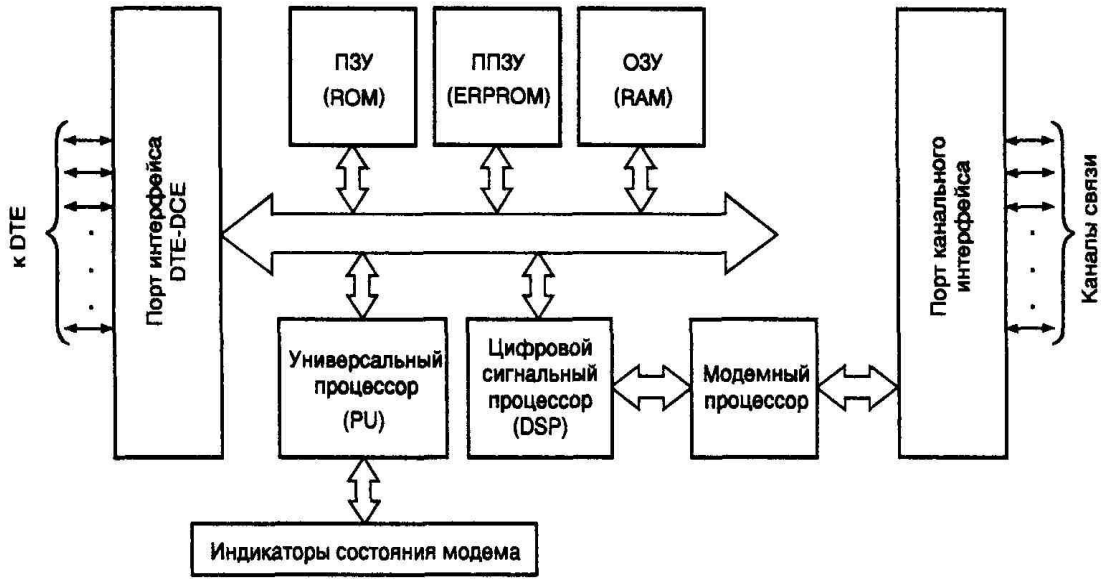


Рисунок 19 Устройство современного модема

Устройства передачи данных, имеющие цифровые порты интерфейса DTE—DCE обеспечивает взаимодействие с DTE. Устройством DTE здесь может являться маршрутизатор. Порт канального интерфейса обеспечивает согласование электрических параметров с используемым каналом связи.

Универсальный процессор фактически является встроенным микрокомпьютером, отвечающим за прием и выполнение команд, буферизацию и обработку данных - кодирование, декодирование, сжатие/распаковку и т.п., а также за управление сигнальным процессором.

Сигнальный процессор (DSP, Digital Signal Processor – цифровой сигнальный процессор) и модулятор/демодулятор выполняют функции операции с сигналом - модуляцией/демодуляцией, разделением частотных полос, и т.п. В зависимости от типа и сложности модема основная интеллектуальная нагрузка смещается в сторону DSP или модулятора/демодулятора. В низкоскоростных (300..2400 бит/с) модемах основную работу выполняет модулятор/демодулятор, в скоростных (4800 бит/с и выше) - DSP.

Микропрограмма управления модемом, хранится в ROM. Путем замены или перепрограммирования ROM иногда можно достичь существенного улучшения свойств модема, то есть произвести его модернизацию, или апгрейд (upgrade). Такого рода модернизация некоторых моделей модемов может обеспечить поддержку новых протоколов или сервисных функций. Для облегчения такой модернизации в последнее время вместо микросхем ROM стали широко применяться микросхемы флэш-памяти (FlashROM).

Схема ERPROM позволяет сохранять установки модема в так называемых профайлах или профилях модема на время его выключения. Память RAM интенсивно используется для временного хранения данных и выполнения промежуточных вычислений как универсальным, так и цифровым сигнальным процессорами.

Общая структурная схема радиопередачи информации по КВ – каналу, где участвует КВ – радиомодем представлена на рисунке 20.



Рисунок 20 Структурная схема радиопередачи информации по КВ-каналу

На вход кодера от источника сигнала поступает информационное сообщение, которое преобразуется в символы сообщения. Кодер рассматриваться не будет. После этого символы сообщения поступают на вход цифрового сигнального процессора (DSP), входящего в состав модема, где с помощью программы модуляции, которая запрашивается DSP из модульной памяти, преобразуются в групповой сигнал. Сформированные отсчеты подаются на ЦАП, выход которого поступает на вход радиопередающего устройства, где в дальнейшем происходит излучение сигнала в КВ-радиоканал.

После прохождения сигнала по КВ-радиоканалу, он поступает на вход радиоприемного устройства. Затем групповой сигнал поступает на вход АЦП, входящего в состав модема. С выхода АЦП оцифрованный сигнал поступает на вход DSP, который запрашивает программу демодуляции из модуля памяти для преобразования группового сигнала в символы сообщения. После прохождения модема символы сообщения поступают на декодер, где преобразуются в информационное сообщение, которое принимает получатель.

Главной частью КВ – радиомодема является цифровой сигнальный процессор (digital signal processor, DSP), поэтому рассмотрим выбор DSP подробнее. Выбирая цифровой сигнальный процессор, разработчику необходимо представлять существующий рынок цифровых сигнальных процессоров, знать основных производителей и направления развития создаваемых ими процессоров. Цифровые сигнальные процессоры обладают огромными возможностями по цифровой обработке сигналов: спектральный анализ, цифровая фильтрация, преобразование частоты дискретизации, подстройка в реальном времени скорости воспроизведения и т.п. С ростом числа приложений, использующих DSP, и сложности алгоритмов обработки увеличивается и требования к ним в плане повышения быстродействия и оснащенности интерфейсными и другими специализированными узлами. Поэтому первая задача разработчика - выбор процессора, наиболее подходящего по производительности, цене, наличию определенной периферии, потреблению мощности, простоте использования и другим критериям. Кроме того, во многих случаях имеет смысл учитывать и место на рынке, занимаемое поставщиком процессора, т.к. далеко не все производители могут предоставить в ваше распоряжение спектр процессоров, покрывающих все ваши потребности. Сложившееся к настоящему времени распределение рынка между ведущими поставщиками (см. табл. 1) показывает, что 4 компании, стоящие в начале списка, поставляют более 80% всех используемых в мире DSP. Именно эти компании наиболее известны и на российском рынке.

Производители DSP, проектируя новые микросхемы, достаточно четко позиционируют их для использования в тех или иных приложениях. Это оказывает влияние и на их архитектуру, и на быстродействие, и на оснащение процессора тем или иным набором периферийных модулей. В таблице 2 показано позиционирование DSP с точки зрения их создателей.

Таблица 1. Основные производители DSP и принадлежащие им доли рынка

Компании-лидеры рынка	Компания	Доля рынка DSP
1	Texas Instruments	54,3%
2	Freescale Semiconductor	14,1%
3	Analog Devices	8,0%
4	Philips Semiconductors	7,5%
5	Agere Systems	7,3%
6	Toshiba	4,9%
7	DSP Group	2,2%
8	NEC Electronics	0,6%
9	Fujitsu	0,4%
10	Intersil	0,3%
	Другие компании	0,5%
	всего	100,0%

Таблица 2. Области применения семейств сигнальных процессоров разных производителей

Обработка видео, видеонаблюдение, цифровые камеры, 3D графика	TMS320DM64x/DaVinci, TMS320C64xx, TMS320C62xx (TI), PNX1300, PNX1500, PNX1700 (Philips), MPC52xx (Freescale)
Обработка аудио, распознавание речи, синтез звука	TMS320C62xx, TMS320C67xx (TI), SHARC (Analog Devices)
Портативные медиа устройства	TMS320C54xx, TMS320C55xx (TI), Blackfin (Analog Devices)
Беспроводная связь, телекоммуникации, модемы, сетевые устройства	TMS320C64xx, TMS320C54xx, TMS320C55xx (TI), MPC7xxx, MPC86xx, MPC8xx PowerQUICC I, MPC82xx PowerQUICC II, MPC83xx PowerQUICC II Pro, MPC85xx PowerQUICC III (Freescale), Blackfin, TigerSHARC (Analog Devices), PNX1300 (Philips)

Продолжение таблицы 2

Управление приводами, преобразование мощности, автомобильная электроника, предметы домашнего обихода, офисное оборудование	TMS320C28xx, TMS320C24xx (TI), ADSP-21xx (Analog Devices), MPC55xx, MPC55xx (Freescale)
Медицина, биометрия, измерительные системы	TMS320C62xx, TMS320C67xx, TMS320C55xx, TMS320C28xx (TI), TigerSHARC, SHARC (Analog Devices)

Рассмотрим основные характеристики процессоров, которые должен оценивать разработчик для того, чтобы выбрать наиболее подходящий DSP.

К основным характеристикам цифровых сигнальных процессоров относятся:

1 Формат данных и разрядность

2 Скорость

3 Организация памяти

4 Удобство разработки приложений

5 Энергопотребление

6 Стоимость

Рассмотрим более подробно эти характеристики.

Формат данных и разрядность

Одна из основных характеристик цифровых сигнальных процессоров - формат обрабатываемых данных.

Все DSP работают либо с целыми числами, либо с числами в формате с плавающей точкой, причем для целых чисел разрядность составляет 16 или 32, а для чисел с плавающей точкой она равна 32. Выбирая формат данных, необходимо иметь в виду следующее: DSP с целочисленными данными (или данными с фиксированной точкой) обычно дешевле и обеспечивают большую абсолютную точность при равной разрядности (т.к. на мантиссу в 32-битном процессоре с фиксированной точкой отводятся все 32 бита, а в процессоре с плавающей точкой - только 24). В то же время динамический

диапазон сигналов, с которыми могут без искажений работать DSP, у процессоров с фиксированной точкой значительно уже (на несколько десятичных порядков). При относительно простых алгоритмах обработки это может быть неважно, т.к. динамический диапазон реальных входных сигналов чаще всего меньше, чем допускает DSP, однако в некоторых случаях возможно возникновение ошибок переполнения при выполнении программы. Это приводит к принципиально неустранимым нелинейным искажениям выходного сигнала, аналогичным искажениям из-за ограничения в аналоговых схемах.

Следовательно, при выборе DSP необходимо тщательно анализировать алгоритм обработки и входные сигналы для правильного выбора разрядности и типа арифметики. Иногда при невозможности подобрать подходящий процессор с плавающей точкой (из-за большей его стоимости или энергопотребления) используют DSP с фиксированной точкой и сжатие динамического диапазона обрабатываемых сигналов (компрессию), однако это приводит к увеличению сложности алгоритма обработки сигнала и повышает требования к быстродействию. Конечно, можно эмулировать операции с плавающей точкой и на процессоре с целочисленной арифметикой или перейти к обработке чисел удвоенной разрядности, однако это также значительно усложняет программу и значительно снижает быстродействие.

Несмотря на все ограничения, большинство встроенных приложений используют процессоры с фиксированной точкой из-за меньшей цены и энергопотребления.

Увеличение количества разрядов повышает стоимость, размер кристалла и число необходимых выводов процессора, а также необходимый объем внешней памяти. Поэтому стремятся использовать кристалл с минимально возможной разрядностью.

Стоит заметить, что разрядность данных и разрядность команд процессоров не всегда эквивалентны.

Скорость

Ключевой параметр при выборе процессора - это скорость. Она влияет на время выполнения обработки входного сигнала и, следовательно, определяет его максимальную частоту. Одна из самых частых ошибок разработчика - отождествление тактовой частоты и быстродействия, что в большинстве случаев неправильно.

Очень часто скорость работы DSP указывают в MIPS (миллионах инструкций в секунду). Это наиболее просто измеряемый параметр.

Однако проблема сравнения скорости различных DSP состоит в том, что процессоры имеют различные системы команд, и для выполнения одного и того же алгоритма разными процессорами требуется разное число этих команд. Кроме того, иногда для выполнения различных команд одним процессором требуется различное количество тактов синхронизации. В результате процессор со скоростью 1000 MIPS вполне может оказаться в разы медленнее процессора со скоростью 300 MIPS, особенно при различной их разрядности.

Одно из решений этой проблемы - сравнивать процессоры по скорости выполнения определенных операций, например, операции умножения с накоплением (MAC). Скорость выполнения таких операций критична для алгоритмов, использующих цифровую фильтрацию, корреляцию и преобразования Фурье. К сожалению, такая оценка также не дает полной информации о реальном быстродействии процессора.

Наиболее точной является оценка скорости исполнения определенных алгоритмов - например, КИХ- и БИХ-фильтрации, однако это требует разработки соответствующих программ и тщательного анализа результатов тестирования.

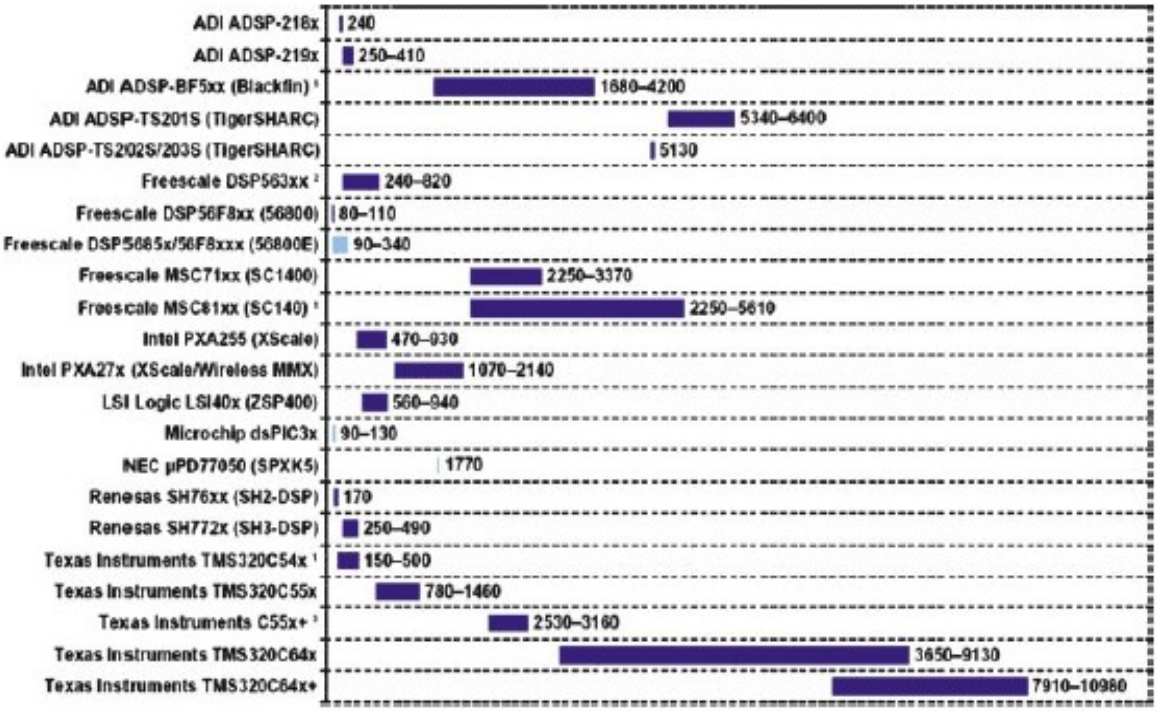


Рисунок 20 Сравнение по скорости современных DSP разных производителей

Существуют компании, занимающиеся анализом и сравнением процессоров по основным характеристикам, в том числе и по скорости. В качестве примера на рисунке 20 показано сравнение по скорости современных DSP разных производителей.

Организация памяти

Организация системы памяти процессора влияет на производительность. Это связано с тем, что ключевые команды DSP являются многооперандными и ускорение их работы требует одновременного чтения нескольких ячеек памяти. Например, команда умножения с накоплением требует одновременного чтения 2 операндов и самой команды для того, чтобы ее можно было выполнить за 1 такт. Это достигается различными методами, среди которых применение многопортовой памяти, разделение на память программ и память данных (Гарвардская архитектура), использование кэша команд и т.д.

Необходимый объем памяти определяется приложением. Необходимо учитывать, что встроенная в процессор память обычно имеет значительно большую скорость работы, чем внешняя, однако увеличение ее объема

увеличивает стоимость и энергопотребление DSP, а ограниченный объем памяти программ не позволяет хранить сложные алгоритмы. В то же время при достаточности этого объема для ваших целей наличие встроенной памяти позволяет значительно упростить конструкцию в целом и понизить ее размеры, энергопотребление и стоимость. Большинство DSP с фиксированной точкой, применяющиеся во встраиваемых приложениях, предполагают малый объем внутренней памяти, обычно от 4 до 256 Кбайт и невысокую разрядность внешних шин данных.

В то же время DSP с плавающей точкой обычно предполагают, работу с большими массивами данных и сложными алгоритмами и имеют либо встроенную память большого объема, либо большую разрядность адресных шин для подключение внешней памяти (а иногда и то, и другое).

Еще раз подчеркнем - выбор типа и объема памяти должен быть результатом тщательного анализа приложения, в котором используется DSP.

Удобство разработки приложений

Степень сложности разработки определятся приложением. При этом необходимо иметь в виду, что большее удобство для разработчика (обычно связываемое с использованием при программировании DSP языков высокого уровня) в большинстве случаев оборачивается получением менее компактного и быстрого кода, что оборачивается необходимостью использования более мощных и дорогих DSP. С другой стороны, в современных условиях скорость разработки (и, следовательно, выхода нового изделия на рынок) может принести больше выгод, чем затраты времени на оптимизацию кода при написании программы на ассемблере. Кроме того, следует помнить, что безошибочных программ не бывает, поэтому средства отладки и возможность коррекции программ в готовом устройстве очень часто имеют первостепенное значение.

В то же время при выборе DSP и средств разработки необходимо учитывать некоторые особенности архитектуры процессоров.

Те, кто использует компиляторы с языком высокого уровня (ЯВУ), иногда замечают, что они генерируют лучший код для процессоров с

плавающей точкой. Это происходит по нескольким причинам: во-первых, большинство языков высокого уровня изначально не поддерживают арифметику с фиксированной точкой, во-вторых, система команд DSP с фиксированной точкой более ограничена, и в-третьих, процессоры с плавающей точкой обычно накладывают меньшие ограничения на объем используемой памяти.

Наилучшие результаты получаются при компиляции программ на ЯВУ для VLIW-процессоров (процессорах со сверхдлинным словом команды) с простой ортогональной RISC-системой команд и большими регистровыми файлами. Однако даже для этих процессоров генерируемый компилятором код получается более медленным по сравнению с оптимизированным вручную ассемблерным.

С другой стороны, возможность сначала смоделировать процесс обработки сигнала в программе типа MathLab с дальнейшей автоматической трансляцией его в программу для DSP позволяет избавиться от множества серьезных ошибок еще на начальном этапе разработки.

Отладку готовых программ можно производить либо на аппаратном эмуляторе готовой системы, либо на программном симуляторе. Обычно отладка на симуляторе несколько проще с точки зрения используемой аппаратуры, однако она не позволяет выявить все возможные ошибки. Почти все производители обеспечивают разработчиков и симуляторами, и эмуляторами своих DSP.

Почти все современные DSP поддерживают внутрисхемную эмуляцию в соответствии со стандартом IEEE 1149.1 JTAG. При использовании технологии JTAG мы переходим от эмуляции процессора внешним устройством к непосредственному контролю над процессором при выполнении программы, что позволяет значительно увеличить степень соответствия макета реальному устройству и, следовательно, повысить надежность процесса отладки.

Помимо эмуляторов, производители предлагают широкий набор так называемых "стартер-китов" и "оценочных модулей", с помощью которых

можно сразу приступить к разработке приложения, не дожидаясь изготовления макета разрабатываемого устройства. Кроме этого, в некоторых приложениях эти средства разработки можно использовать как конечные устройства.

Энергопотребление

DSP-процессоры широко используются в мобильных устройствах, где потребление мощности является основной характеристикой. Для снижения энергопотребления используется множество методов, в том числе уменьшение напряжения питания и введение функций управления потреблением, например, динамического изменения тактовой частоты, переключения в спящий или дежурный режим или отключения неиспользуемой в данный момент периферии. Следует отметить, что эти меры оказывают значительное воздействие на скорость работы процессора и при некорректном использовании могут привести к неработоспособности проектируемого устройства. Оценка потребления мощности является не простой задачей, так как эта величина варьируется в зависимости от выполняемых процессором задач. К сожалению, большинство производителей публикуют только "типичное" и "максимальное" потребление, а что понимается под этими определениями, не всегда ясно. Исключением является компания Texas Instruments, которая указывает потребление мощности в зависимости от типа команды и конфигурации процессора.

Стоимость

Стоимость процессора, несомненно, является определяющей величиной при выборе DSP, особенно при больших объемах производства. Обычно разработчики стремятся выбрать наиболее дешевый процессор, однако следует учитывать, что это может привести к значительным затратам на переделку устройства, если выбранный процессор по каким-либо причинам не позволит добиться нужных характеристик. Кроме того, при выборе процессора по критерию стоимости необходимо принимать во внимание стоимость внешних компонентов (например, DSP со встроенной памятью

достаточного объема стоит дороже аналогичного без встроенной памяти, но цена устройства в целом на его основе может быть значительно ниже из-за отсутствия других компонентов и меньшего размера печатной платы). Очень значимым фактором, влияющим на стоимость DSP, является тип его корпуса: ИС в керамических корпусах, рассчитанные на промышленные или специальные условия эксплуатации, стоят значительно дороже таких же ИС, работающих в коммерческом диапазоне температур. И, наконец, цена процессора очень сильно зависит от объема и регулярности поставок.

Как показано ранее, правильный выбор DSP сильно зависит от приложения: процессор может хорошо подходить для одних приложении, но абсолютно не подходить для других.

При выборе процессора нужно определить самые важные в конкретном случае характеристики и расставить их по степени важности. Затем в соответствии с этими критериями отобрать возможных кандидатов и, наконец, выбрать из подходящих лучший, обращая внимание на дополнительные, не критичные характеристики.

При этом целесообразно воспользоваться оценкой характеристик процессоров, производимой какой-либо авторитетной компанией (например, BTDI). Следует помнить, что BTDI производит оценку DSP не только по быстродействию, но и по другим критериям: эффективности памяти, энергопотреблению и т.д.

Например, для реализации приложения для нас в первую очередь важны скорость, цена, эффективность работы памяти и энергопотребление. Мы определили основных претендентов, среди которых DSP с ядром C64x и C64x+ от Texas Instruments и TigerSHARC от Analog Devices. На рисунке 21 показан граф сравнительных характеристик этих процессоров по критериям скорости, стоимости, энергопотребления и удобству средств разработки.



Рисунок 21 Граф сравнительных характеристик процессоров по критериям скорости, стоимости, энергопотребления и удобству средств разработки

Для разрабатываемого КВ радиомодема в первую очередь необходима высокая скорость и низкая цена, поэтому из выше написанного был осуществлен выбор микропроцессора TMS320C6416BZLZD1 фирмы Texas Instruments. Такой микропроцессор способен справиться с поставленной задачей, производить обработку сигнала в реальном времени.

Рассмотрим выбор аналого-цифрового преобразователя(АЦП, или ADC) для КВ - радиомодема. На рынке сейчас предлагаются тысячи моделей АЦП поэтому выбор нужного АЦП для конкретного использования – задача сложная. Известны три типа современных аналого-цифровых преобразователей (АЦП, или ADC): с последовательной аппроксимацией сигнала (SAR), типа сигма-дельта (S-D) и конвейерного (поточного) типа (pipeline). Они широко применяются, как для сбора данных, высокоточных измерений, обработки аудио- и видеосигналов, обработки сигналов промежуточной частоты (ПЧ) и других задач, требующих вычислений большого количества операций в режиме реального времени.

На рис.22 показана связь области использования с двумя основными параметрами: частотой дискретизации (Гц) и разрешающей способностью (число разрядов или бит на выборку). Пунктиром обозначена примерная

"кривая наилучшего выбора". Несмотря на то, что в поле основных параметров области использования перекрываются, ясно, что именно область применения играют ключевую роль в выборе типа требуемого АЦП.

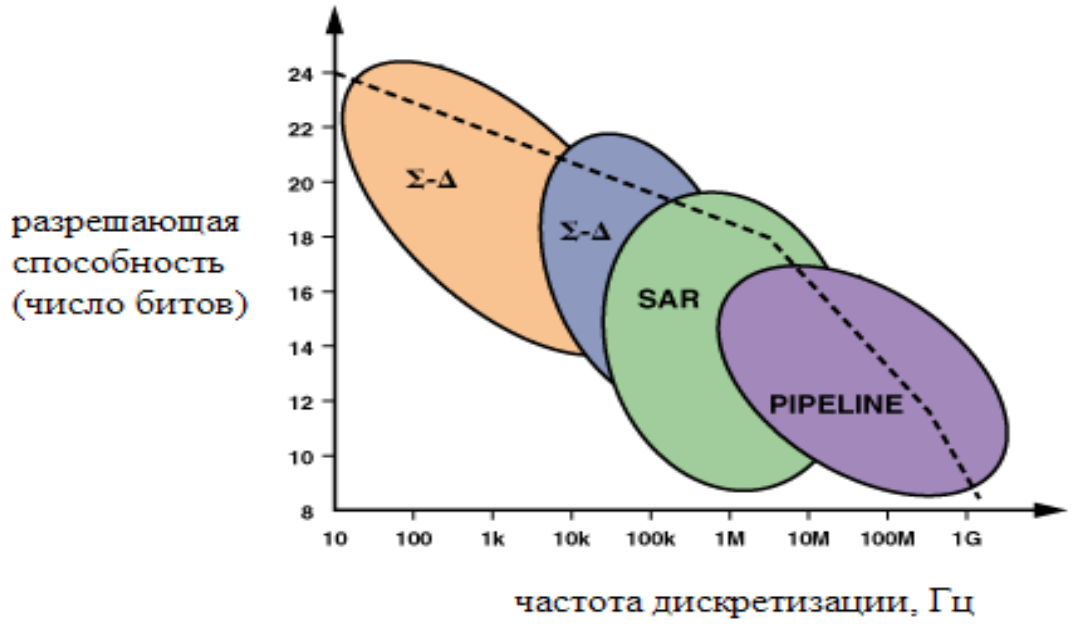


Рисунок 22 АЦП с последовательной аппроксимацией сигнала для систем сбора данных.

АЦП с последовательной аппроксимацией сигнала является наиболее популярным типом АЦП для систем сбора данных, особенно когда требуется мультиплексирование нескольких каналов данных. Этот тип преобразователей (SAR – successive approximation register) был впервые использован в экспериментальных ламповых ИКМ-системах Лабораториями Белла (США) еще в 1940-х годах.

Сегодня на смену гибридным устройствам 70-х годов пришли современные АЦП типа SAR на интегральных схемах (ИС) с разрешением 8–18 разрядов и частотой дискретизации несколько мегагерц. Выходные данные с преобразователей передаются через стандартный последовательный интерфейс, например I2C (двухпроводная цифровая последовательная шина для соединения ИС) или SPI (последовательный интерфейс периферийных устройств), хотя ряд устройств использует параллельный выход (размеры

устройств при этом увеличены, из-за необходимости обеспечить большее число контактов).

Базовая схема АЦП типа SAR приведена на рисунке 23.

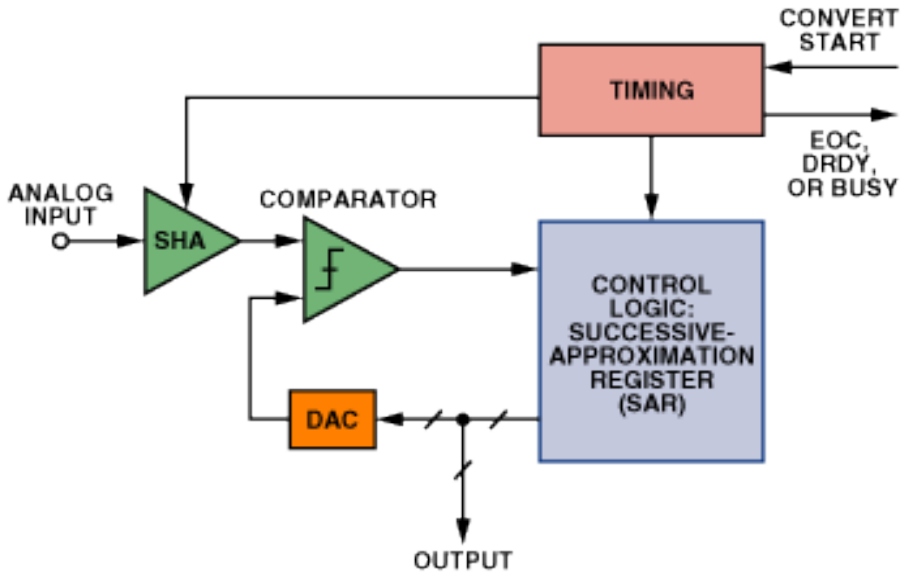


Рисунок 23 Базовая схема АЦП типа SAR

Для того чтобы обрабатывать быстроменяющиеся сигналы, АЦП типа SAR имеют на входе усилители выборки с фиксацией амплитуды (SHA), сохраняющие сигнал постоянным в течение цикла преобразования. Сначала внутренний ЦАП (цифроаналоговый преобразователь, или DAC) устанавливается в середину диапазона преобразования. Компаратор сравнивает выходы усилителя-фиксатора SHA и преобразователя ЦАП, определяя соотношение (больше или меньше) между ними. Результат, то есть величина наиболее значащего бита (MSB) преобразования, запоминается в регистре последовательной аппроксимации сигнала (SAR) как "1" или "0". Затем ЦАП устанавливается на уровне 1/4 или 3/4 диапазона (в зависимости от величины MSB), и компаратор принимает решение относительно величины второго бита (разряда) преобразования. Результат ("1" или "0") сохраняется в том же регистре. Процесс продолжается до тех пор, пока не будут определены все разряды. Хотя сокращение SAR означает "регистр последовательной аппроксимации сигнала" – логический блок, управляющий

процессом преобразования – оно всеми понимается как обозначение одного из типов АЦП в целом.

Временная диаграмма обычного АЦП типа SAR представлена на рис. 24. Показанные на рисунке функции, как правило, представлены в большинстве АЦП типа SAR, но их точные обозначения могут отличаться от устройства к устройству. Заметим, что данные, соответствующие конкретной выборке, доступны в конце цикла преобразования и «потоковая/конвейерная» задержка отсутствует. Это обусловливает легкость использования АЦП типа SAR как для однократных преобразований (single-shot), так и в пакетном режиме передачи (burst-mode), или в задачах, требующих мультиплексирования потоков данных (multiplexed applications).

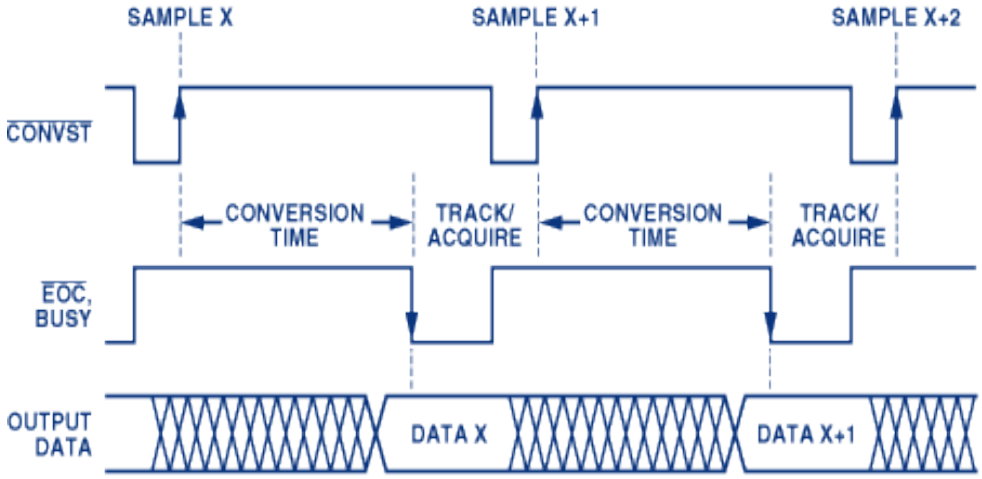


Рисунок 24 Временная диаграмма АЦП типа SAR

Процесс внутреннего преобразования наиболее современной ИС АЦП типа SAR управляется с помощью высокоскоростного генератора тактовых импульсов (ГТИ), внутреннего или внешнего, который не нужно синхронизировать со входом CONVERT START (Начало преобразования). Общая точность и линейность преобразователя АЦП типа SAR определяется в первую очередь характеристиками внутреннего ЦАП. Первые высокоточные АЦП типа SAR, для достижения желаемой точности и линейности использовали ЦАП с тонкопленочными резисторами лазерной

подгонки. Однако процесс выращивания и подгонки резисторов увеличивает стоимость устройства, а номинал резистора может измениться под действием механических воздействий при упаковке ИС.

По этой причине в новых КМОП АЦП типа SAR стали широко использовать ЦАП с коммутируемыми конденсаторами (или перераспределением заряда). Принципиальное преимущество таких ЦАП – точность и линейность – определяется высокой точностью процесса фотолитографии, который формирует плоскости/обкладки конденсатора, а следовательно, емкость и степень ее соответствия номиналу. Дополнительно можно разместить (параллельно с основными конденсаторами) небольшие конденсаторы, которые подключаются или отключаются в процессе работы подпрограмм автокалибровки для достижения высокой точности и линейности, что исключает необходимость лазерной подгонки номиналов. При этом достигается высокая температурная стабильность, так как результирующий температурный коэффициент емкости (TKE) между конденсаторами может быть лучше, чем 10-6/°C.

КМОП-процесс, используемый при изготовлении современных АЦП типа SAR, также идеально подходит для формирования аналоговых коммутаторов. Поэтому относительно просто добавить функцию входного мультиплексирования к основной функции АЦП типа SAR и интегрировать систему сбора данных целиком на одном кристалле. Также легко добавить к АЦП типа SAR и другие цифровые функции, которые позволят сформировать такие общие для современных АЦП особенности, как установление последовательности мультиплексирования каналов с помощью секвенсора (программно-временного переключателя), цепи автокалибровки и пр.

Конвейерные АЦП для высокоскоростных приложений

На рис. 22 показано, что существует одна область, где SAR- и конвейерные АЦП перекрываются по частоте дискретизации (примерно между 1 и 5 Msps). Кроме этой небольшой области, высокоскоростные приложения, как правило, обслуживаются конвейерными АЦП. Сегодня

конвейерные КМОП АЦП малой мощности выбираются не только для видео, но и для других приложений. Это отличается от ситуации 1980-х годов, когда видеоприложения обслуживались или быстродействующими флэш-АЦП (доминирующими были 8-разрядные АЦП с частотой дискретизации между 15 и 100 Msps), или (для приложений, требующих большего разрешения) более дорогими гибридно-модульными решениями. Хотя флэш-АЦП с малым разрешением остаются важными функциональными блоками для конвейерных АЦП, они редко используются как автономные устройства, за исключением очень высоких частот дискретизации – обычно больше, чем 1–2 ГГц (при требуемом разрешении не выше 6–8 разрядов).

Сегодня высокоскоростные АЦП требуются целому ряду инструментальных приложений: цифровым осциллографам, спектроанализаторам и устройствам формирования медицинских изображений. Другая группа приложений, требующих высокоскоростных АЦП, это видео, радары, связь. Сюда относятся ПЧ-дискретизация, программно-перестраиваемое радио (SDR), базовые станции, декодеры КТВ и т.д., а также бытовая электроника – цифровые камеры, системы отображения информации (СОИ), DVD, ТВ высокого качества (ТВК) и высокой четкости (ТВЧ).

Конвейерные (потоковые) АЦП берут свое начало в каскадной архитектуре, первоначально используемой в 1950-х годах. Блок-схема простого 6-разрядного (разделенного на два каскада) АЦП показана на рисунке 25.

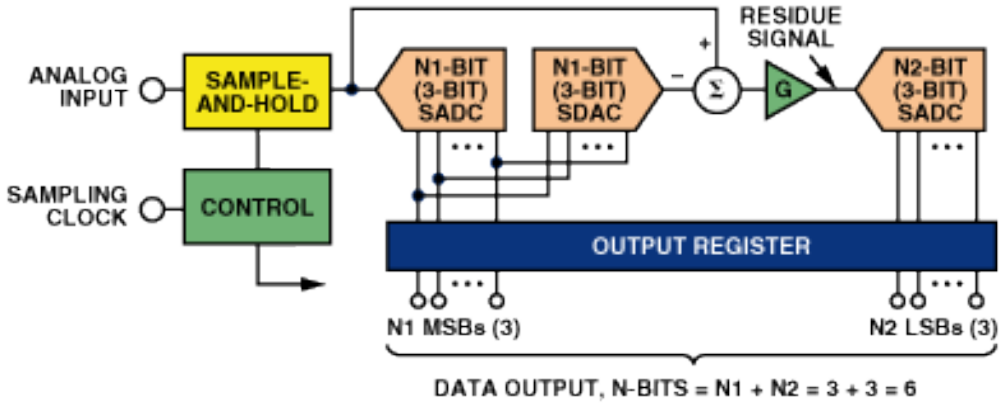


Рисунок 25 Блок-схема простого 6-разрядного

Выход усилителя SHA оцифровывается первым каскадом 3-разрядного субАЦП (SADC) – обычно это флэш-АЦП. Это грубое 3-разрядное преобразование (формирующее MSB) преобразуется обратно в аналоговый сигнал, используя 3-разрядный субЦАП (SDAC). Затем выходной сигнал преобразователя SDAC вычитается из выходного сигнала SHA, разностный сигнал усиливается, и этот "остаточный сигнал" оцифровывается вторым каскадом 3-разрядного SADC, чтобы сгенерировать три LSB для окончательного формирования 6-разрядного выходного слова. Каскадный АЦП можно оценить, анализируя форму остаточного сигнала перед входом второго каскада АЦП, как показано на рис. 26.

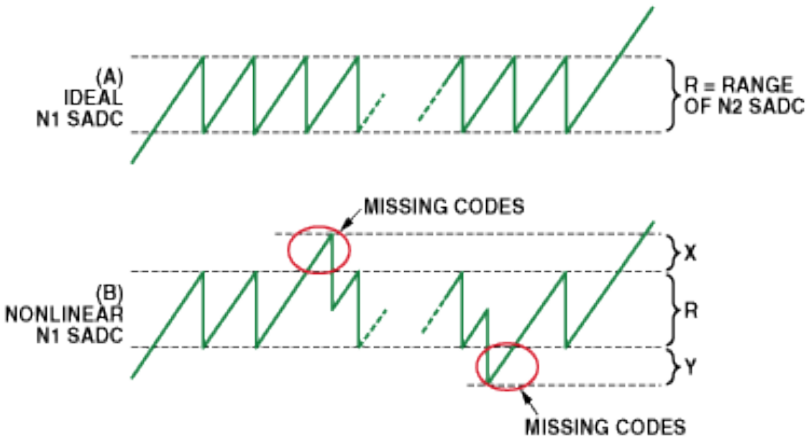


Рисунок 26 Форма остаточного сигнала перед входом второго каскада АЦП

Эта форма типична для низкочастотного пилообразного сигнала, приложенного к аналоговому входу данного АЦП. Для того чтобы не было пропущенных кодов, остаточный сигнал не должен превышать входной диапазон второго каскада АЦП, как показано на рис. 26а для идеального случая. При этом подразумевается, что как N1-разрядный SADC, так и N1-разрядный SDAC должны иметь точность лучше, чем (N1+N2)-разрядный АЦП. В нашем случае N1=3, N2=3 и N1+N2=6. На рис. 26б показана ситуация, которая приводит к появлению пропущенных кодов, когда остаточный сигнал выходит за пределы диапазона N2 SADC, помеченного как «R», и лежит в пределах зон «X» или «Y», что может быть вызвано

нелинейностью N1 SADC или несогласованностью усиления между каскадами и/или смещением рабочей точки. В этих условиях выходной сигнал такого АЦП может выглядеть так, как показано на рис. 27.

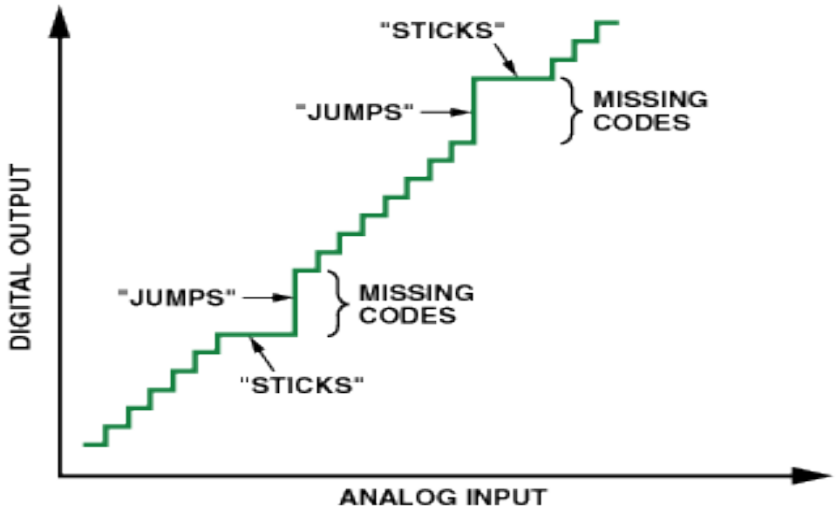


Рисунок 27 выходной сигнал АЦП

Рассмотренная архитектура имеет смысл при разрешающей способности до 8 разрядов (N1=N2=4), так как поддерживать выравнивание между двумя каскадами лучше, чем на этом уровне, будет трудно (в частности из-за температурных изменений). Нужно отметить, что в этой каскадной архитектуре нет конкретных требований на одинаковое число разрядов, приходящихся на один каскад. Однако число каскадов может быть больше двух. Тем не менее, архитектура на рис. 25 ограничена примерно 8 разрядами, если не используется коррекция ошибок. Архитектура каскадного АЦП с коррекцией ошибок появилась в середине 1960-х годов как эффективное средство достижения высокой разрешающей способности. Но использование основной каскадной архитектуры при этом продолжалось. В двухкаскадном 6-разрядном АЦП, например, один дополнительный разряд добавляется во втором каскаде АЦП, что позволяет оцифровывать зоны, показанные как "X" и "Y" на рис. 26. Дополнительные зоны у второго каскада АЦП допускают отклонение остаточного сигнала от идеального значения при условии, что оно не превысит предельный диапазон второго каскада АЦП. Однако внутренний SDAC должен иметь

разрешающую способность, большую, чем общая разрешающая способность N1+N2.

Основная блок-схема 6-разрядного каскадного АЦП с коррекцией ошибок показана на рис. 28.

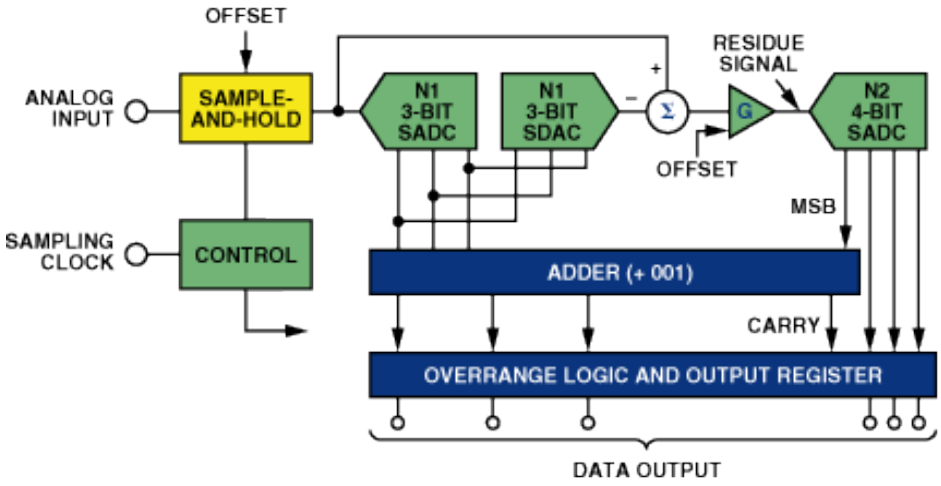


Рисунок 28 Основная блок-схема 6-разрядного каскадного АЦП с коррекцией ошибок

Разрешающая способность второго каскада в нем увеличена до 4 разрядов, тогда как изначально она составляла 3 разряда. Дополнительная логика, требуемая для модификации результатов N1 SADC, когда остаточный сигнал попадает в зоны "X" или "Y", осуществляется с помощью простого сумматора и напряжения смещения постоянного тока, добавленного к остаточному сигналу. В этом варианте реализации MSB второго каскада SADC управляет тем, будут ли MSB инкрементироваться на 001 или будут передаваться немодифицированными. Нужно заметить, что во втором каскаде АЦП можно использовать больше одного корректирующего разряда. Эта альтернатива, как часть процесса проектирования преобразователя, здесь не рассматривается. Каскадный АЦП с коррекцией ошибок, показанный на рис. 28, не имеет потоковой задержки. Входной усилитель SHA остается в режиме фиксации в течение времени, требуемого для совершения следующих событий: первый каскад SADC принимает решение, его выход реконструируется первым каскадом SDAC, выходной сигнал SDAC

вычитается из выходного сигнала SHA, усиливается и оцифровывается вторым каскадом SADC. После того, как цифровые данные проходят через логические схемы коррекции ошибок и выходные регистры, их можно использовать, а преобразователь готов для ввода другой выборки.

Для увеличения скорости основного каскадного АЦП чаще всего используется "конвейерная" (pipelined) архитектура, показанная на рис. 29.

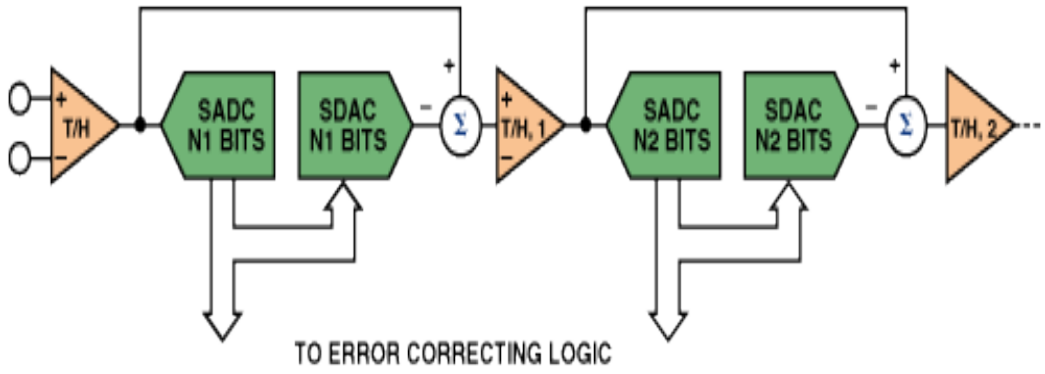


Рисунок 29 Конвейерная архитектура каскадного АЦП

Такой конвейерный АЦП имеет каскадную архитектуру с цифровой коррекцией, в которой каждые два каскада обрабатывают данные в течение половины цикла преобразования, а затем передают остаточный выходной сигнал на следующий каскад "конвейера" перед тем, как наступит следующая фаза периода дискретизации. Межкаскадный следящий усилитель с фиксацией (T/H) играет роль аналоговой линии задержки, которая переводится в режим фиксации сигнала тогда, когда закончится преобразование в первом каскаде. Это увеличивает отрезок времени, выделяемый на установление сигнала для внутренних преобразователей SADC, SDAC и усилителей, и допускает работу конвейерного преобразователя с существенно большими скоростями дискретизации в целом по сравнению с неконвейерной версией. Существует ряд компромиссов, которые могут быть приняты при проектировании конвейерного АЦП. Они касаются выбора числа каскадов, числа разрядов на один каскад, числа корректирующих разрядов и синхронизации фаз процесса. Для того чтобы обеспечить одновременный приход цифровых

данных (соответствующих определенным выборкам) от отдельных каскадов на логическую схему коррекции ошибок, нужно добавить надлежащее число регистров сдвига на выход каждого конвейерного каскада. Например, если первый каскад требует семи регистровых задержек, то следующий каскад – шести, следующий за ним – пяти и т.д. Это добавляет к окончательно сформированным выходным данным задержку цифрового конвейера.

Более тонкий вопрос для большинства КМОП конвейерных АЦП – их показатели при низких частотах дискретизации. Благодаря тому, что внутренняя синхронизация в общем случае управляется внешним тактом с частотой дискретизации, очень низкие частоты дискретизации увеличивают время фиксации для внутренних усилителей слежения и фиксации до таких величин, когда избыточный наклон (вызванный уменьшением уровня зафиксированного сигнала) приводит к ошибкам преобразования. Поэтому для большинства конвейерных АЦП в спецификации указывается как максимальная, так и минимальная скорости дискретизации. Очевидно, что это препятствует их работе в приложениях, использующих однократные и монопольные пакетные режимы преобразования, для которых более удобно использовать архитектуру АЦП типа SAR.

Наконец, важно подчеркнуть различие между каскадными и конвейерными АЦП. Из рассуждений, приведенных выше, следует: несмотря на то, что конвейерные АЦП в общем случае используют каскадирование (как правило, с коррекцией ошибок), каскадные АЦП не должны обязательно быть конвейерными. Фактически, конвейерная каскадная архитектура является доминирующей благодаря требованиям на высокую частоту дискретизации, когда внутреннее время установления сигнала исключительно важно.

Конвейерные АЦП, доступные сегодня, имеют разрешающую способность 14 разрядов и частоту дискретизации выше 100 МГц. Они идеальны для многих приложений, которые требуют не только высокую частоту дискретизации, но и высокое отношение сигнал/шум (SNR) и неискаженный динамический диапазон (SFDR). Одно из широко

распространенных приложений этих преобразователей сегодня – программно-перестраиваемое (цифровое) радио (SDR) – технология, которая используется современными базовыми станциями для сотовых телефонов.

Последовательная аппроксимация используется почти во всех системах сбора данных с мультиплексированием на входе, а также во многих инструментальных приложениях. Преобразователи АЦП типа SAR просты в применении, не имеют потоковой (конвейерной) задержки, их разрешающая способность – до 18 разрядов, а частота дискретизации до 3 Msps. Для широкого круга промышленных измерительных приложений идеально подходят сигма-дельта АЦП. Они могут иметь разрешающую способность от 12 до 24 разрядов. Сигма-дельта АЦП удобны для широкого круга приложений, связанных с датчиками, мониторингом потребления энергии и с управлением двигателями. Во многих случаях высокое разрешение и добавление на чип массива PGA допускает использование прямой связи между датчиком и АЦП без всяких инструментальных усилителей или других схем, формирующих нужные условия.

Сигма-дельта АЦП и ЦАП легко интегрируются в ИС, поддерживающих высокий уровень цифровой функциональности, а также доминируют в области голосовых и аудиоприложений. Использование внутренней процедуры передискретизации (oversampling) в этих преобразователях существенно ослабляет требования к фильтрам защиты от наложения спектров АЦП и фильтрам восстановления ЦАП.

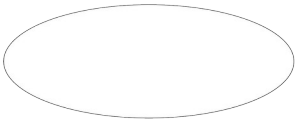
При частотах дискретизации, больших чем примерно 5 Msps, доминирует конвейерная архитектура. Использующие ее приложения обычно требуют разрешения до 14 разрядов с высокими значениями SFDR и SNR при частотах дискретизации от 5 до 100 Msps. Этот тип АЦП используется во многих инструментальных приложениях (цифровые осциллографы, спектроанализаторы и устройства формирования медицинских изображений). Другие приложения включают: видео, радары и связь (ПЧ-дискретизация, SDR, базовые станции и декодеры КТВ и т.д.) и бытовую электронику (цифровые камеры, СОИ, DVD, ТВК и ТВЧ).

Использование руководств по выбору АЦП и параметрических поисковых систем, а также базовые знания трех основных типов/архитектур АЦП, должно помочь проектировщику выбрать нужный АЦП для данного приложения.

Для выполнения поставленной задачи разрабатываемого устройства целесообразно использовать АЦП с последовательной аппроксимацией сигнала, такие АЦП считаются среднего быстродействия. Выше изложенному соответствует 18-разрядный АЦП AD7641 фирмы Analog Device с частотой дискретизации 2 миллиона отчетов в секунду. Данный АЦП не имеет пропусков кодов, имеет параллельный и последовательный интерфейсы, причем программно могут быть установлены 18-, 16- или 8-битные режимы передачи данных.

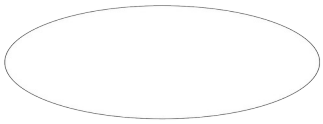
Приложение 1

Блок – схема алгоритма формирования сигнала



Приложение 2

Блок – схема алгоритма демодуляции сигнала



Приложение 3

Блок-схема алгоритма автоматической подстройки частоты

