

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАТИКИ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Факультет инфокоммуникаций
Кафедра инфокоммуникационных технологий
Дисциплина: функциональные устройства систем телекоммуникаций

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

к курсовому проекту
на тему

РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ
ПЕРЕДАЧИ

БГУИР КП 1-45 01 01 002 ПЗ

Студент гр. 962991
Руководитель

И.С. Суворов
В.В. Рабцевич

Минск 2020

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|----|
| СОДЕРЖАНИЕ | 4 |
| ВВЕДЕНИЕ..... | 5 |
| 1 МОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ..... | 6 |
| 1.1 Сравнение схем модуляций..... | 6 |
| 1.2 Влияние неидеальности параметров системы на характеристики ЦСП..... | 7 |
| 1.2.1. Ухудшения качества при модуляции и демодуляции | 8 |
| 1.2.2. Влияние линейных искажений | 9 |
| 1.2.3. Нелинейные искажения | 11 |
| 1.2.4. Обоснование основных требований к системе связи | 15 |
| 2. ЦИФРОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ | 16 |
| 2.1 Цифровой передатчик..... | 16 |
| 2.2 Цифровой приемник | 19 |
| 2.3 Выделитель несущей частоты..... | 21 |
| 2.4. Приемо-передающий тракт | 22 |
| 2.4.1 Определение коэффициентов передачи узлов | 26 |
| 2.4.2 Выбор фильтров для подавления побочных излучений и зеркального канала..... | 28 |
| 2.5 Выбор и расчет полосового фильтра УПЧ. Расчет ГВЗ фильтра..... | 29 |
| Цифровой синтезатор частоты..... | 31 |
| 3.1 Структурная схема синтезатора частот | 31 |
| 3.2 Выбор микросхем и расчет коэффициентов деления..... | 31 |
| 4. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК И ВЫБОР МИКРОСХЕМ ДЛЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ ЦСП..... | 36 |
| 4.1. Расчет коэффициента шума РПрУ | 36 |
| 4.2 Расчет энергетических характеристик | 37 |
| 4.3 Выбор микросхем..... | 39 |
| Заключение | 41 |
| Список использованных источников | 42 |
| Приложение А. Приемопередатчик ЦСП. Схема Функциональная | 43 |

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в современных системах цифровой передачи информации используются различные виды модуляции, методы кодирования и обработки сигналов. Это приводит к необходимости предъявления жестких требований к стабильности частоты генераторов, уровню их амплитудных и частотных шумов, линейным и нелинейным искажениям сигнала. Для построения современных систем телекоммуникаций выпускается огромное количество микросхем генераторов, синтезаторов, модуляторов, усилителей, корректоров и т.д.

В результате выполнения курсового проекта необходимо решение следующих задач:

- анализ характеристик системы для заданного вида модуляции (определение ширины спектра выходного сигнала, требований к линейным, нелинейным искажениям, погрешности разности фаз квадратурных составляющих).

- разработка структурной схемы приемопередающего устройства;
- обоснование выбора типа микросхем для построения системы связи;
- обоснование требований к основным узлам приемопередающего устройства;

- разработка отдельных узлов приемопередающего устройства (синтезатора частот, модулятора, выходного каскада или др.);

Для решения поставленных задач необходимо знать:

- достоинство и недостатки различных видов модуляции;
- характеристики основных устройств приемопередатчика;
- схемы построения основных узлов приемопередающего устройства и их основные параметры (синтезаторов частоты, модуляторов, малошумящих и выходных усилителей).

Уметь:

- обосновать выбор модуляции цифровой системы передачи;
- составить структурную схему приемопередающего устройства цифровой системы передачи;
- разрабатывать основные узлы цифровой системы передачи;
- произвести выбор современной элементной базы для построения основных узлов приемопередатчика

1 МОДУЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.

1.1 Сравнение схем модуляций

Основные параметры системы при различных видах модуляции (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM) приведены в стандарте IEEE 802.16. Моделирующая двоичная последовательность отображается в последовательность символов, каждый из которых содержит 2,4,6,8 бит информации. Значение полосы частот для 16-КАМ приведено в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Стандарт IEEE 802.16.

| Полоса частот на канал, МГц | Скорость модуляции, МБод | Скорость передачи информации | | | Длительность кадра, мс | Количество абонентов на кадр |
|-----------------------------|--------------------------|------------------------------|--------|--------|------------------------|------------------------------|
| | | QPSK | 16-КАМ | 64-КАМ | | |
| 20 | 16 | 32 | 64 | 96 | 1 | 4000 |
| 25 | 20 | 40 | 80 | 120 | 1 | 5000 |
| 28 | 22,4 | 44,8 | 89,6 | 134,4 | 1 | 5600 |

Правильный выбор вида модуляции одна из важнейших задач при проектировании систем связи. Более сложные модуляции весьма эффективны с точки зрения использования спектра, но они требуют высокого отношения несущая—шум для работы при данной вероятности ошибок (рис. 1.1).

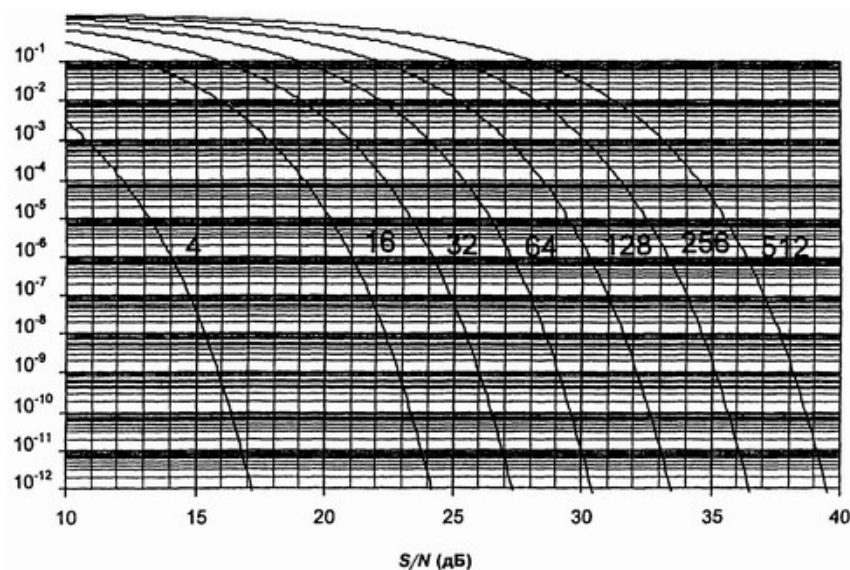


Рисунок 1.1 — Коэффициент ошибок в символах в зависимости от отношения сигнал—шум с числом уровней КАМ в качестве параметра

Эффективность использования спектра системы передачи определяется, как отношение скорости передачи битов входного сигнала к ширине занимаемой полосы частот и выражается в бит/с.

Когда целью является высокая эффективность использования спектра, наиболее часто пользуют схемы модуляции КАМ с различным количеством позиций в совокупности. Эти типы модуляции обеспечивают максимальную гибкость в применении: путем изменения только числа битов/символов, приходящихся на один символ (или другими словами, числа позиций совокупности), можно добиться соответствия данному частотному плану.

При выборе мощности передатчика необходимо учитывать, что при КАМ среднее значение мощности всегда меньше максимальной мощности усилителя (см. например рис. 2.7). Отношение пикового и среднего значений мощностей сигналов для различных форматов КАМ приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Пиковая мощность КАМ

| Бит/символ | Уровень КАМ | Отношение пиковой и средней мощностей (дБ) |
|------------|-------------|--------------------------------------------|
| 2 | 4 | 0,00 |
| 4 | 16 | 2,55 |
| 5 | 32 | 2,30 |
| 6 | 64 | 3,68 |
| 7 | 128 | 3,17 |
| 8 | 256 | 4,23 |
| 9 | 512 | 3,59 |
| 10 | 1024 | 4,50 |

1.2 Влияние неидеальности параметров системы на характеристики ЦСП

На радиооборудование обычно влияет ряд недостатков. Некоторые из них относятся непосредственно к процессу модуляции. Другие обычно, но не по существу, возникают вне самого модема в других формирующих систему радиоблоках.

Ниже приводится анализ основных ухудшений качества, при котором особое внимание уделяется форматам модуляции КАМ. Это объясняется широким использованием таких форматов модуляции в цифровых системах радиосвязи и их известной чувствительностью к различным недостаткам.

1.2.1. Ухудшения качества при модуляции и демодуляции

В процессе модуляции возможны различные виды ошибок:

- квадратурные фазовые ошибки между синусоидальным и косинусоидальным сигналами несущей;
- ошибки амплитуды между синфазным и квадратурным модулирующими сигналами;
- относительная погрешность амплитуды в случае многоуровневых сигналов из-за различных уровней сигнала;
- различные электрические задержки между синфазным и квадратурным модулирующими сигналами.

Все эти недостатки приводят к увеличению вероятности ошибки при передаче информации.

- Ошибки демодуляции

В процессе демодуляции также возможны различные источники ошибок:

- квадратурные фазовые ошибки между синусоидальным и косинусоидальным восстанавливаемыми сигналами несущей,
- конечная точность решающих схем,
- фазовая ошибка восстанавливаемой несущей,
- фазовая ошибка восстанавливаемых тактовых импульсов.

Под недостатками несущей частоты и устройств тактовой синхронизации подразумеваются, как правило, и статические и динамические (фазовое дрожание) ошибки. Чтобы учесть влияния фазового дрожания, необходимо знать его статистическое распределение.

Фазовое дрожание в цепях синхронизации возникает из-за теплового шума на входе синхронизатора. Будучи суммой различных случайных составляющих, фазовое дрожание может рассматриваться, в первом приближении, как случайная гауссова переменная.

Расчет среднеквадратической ошибки на практике осуществляется путем оценки отношения сигнал—шум (SNR) на выходе синхронизатора (при наблюдении восстановленного сигнала спектра его фазового дрожания посредством анализатора спектра), а затем вычисления среднеквадратического значения фазовой ошибки по следующей формуле:

$$\vartheta|_{r.m.s.} = \frac{1}{\sqrt{SNR}} \Big|_{pod}.$$

В таблице 1.4 показано ухудшение отношения S/N из-за статических фазе ошибок, несущей для различных форматов модуля. (Ухудшение

отношения S/N определяется не только приемо-передающим модулем, но и параметрами аппаратуры многоканальных систем телекоммуникаций, например ошибкой синхронизации и др.

Таблица 1.4 – Ухудшение отношения S/N из-за статической фазовой ошибки

| Фазовая ошибка (градусы) | 4-КАМ (ДБ) | 16-КАМ (ДБ) | 64-КАМ (ДБ) |
|--------------------------------|------------|-------------|-------------|
| 2 | 0,05 | 0,4 | 1,4 |
| 4 | 0,25 | 1,3 | 4,6 |
| 6 | 0,6 | 2,5 | — |
| 8 | 1 | 4,1 | — |

1.2.2. Влияние линейных искажений

В частности, можно идентифицировать линейные наклонные и параболические (амплитуда и групповая задержка) искажения. Они могут быть традиционно определены в полосе (полосе пропускания) Найквиста ($\pm 1/27$) путем оценки изменения усиления при полном размахе в дБ или групповой задержки, приведенной к длительности символа.

В таблицах 1.5 – 1.8 указана чувствительность в этом отношении для различных форматов модуляции для конкретного случая спада частотной характеристики 0,5.

Таблица 1.5 – Ухудшение S/N из-за линейного наклонного искажения амплитуды

| Искажение при полном размахе (ДБ) (1) | 4-КАМ (ДБ) | 16-КАМ (ДБ) | 64-КАМ (ДБ) |
|---------------------------------------------|------------|-------------|-------------|
| 1 | 0,05 | 0,1 | 0,55 |
| 2 | 0,1 | 0,6 | 2,5 |
| 3 | 0,25 | 1,2 | 5,7 |
| 4 | 0,4 | 2,3 | — |

Таблица 1.6 – Ухудшение отношения S/N из-за параболического искажения амплитуды

| Искажение при полном размахе (ДБ) (1) | 4-КАМ (ДБ) | 16-КАМ (ДБ) | 64-КАМ (ДБ) |
|---------------------------------------|------------|-------------|-------------|
| 0,5 | 0,15 | 0,35 | 0,75 |
| 1,0 | 0,4 | 0,95 | 2,8 |
| 1,5 | 0,7 | 1,7 | — |
| 2,0 | 1,1 | 2,7 | — |

(1) В полосе частот $\pm f/2$.

Таблица 1.7 – Ухудшение отношения S/N из-за линейного наклонного искажения групповой задержки

| Искажение при полном размахе (% длительности символа) (1) | 4-КАМ (ДБ) | 16-КАМ (ДБ) | 64-КАМ (ДБ) |
|-----------------------------------------------------------|------------|-------------|-------------|
| 10 | 0,1 | 0,3 | 1,1 |
| 20 | 0,3 | 1,0 | 4,5 |
| 30 | 0,5 | 2,5 | — |
| 40 | 0,85 | 4,2 | — |

(1) В полосе частот $\pm f/2$

Таблица 1.8 – Ухудшение отношения $S/N(P_f = \text{НИ})$ из-за параболического искажения групповой задержки

| Искажение при полном размахе (% длительности символа) (1) | 4-КАМ (ДБ) | 16-КАМ (ДБ) | 64-КАМ (ДБ) |
|-----------------------------------------------------------|------------|-------------|-------------|
| 20 | 0,1 | 0,3 | 1,2 |
| 40 | 0,2 | 1,3 | 5,0 |
| 60 | 0,5 | 2,6 | — |
| 80 | 0,8 | 4,2 | — |

(1) В полосе частот $\pm f/2$.

1.2.3. Нелинейные искажения

Все форматы модуляции КАМ высокого уровня чувствительны к нелинейным искажениям. Каждая активная цепь — потенциальный источник нелинейностей. Однако обычно их основным источником являются СВЧ усилители мощности. Номинальная мощность на выходе преобразователя ПЧ/РЧ составляет порядка нескольких милливатт, и, следовательно, требуется усиление для получения необходимого выходного уровня. Обычно для прямого усиления сигнала РЧ используют устройства на GaAs полевых транзисторах (см. примечание 1). Мощные транзисторы могут характеризоваться параметром $P_{\text{ль}}$, который соответствует минимальной выходной мощности, при которой сжатие усиления каскада составляет 1 дБ. Следовательно, точка передаточной функции выбирается вблизи участка насыщения, когда устройство начинает терять линейность. Начиная с этой точки, быстро возрастающее искажение амплитуды ухудшение BER для сигнала, содержащего значительную величину амплитудной модуляции, подобно формату модуляции КАМ.

Чтобы гарантировать линейность комплексной амплитудной характеристики усилителя даже в присутствии пиков амплитуды модулированного сигнала, необходимо, чтобы максимальное значение мощности усилителя было больше пикового значения мощности сигнала при КАМ. Однако это приводит к увеличению стоимости усилителя и не всегда приемлемо в диапазоне СВЧ, где мощность твердотельных усилителей ограничена. Поэтому для компенсации нелинейных искажений, возникающих в усилителе, в сигнал передатчика вводят нелинейный корректор. Комплексная амплитудная характеристика корректора выбирается таким образом, чтобы значение произведения коэффициента передачи корректора на коэффициент передачи нелинейного усилителя было постоянно во всем диапазоне изменения амплитуд входного сигнала. На рис.1.15 представлена типичная нелинейная характеристика усилителя и максимальное значение мощности, при которой характеристику усилителя еще можно считать линейной (обычно характеристика считается линейной до тех пор, пока значение коэффициента передачи не уменьшится на 1 дБ). Наличие нелинейных искажений приводит к тому, что увеличение мощности выходного сигнала передатчика, приводит не к уменьшению вероятности ошибки при приеме цифрового сигнала, а к ее увеличению.

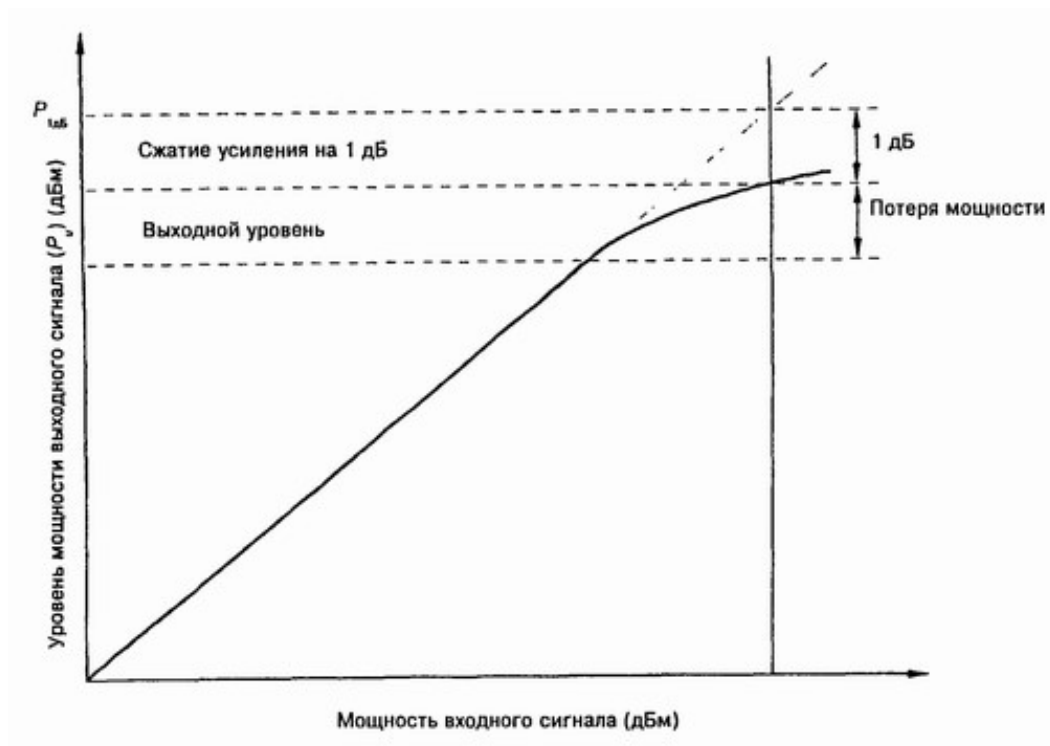


Рис. 1.15. Типичная амплитудная характеристика усилителя

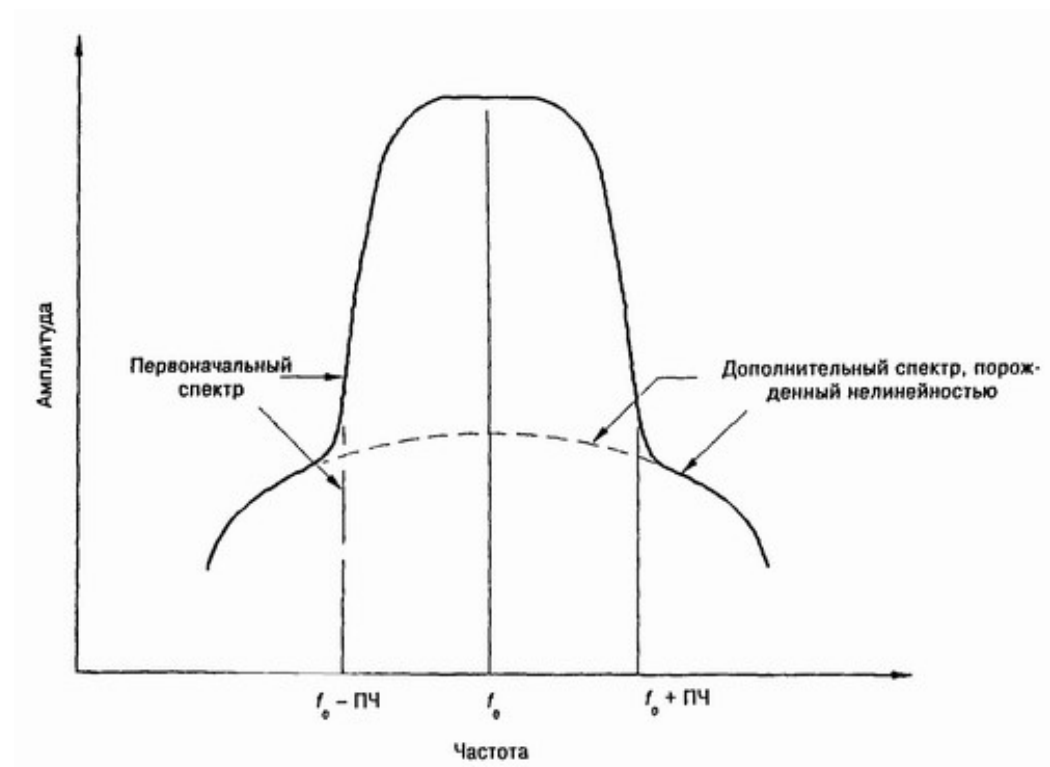


Рис. 1.16. Пример расширения спектра, вызванного нелинейностью комплексной нелинейной характеристики

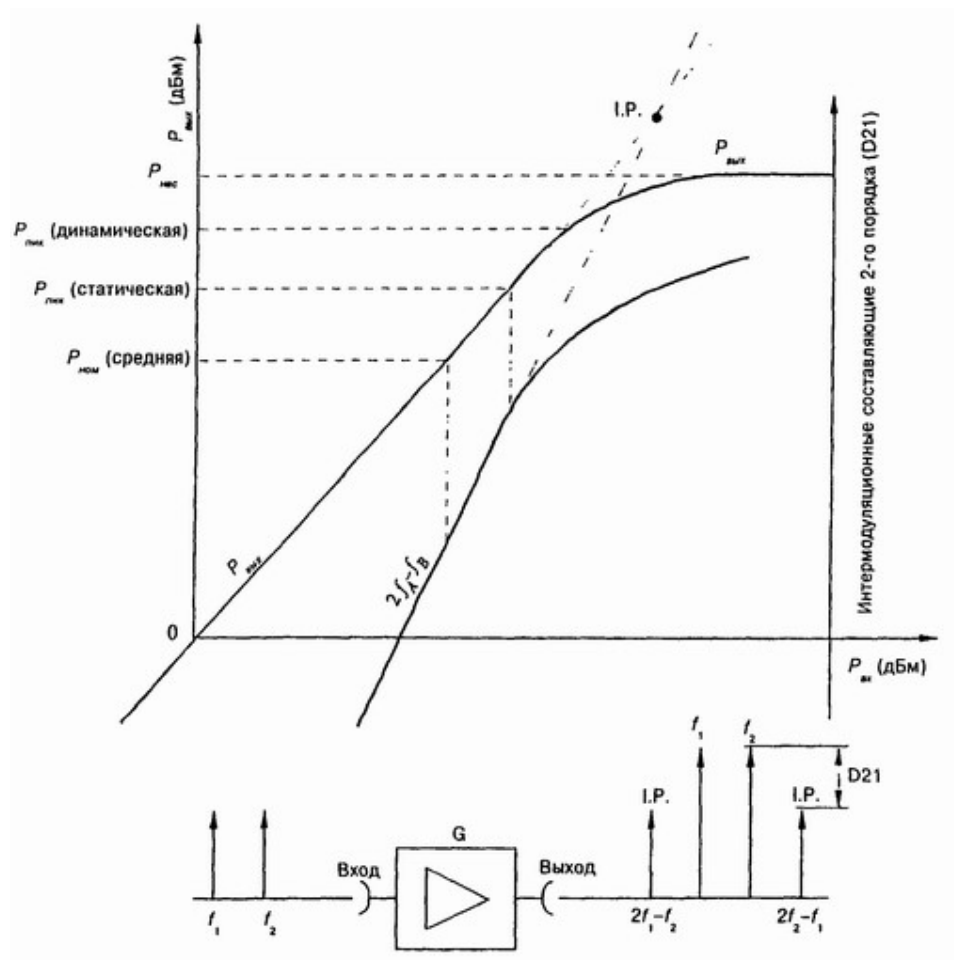
Таблица 1.9 – Типичные значения в зависимости от схемы модуляции

| Схемы модуляции | Типичная потеря мощности (ДБ) | Типичный коэффициент спада частотной характеристики (%) |
|----------------------|-------------------------------|---------------------------------------------------------|
| ЧМ _Н /MSK | 0 | - |
| 4-ФМ _Н | -2 | 50 |
| 8-ФМ _Н | -4 | 50 |
| 16-КАМ | -7 | 35 |
| 64-КАМ | -11 | 35 |
| 128-ТСМ | | |
| 256- КАМ | -13 | 50 |
| 512-ТСМ | | |
| 9-QPR | -5 | - |
| 49-QPR | -6 | - |

В таблице 1.9 приведены значения потери мощности для различных видов модуляции. Из таблицы видно, что с увеличением уровня модуляции потери мощности возрастают. На рис.1.16 показано расширение спектра выходного сигнала усилителя, обусловленное возникновением интермодуляционных искажений. Выходная мощность, требуемая от передатчика ЦРРС, зависит от многих параметров, таких как скорость передачи битов, формат модуляции, длина пролета, вероятность замирания, коэффициент усиления антенны и т. д.

В ЦРРС малой пропускной способности доминирующим фактором является тепловой шум, поэтому адекватный уровень выходной мощности может повысить качество системы. Наоборот, в ЦРРС высокого уровня искажения становятся основным источником ухудшений, и повышение выходной мощности может оказаться неэффективным. Для снижения выходной мощности при нормальных условиях распространения могут использоваться методы адаптивной регулировки мощности передатчика.

Уровень интермодуляционных искажений в усилителях измеряется путем подачи на его вход двух тестовых сигнала равных амплитуд, рис.1.17.



$I.P.$: интермодуляционные составляющие

$P_{\text{вх}} / P_{\text{вых}}$: входная/выходная мощность

$P_{\text{ном}}$: номинальная мощность (средняя)

$P_{\text{нас}}$: мощность в режиме насыщения

Рис.1.17. Амплитудные характеристики усилителя

1.2.4. Обоснование основных требований к системе связи

В соответствии со стандартом IEEE 802.16 для обеспечения вероятности ошибки 10^{-8} необходимо обеспечить отношение сигнал/шум 22,5 дБ, рис. 1.1.

Неидеальность параметров приемопередающей аппаратуры системы связи приводит к необходимости увеличения полученного значения отношения сигнал/шум в соответствии с таблицами 1-5.

Зададим требования к статической фазовой ошибке и линейным искажениям сигнала в канале связи и используя таблицы 1.1 – 1.8 определим необходимое отношение сигнал/шум для системы связи с реальными характеристиками, указанными выше. В соответствии с таблицей 1,

при $\Delta\varphi = 2$ градуса отношение сигнал/шум должно быть увеличено на 0,4 дБ ($\Delta\varphi=2$, формат модуляции 16 КАМ).

Наличие неравномерности сквозной АЧХ тракта требует увеличение отношения сигнал/шум на 1,5 дБ при формате модуляции 16 КАМ и линейном наклонном искажении амплитуды 0,6 дБ, таблица 1.5.

Наличие параболического искажения групповой задержки равного 20 % длительности символа, требует увеличения отношения сигнал/шум на 0,3 дБ. Результирующее значение отношения сигнал/шум на выходе СВЧ модуля должно составить.

$$C/Ш = 22,5 + 0,4 + 0,6 + 0,3 = 23,8 \text{ дБ}$$

Определим необходимое значение полосы пропускания СВЧ модуля для передачи цифрового потока 150 Мбит/с в формате 16 КАМ.

$$\Delta f = 1,25 \cdot \frac{V}{\log_2 Q}$$

где 1,25 – коэффициент увеличения полосы пропускания реального тракта по сравнению с шириной полосы частот по Найквисту.

Тогда $\Delta f_1 = (1,25 \cdot 150/4) = 46,875$ МГц. Это ширина одностороннего спектра для модулированного сигнала.

$$\Delta f = 2 \cdot \Delta f_1 = 93,75 \text{ МГц}$$

Для входного цифрового потока 150 Мбит/с, значение полосы частот выходного сигнала для различных форматов КАМ приведены в таблице 1.10.

Таблица 1.10 – Значение полосы частот выходного сигнала для различных форматов КАМ

| Q | 4 | 16 | 64 | 256 |
|----------|-----|----|----|-----|
| df (МГц) | 187 | 94 | 62 | 47 |

2. ЦИФРОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

2.1 Цифровой передатчик

На рис. 2.1 приведена упрощенная структурная схема передающего оконечного оборудования (цифрового передатчика). Согласно Рекомендации F.596 МСЭ-Р цифровые системы радиосвязи могут соединяться с другим оборудованием только на вполне определенных иерархических цифровых скоростях.

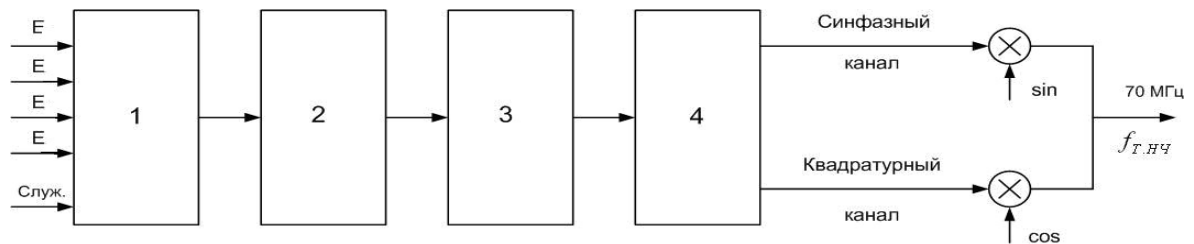


Рис.2.1. Цифровой передатчик

- 1) Устройство объединения входных цифровых потоков;
- 2) Кодер;
- 3) Скремблер;
- 4) Формирователь четных и нечетных импульсов (синфазного и квадратурного потоков).

Предположим, что на вход устройства формирования синфазного и квадратурного потоков цифрового передатчика поступает 4 цифровых потока E и служебная информация. Эти потоки объединяются и кодируются самоортогональным сверточным кодом со скоростью 18/19 для обеспечения возможности исправления ошибок. В результате скорость цифрового потока имеет эффективную скорость передачи 110 Мбит/с. Этот процесс группообразования является внутренним делом для радиосистемы и не стандартизован МСЭ-Т, что не имеет никаких негативных последствий для заказчика, потому что входы и выходы цифровых систем имеют стандартизованные иерархические скорости. Информационные биты далее скремблируются в синхронизированном скремблере, что позволяет обеспечивать гладкий излучаемый спектр, свободный от спектральных линий,

которые могли бы вызвать значительные помехи в аналоговых радиоканалах, а также гарантирует эффективную синхронизацию и восстановление несущей.

Далее сформированный цифровой поток разбивается на два потока, имеющих в два раза меньшую скорость — 55 Мбит/с. Эти потоки используются для формирования синфазного цифрового потока (J) и квадратурного цифрового потока (Q). Затем в цифроаналоговых преобразователях (ЦАП) из трех импульсов каждого потока формируются 8-уровневый импульсно - амплитудный формат как в синфазном (J), так и в квадратурном (Q) каналах. Синфазный (J) и квадратурный (Q) каналы, перемножаются с синфазной ($\cos(\omega t)$) и квадратурной ($\sin(\omega t)$) составляющими сигнала промежуточной частоты, например 70 МГц. Это позволяет формировать 64 ($8 \times 8 = 64$) различных значения комплексного выходного сигнала цифрового передатчика, что приводит к скорости выходного сигнала 18,3 Мбод.

Временные зависимости сигналов формирования КАМ показаны на рис. 2.2. – 2.7. На рис.2.2 показан входной цифровой поток 110 Мбит/с. На рис. 2.3 – 2.4 показаны сформированные из входного потока синфазный (нечетные импульсы входного цифрового потока, 1,3,5 импульсы) и квадратурный (четные импульсы входного цифрового потока, 2,4,6 импульсы) потоки. На рис.2.5, рис.2.6 представлены значения квадратурных составляющих J и Q, сформированных на выходе ЦАП. На рис.2.7 показано изменение амплитуды и фазы выходного сигнала промежуточной частоты.

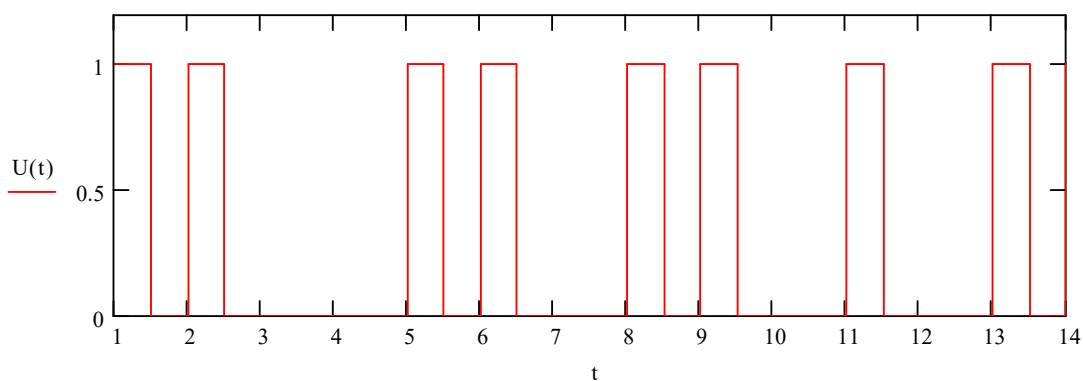


Рис.2.2. Входной цифровой поток

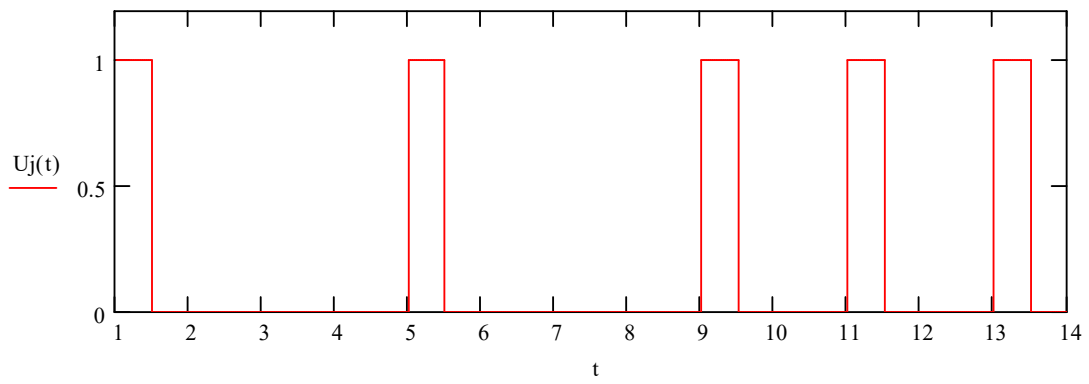


Рис.2.3. Синфазный цифровой поток

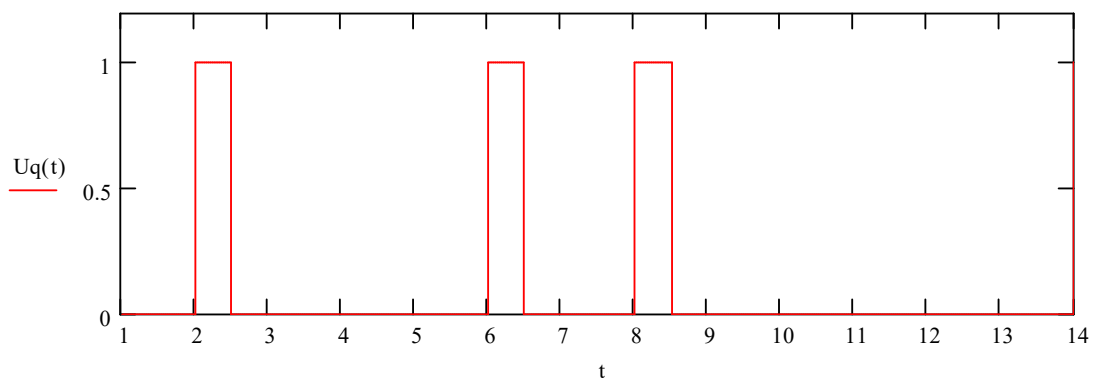


Рис.2.4. Квадратурный цифровой поток

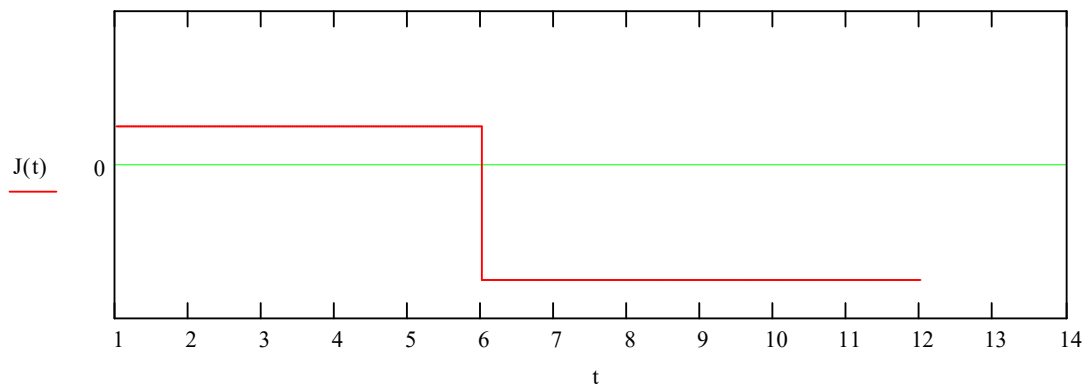


Рис. 2.5. Изменение составляющей $J(t)$

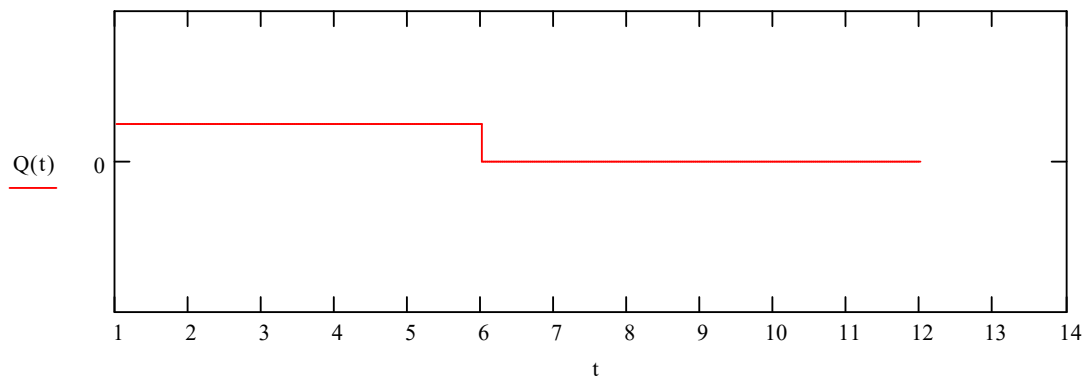


Рис. 2.6. Изменение составляющей $Q(t)$

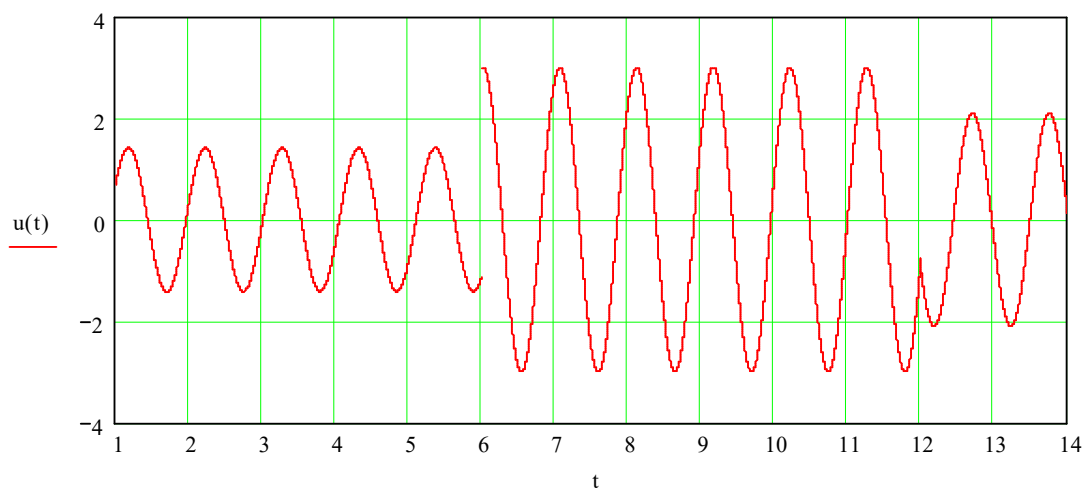


Рис. 2.7. Изменение амплитуды и фазы выходного сигнала цифрового передатчика

Из рисунка 2.7. видно, что при КАМ имеет место изменение амплитуды и фазы выходного сигнала, что требует высокой линейности амплитудных характеристик усилителей цифровой РРЛ и малых амплитуднофазовых преобразований (зависимости фазы выходного сигнала усилителя от амплитуды входного сигнала).

2.2 Цифровой приемник

Упрощенная структурная схема цифрового приемника, показана на рис.2.8.

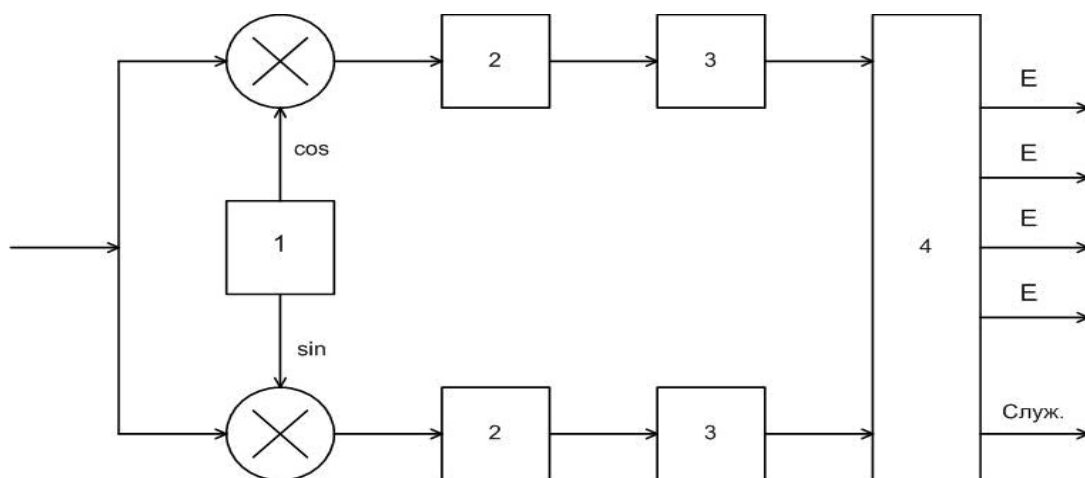


Рис.2.8. Цифровой приемник

- 1 – устройство выделения несущей частоты;
- 2 – фильтр Найквиста;
- 3 – аналогово-цифровой преобразователь;
- 4 – устройство формирования цифровых потоков.

Принимаемый сигнал всегда состоит из суммы полезного сигнала и шума, рис.2.9.

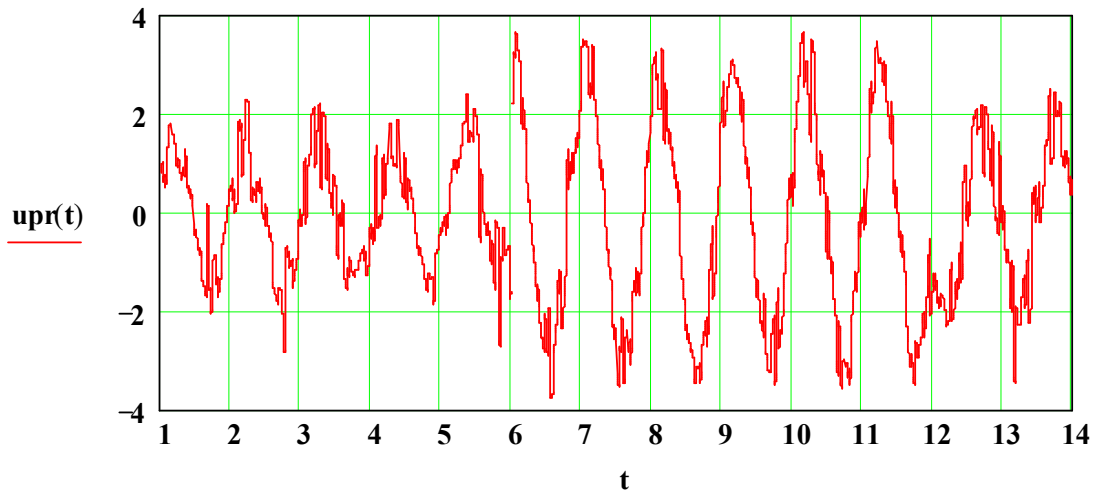


Рис.2.9. Сигнал на входе цифрового приемника

Устройство восстановления несущей частоты формирует квадратурные составляющие промежуточной частоты 70 МГц, что позволяет обеспечить когерентную демодуляцию принимаемого сигнала 16-КАМ и выделить на выходе аналоговых перемножителей (преобразователей частоты) импульсы с

амплитудами J и Q (аналогичные импульсам J и Q передатчика, приведенным на рис. 2.10, рис. 2.11).

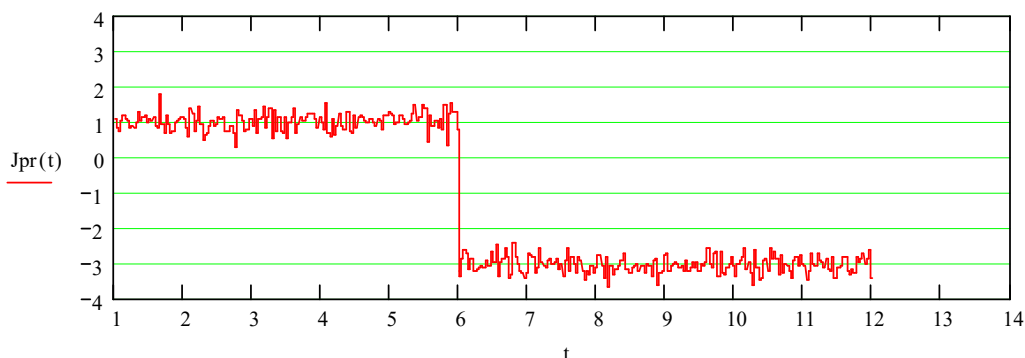


Рис.2.10. Синфазный сигнал на выходе фазового детектора цифрового приемника

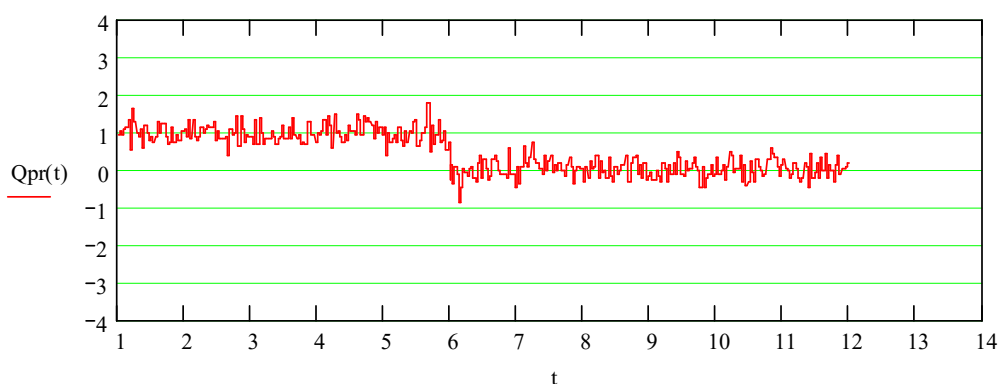


Рис. 2.11. Квадратурный сигнал на выходе фазового детектора цифрового приемника

На выходах трехразрядных АЦП формируются синфазный и квадратурный цифровые потоки, имеющие скорость 75 Мбит/с, (соответствуют цифровым потокам передатчика рис.2.3, рис. 2.4). В схеме выделения цифровых потоков, цифровые потоки J и Q объединяются, разуплотняются и дескремблируются. После разуплотнения происходит исправление ошибок и формирование выходных потоков (4 потока формата E и цифровой поток служебного канала).

2.3 Выделитель несущей частоты

Одним из недостатков КАМ является трудность восстановления спектральной составляющей на несущей частоте. Однако, существуют специальные схемы построения выделителя несущей частоты, которые позволяют с определённой погрешностью получить желаемый параметр. Рассмотрим одну из самых распространённых схем выделителя несущей частоты — схему Костоса, или синфазно-квадратурную схему, показанную на рис.2.13.

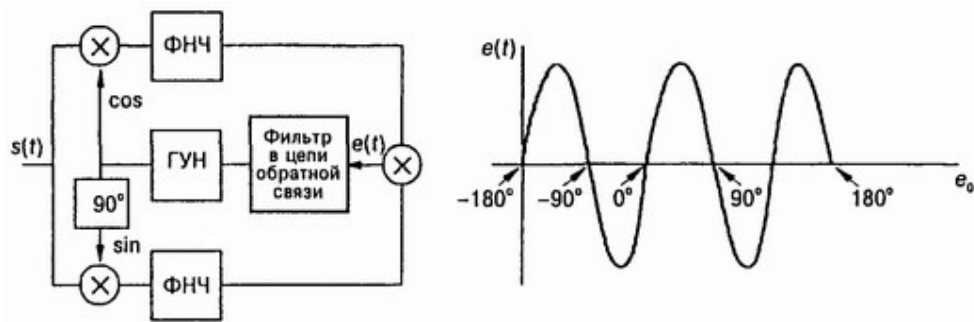


Рис.2.13. Схема Костаса.

Эта схема восстановления использует одновременно две параллельные схемы отслеживания сигнала (I и Q) для одновременного выделения составляющих I и Q сигнала, который управляет ГУН. Синфазная схема Q использует сигнал ГУН, сдвинутый на 90° . Если частота ГУН равна частоте подавленной несущей, то произведение сигналов I и Q создаёт напряжение рассогласования, пропорциональное рассогласованию фазы в ГУН. Напряжение рассогласования контролирует фазу и, таким образом, частоту ГУН.

2.4. Приемно-передающий тракт

Структурная схема приемопередающего устройства СВЧ (приемопередатчика) приведена на рис. 2.14. На вход передатчика СВЧ поступает модулированный сигнал промежуточной частоты с выхода цифрового передатчика. Управляемый аттенуатор устанавливает необходимый уровень сигнала на входе смесителя.

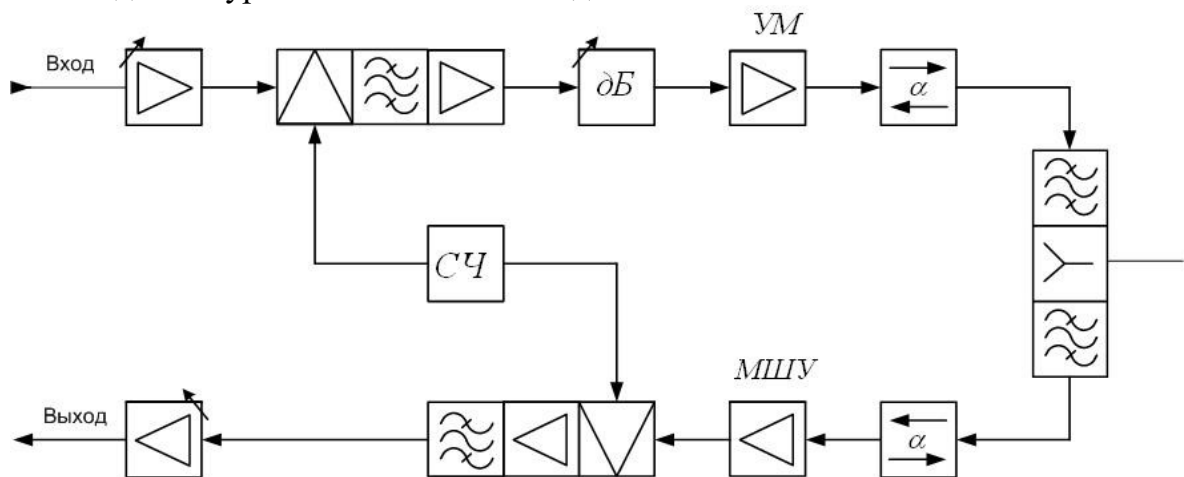


Рис. 2.14. Структурная схема приемопередатчика СВЧ ЦРС;

СЧ – синтезатор частоты

УМ – усилитель мощности;
МШУ – малошумящий усилитель.

Предположим, что выходная частота передатчика равна 26 ГГц. Тогда на второй вход смесителя необходимо подать такую частоту колебания синтезатора частот передатчика ($f_{СПД}$), чтобы суммарная или разностная частота выходного сигнала была равна 26 ГГц ($f_{СПД} = 26070$ МГц или $f_{СПД} = 25930$ МГц). Выберем частоту синтезатора равной 26070 МГц.

Спектры входных сигналов смесителя показаны на рис. 2.16. Спектр выходного сигнала реального смесителя содержит спектральные составляющие входных сигналов смесителя ($f = 70$ МГц), синтезатора ($f_{СПД} = 26070$ МГц), суммарную ($f_{СПД} + f_{ПЧ} = 26140$ МГц) и разностную ($f_{СПД} - f_{ПЧ} = 26000$ МГц) частоты, рис. 2.17. На выходе смесителя включен полосовой фильтр, который выделяет спектр выходного сигнала на рабочей частоте передатчика 26000 МГц, рис. 2.18.

С выхода полосового фильтра сигнал поступает на выходной усилитель. Требования, предъявляемые к выходному усилителю передатчика, в значительной мере определяются видом модуляции сигнала. В системах частотной (FM) модуляцией не предъявляются жесткие требования к уровню нелинейных искажений в выходном каскаде передатчика. В системах с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ), информация о цифровом потоке содержится в амплитуде и фазе передаваемого сигнала, поэтому искажения амплитуды и фазы выходного сигнала РПДУ приводят к появлению ошибок в ЦСП, т.е. к потере части информации. Поэтому при использовании квадратурной амплитудной модуляции все каскады передатчика должны работать в линейном режиме, что приводит к необходимости работать при значениях выходной мощности РПДУ в 1.5.-3 раза (на 2 – 5 дБ) меньших, максимальной мощности РПДУ. При возникновении большого ослабления сигнала на трассе (туман, дождь, снег) мощность принимаемого сигнала уменьшается, что приводит к уменьшению отношения сигнал/помеха в приемном устройстве и увеличению вероятности ошибок. С приемной станции передается информация о плохом отношении сигнал/шум. Передающая станция увеличивает выходную мощность РПДУ, путем уменьшения ослабления сигнала в переменном аттенюаторе, установленном на входе усилителя мощности. Увеличение выходной мощности РПДУ приводит к двум противоречивым факторам.

1. Уменьшению вероятности ошибок в связи с увеличением мощности принимаемого сигнала и увеличению отношения сигнал/ шум на входе приемного устройства.

2. Увеличению вероятности ошибок в связи с переходом усилителя выходного каскада в нелинейный режим работы

Поэтому выбирается оптимальное значение мощности сигнала, при которой в результате воздействия двух противоречивых факторов вероятность ошибки минимальна.

Одной из проблем при разработке РПДУ является обеспечение работы в широкой полосе частот. Данный в задании диапазон рабочих частот РПДУ равен $\pm 2\%$ от центральной частоты РПДУ. Для центральной частоты рабочего диапазона РПДУ 26 ГГц диапазон рабочих частот будет $f_{\text{прд}} = (25,740 - 26,260)$ ГГц. При неизменной частоте сигнала цифрового передатчика перестройка РПДУ обеспечивается изменением частоты его синтезатора частот. Диапазон перестройки частоты синтезатора составит $f_{\text{сч}} = f_{\text{прд}} + f_{\text{цп}}$. При $f_{\text{цп}} = 1000$ МГц, диапазон перестройки синтезатора частот равен 26740 – 27260 МГц для центральной частоты 26000 МГц. При этом диапазон частот побочного канала излучений на выходе смесителя сдвига составит $f_{\text{пи}} = 26740 - 27260$ МГц для центральной частоты 26 ГГц. На рисунке 2.15 показаны диапазоны частот РПДУ, синтезатора и побочных излучений в диапазоне частот 26 ГГц, при значении промежуточной частоты 1 ГГц: радиопередающего устройства (25,740 – 26,260 ГГц), синтезатора частот (26,740 – 27,260 ГГц), побочных излучений (27,740 – 28,260 ГГц).

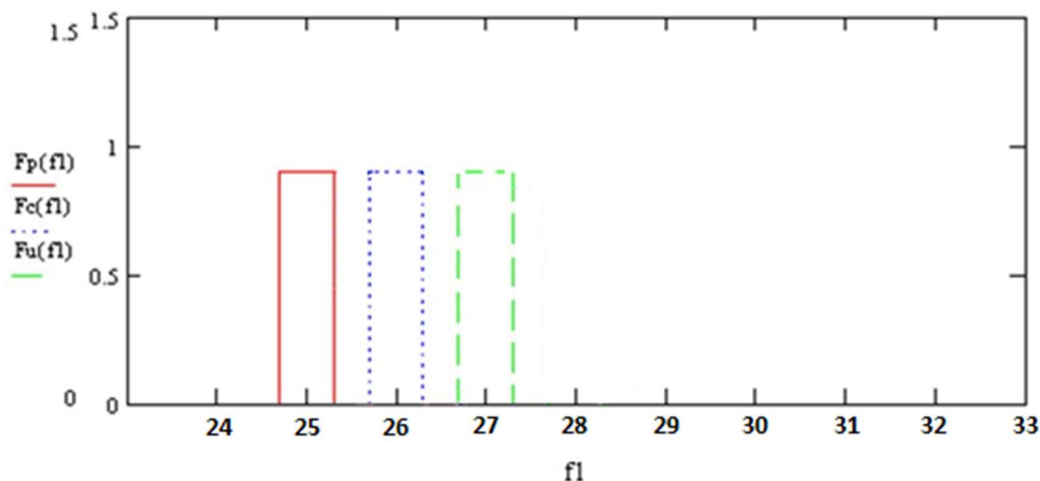


Рисунок 2.15 — Диапазоны частот

Для обеспечения высокой крутизны АЧХ вне полосы пропускания фильтра при большой полосе пропускания и достаточно плоской вершине полосовой фильтр состоит из двух фильтров второго порядка, имеющих достаточно высокую добротность и расстроенных относительно центральной частоты полосы пропускания. В результате перемножения АЧХ двух

фильтров, суммарная АЧХ имеет форму приближающуюся к прямоугольной. Высокая крутизна АЧХ на частотах выше 26,260 ГГц позволяет обеспечить хорошее ослабление побочных излучений в полосе частот 27,740 – 28,260 ГГц.

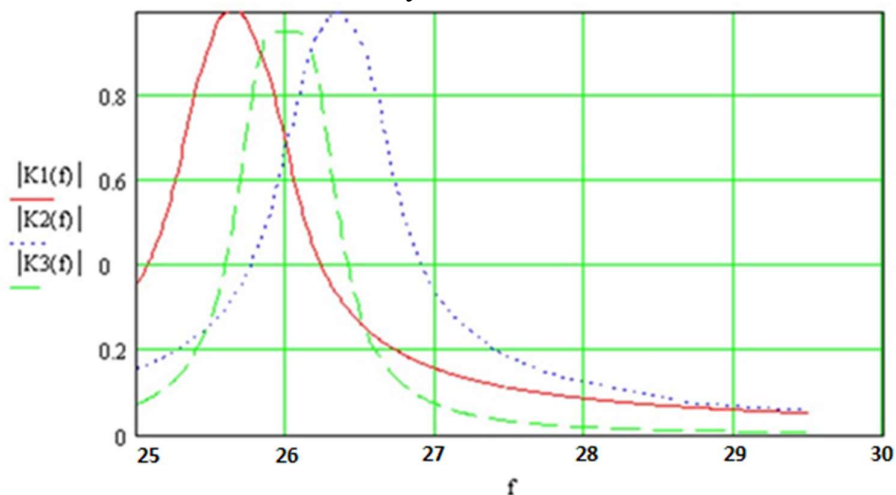


Рисунок 2.16 – АЧХ двухконтурного фильтра

$|K1(f)|$ – АЧХ одноконтурного фильтра с центральной частотой 25,740 ГГц;

$|K2(f)|$ – АЧХ одноконтурного фильтра с центр. частотой 26,260 ГГц;

$|K3(f)|$ – АЧХ двухконтурного фильтра.

На рисунке 2.17 показано, что ФЧХ двухконтурного фильтра имеет большой линейный участок. Это обеспечивает малую неравномерность времени групповой задержки сигнала в полосе частот двухконтурного фильтра и малый уровень линейных искажений цифрового сигнала на выходе полосового фильтра.

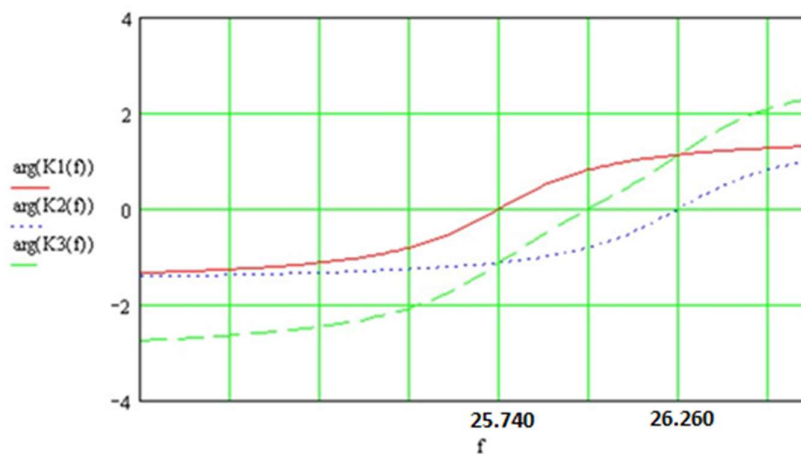


Рисунок 2.17 — ФЧХ двухконтурного фильтра

$\arg(K1(f))$ – ФЧХ одноконтурного фильтра с центральной частотой 26,740 ГГц;

$\arg(K2(f))$ – ФЧХ одноконтурного фильтра с центральной частотой 26,260 ГГц;

$\arg(K3(f))$ – ФЧХ двухконтурного фильтра.

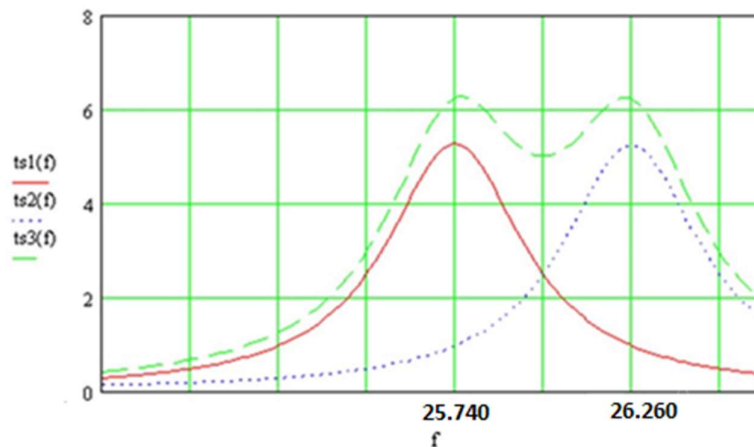


Рисунок 2.18 — Время групповой задержки сигнала (ГВЗ) в двухконтурном фильтре

$ts1(f)$ – ГВЗ одноконтурного фильтра с центральной частотой 25,740 ГГц;

$ts2(f)$ – ГВЗ одноконтурного фильтра с центральной частотой 26,260 ГГц;

$ts3(f)$ – ГВЗ двухконтурного фильтра.

Из рисунка 2.18 видно, что диапазоны частот выходного сигнала передатчика и побочных излучений не перекрываются. В этом случае применение полосового фильтра с полосой пропускания 25,740 – 26,260 ГГц будет подавлять побочные излучения в диапазоне частот 26,740 – 27,260 ГГц.

2.4.1 Определение коэффициентов передачи узлов

При расчете значений коэффициентов передачи необходимо учитывать, что уровни сигналов в каждой точке РПУ должны быть такими, чтобы обеспечивался линейный режим работы всех элементов схемы. Максимальное значение мощности смесителя сдвига, при которой смеситель является линейным элементом для входного сигнала, составляет:

$$P_{см} = (0,1 - 0,5)10^{-4} \text{ Вт.} \quad (3.1)$$

Указанное значение мощности на входе смесителя устанавливается переменным аттенуатором, включенным на входе РПДУ. При выполнении смесителя сдвига на диодах, коэффициент передачи смесителя составляет минус (8 – 10) дБ. Тогда мощность сигнала на выходе смесителя сдвига составит:

$$P_{всм} = P_{см} \cdot 10^{(8-10)/10} = (1 - 5)10^{-5} \text{ Вт.} \quad (3.2)$$

На выходе смесителя установлен усилитель. Микросхемы усилителей имеют значение коэффициента усиления 12-15 дБ. Тогда мощность сигнала на выходе усилителя будет равна:

$$P_{усил.} = (1 - 5)10^{-5} 10^{(12-15)/10} = (1,6 - 8)10^{-4} \text{ Вт.} \quad (3.3)$$

Управляемый аттенуатор, обеспечивающий линейный режим работы усилителя выходного каскада имеет регулируемый диапазон ослабления сигнала 0 – минус 10 дБ.

Мощность сигнала на выходе управляемого аттенуатора составит:

$$P_{ат} = (0,16 - 8) 10^{-4} \text{ Вт.} \quad (3.4)$$

Такие значения мощности будут иметь РПДУ практически всех диапазонов частот и различных значений мощности выходного сигнала. Для обеспечения необходимого значения мощности выходного сигнала, значение коэффициента усиления выходного каскада должно быть равно:

$$K = P_{1дБ} / P_{ВХ} \quad (3.5)$$

$$K_{дБ} = 10 \log (K) \quad (3.6)$$

где $P_{1дБ}$ – необходимое значение выходной мощности РПДУ в линейном режиме работы;

$P_{ВХ}$ – входная мощность усилителя РПДУ,

$$P_{ВХ} = P_{ат} = 8 \cdot 10^{-4} \text{ Вт} \quad (3.7)$$

Для обеспечения выходной мощности РПДУ 10 Вт понадобится усилитель, имеющий значения $P_{1дБ} = 1 \text{ Вт}$ и коэффициента усиления

$$K_{дБ} = 10 \log (10/(8 \cdot 10^{-4})) = 41 \text{ дБ} \quad (3.8)$$

Для выходной мощности РПДУ 10 мВт, необходимое значение коэффициента составит 11 дБ.

Если значение выбранного коэффициента усиления выходного каскада больше расчетного, линейный режим работы обеспечивается введением ослабления в управляемом аттенуаторе.

2.4.2 Выбор фильтров для подавления побочных излучений и зеркального канала

На приемной стороне сигнал ($f_c = 26$ ГГц) через полосовой фильтр поступает на вход малошумящего усилителя (МШУ), усиливается на 15 – 20 дБ и поступает на смеситель. Кроме полезного сигнала на входе смесителя всегда присутствуют некоторая мощность шума (шумы атмосферы, промышленные помехи, шумы приемника и другие). На второй вход смесителя поступает сигнал гетеродина, формируемый синтезатором частот приемника (частота гетеродина $f_r = 26070$ МГц, или 25930 МГц). На выходе смесителя выделяется сигнал промежуточной частоты, равный разности частот принимаемого сигнала и сигнала гетеродина ($f_{пр} = 70$ МГц). Однако при частоте сигнала гетеродина $f_r = 26070$ МГц и поступлении на вход смесителя сигнала помехи с частотой $f_n = 26140$ МГц, на выходе смесителя также выделится сигнал промежуточной частоты 70 МГц ($f_n - f_r = 26140 - 26070 = 70$ МГц). Такой канал приема называется зеркальным каналом.

$$f_{зк} = f_c + 2f_{пр} \quad (2.6)$$

Подавление (ослабление) зеркального канала может быть обеспечено полосовым фильтром, установленным в тракте, антенна-смеситель и настроенным на частоту принимаемого сигнала. В приемопередающих устройствах этот фильтр одновременно обеспечивает подавление сигнала передатчика (частота излучения собственного РПДУ всегда отличается от частоты принимаемого сигнала), поступающего на вход приемного устройства в результате работы на общее антенное устройство и неидеальной развязки передатчик – приемник. При выбранном значении промежуточной частоты приемника 70 МГц, применение одноконтурного входного фильтра обеспечивает малое ослабление сигнала зеркального канала. Величина ослабления может быть увеличена как увеличением промежуточной частоты приемника, так и применением фильтров, обеспечивающих более

значительное ослабление сигналов вне полосы рабочих частот приемного устройства.

2.5 Выбор и расчет полосового фильтра УПЧ. Расчет ГВЗ фильтра

В общем случае, если происходит перекрытие диапазонов частот выходного сигнала передатчика и побочных излучений, то для подавления побочных излучений с помощью неперестраиваемого полосового фильтра необходимо выполнение условия:

$$f_{\text{цп}} > 0,5(f_{\text{max}} - f_{\text{min}}), \quad (3.12)$$

где $f_{\text{цп}}$ – частота цифрового передатчика;

f_{min} , f_{max} – нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона частот РПДУ.

Из приведенного условия видно, что использование неперестраиваемого фильтра для подавления побочных излучений на выходе РПДУ, работающем в диапазоне частот 25,740 – 25,260 ГГц, значение частоты цифрового передатчика должно быть $f_{\text{цп}} > 0,5(25,740 - 26,260) = 0,26$ ГГц. В нашем случае $f_{\text{цп}} = 1$ ГГц, таким образом условие подавления побочных излучений с помощью неперестраиваемого полосового фильтра выполняется. Однако, в общем случае следует учитывать, что увеличение частоты передатчика приводит к увеличению погрешностей установления амплитуд и разности фаз квадратурных составляющих в цифровом передатчике, что ухудшает работу ЦСП. Для решения возникшей проблемы используют два метода:

Использование узкополосного перестраиваемого полосового фильтра, центральная частота которого всегда равна частоте передатчика. Этот фильтр обеспечивает подавление побочных излучений, частоты которых находятся в полосе частот РПДУ. Но при изменении выходной частоты РПДУ необходимо перестраивать частоту узкополосного перестраиваемого фильтра.

Недостатки:

- трудность создания перестраиваемого полосового фильтра в СВЧ диапазоне;
- нелинейность ФЧХ одноконтурного полосового фильтра;
- изменение частоты полосового фильтра при воздействии дестабилизирующих факторов (изменение температуры, радиация и так далее).

Использование двух смесителей сдвига частоты сигнала цифрового передатчика. В этом случае цифровой передатчик работает в диапазоне частот,

где может быть обеспечена малая погрешность установления амплитуд и фаз выходного сигнала, затем модулированный сигнал цифрового передатчика переносится на более высокую частоту, например 4 ГГц, а затем в диапазон частот, например 26 ГГц.

Цифровой синтезатор частоты

3.1 Структурная схема синтезатора частот

В цифровых синтезаторах частоты используется принцип обратной связи. Такой метод известен под названием фазовой синхронизации. Анализ систем косвенного синтеза основывается на рассмотрении устойчивости и области захвата частоты петли ФАПЧ вместо исследования побочных составляющих выходного колебания. При использовании этого метода широко применяются ГУН, программируемые делители частоты и фазовые дискриминаторы. Цифровой синтезатор частоты представляет собой систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), что изображено на рисунке 3.1.

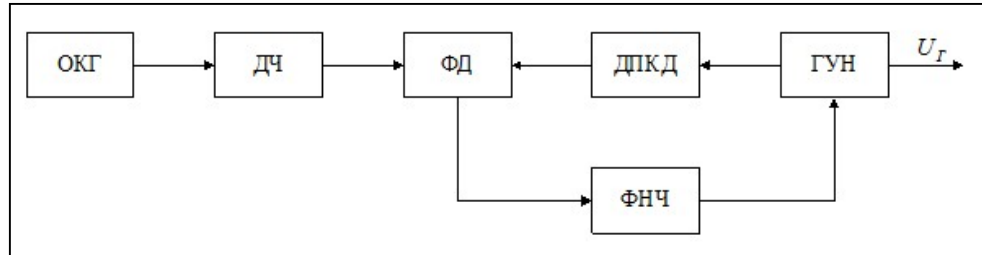


Рисунок 3.1 – Структурная схема цифрового синтезатора частот

где, ОКГ – опорный кварцевый генератор; ДЧ – делитель частоты; ФД – фазовый детектор; ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ФНЧ – фильтр нижних частот.

3.2 Выбор микросхем и расчет коэффициентов деления

Предположим, что частота опорного кварцевого генератора (ОКГ) равна 10 МГц ($f_{\text{окг}}=10$ МГц), так как частота опорного кварцевого генератора (ОКГ) лежит в диапазоне 5 – 15 МГц. Делитель частоты (ДЧ) уменьшает частоту ОКГ до частоты сравнения, которая по условию равной 1 МГц ($F_{\text{ср}} = 1$ МГц). В этом случае коэффициент деления делителя частоты равен:

$$K_{\text{дч}} = \frac{f_{\text{окг}}}{f_{\text{дч}}} = \frac{10^7}{1 \cdot 10^6} = 10. \quad (3.1)$$

Частота сравнения ОКГ поступает на один из входов фазового детектора, который выполняет математическую операцию перемножения входных сигналов. На второй вход фазового детектора через делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) поступает сигнал от генератора, управляемого напряжением (ГУН).

Поскольку нам необходимо обеспечить частоту выходного сигнала $f_{\text{вых}} = 26$ ГГц, то в этом случае значение коэффициента деления делителя с переменным коэффициентом деления равно:

$$K_{\text{ДПКД}} = \frac{f_{\text{вых}}}{f_{\text{ср}}} = \frac{12 \cdot 10^9}{1 \cdot 10^6} = 26 \cdot 10^3. \quad (3.2)$$

Предположим, что частота ГУН отличается от заданного значения $f_{\text{ГУН}}$ на величину ошибки $\Delta f_{\text{ГУН}}$. Частота на выходе ДПКД будет равна:

$$f_{\text{ДПКД}} = \frac{f_{\text{ГУН}} + \Delta f_{\text{ГУН}}}{K_{\text{ДПКД}}} = F_{\text{ср}} + \frac{\Delta f_{\text{ГУН}}}{K_{\text{ДПКД}}}. \quad (3.3)$$

В этом случае на входы фазового детектора поступают колебания двух различных частот: $F_{\text{ср}}$ – с делителя частоты и $\left(F_{\text{ср}} + \frac{\Delta f_{\text{ГУН}}}{K_{\text{ДПКД}}}\right)$ – с ДПКД.

$U_0 = \sin 2\pi F_{\text{ср}} t$ – сигнал с делителя частоты;

$U_{\Gamma} = \sin \left(2\pi F_{\text{ср}} + \frac{\Delta f_{\text{ош}}}{K_{\text{ДПКД}}}\right) t$ – сигнал с ДПКД.

Фазовый детектор выполняет математическую операцию перемножения входных сигналов. В результате перемножения на выходе фазового детектора формируется сигнал суммарной и разностной частоты:

$$U_2 = \sin \left(2\pi 2F_{\text{ср}} + \frac{\Delta f_{\text{ош}}}{K_{\text{ДПКД}}}\right) t \text{ и сигнал ошибки } U_{\text{ош}} = \sin \frac{\Delta f_{\text{ош}}}{K_{\text{ДПКД}}}.$$

Верхняя частота полосы пропускания фильтра нижних частот значительно меньше $F_{\text{ср}}$, поэтому на выходе ФНЧ выделяется только сигнал ошибки. Этот сигнал усиливается и поступает на управляющий вход ГУН, изменяя частоту ГУН таким образом, чтобы сигнал ошибки был равен нулю. В этом случае частота выходного сигнала ДПКД равна $F_{\text{ср}}$. В стационарном режиме частота ГУН всегда равна:

$$f_{\text{гун}} = F_{\text{ср}} \cdot K_{\text{ДПКД}} = 1 \cdot 10^6 \cdot 26 \cdot 10^3 = 26 \cdot 10^9 \quad (3.4)$$

Если значение $K_{\text{ДПКД}}$ увеличить на 1, то $K_{\text{ДПКД}1} = K_{\text{ДПКД}} + 1$, а выходная частота станет равной:

$$f_{\text{гун}} = F_{\text{ср}} \cdot (K_{\text{ДПКД}} + 1) = f_{\text{гун}} + F_{\text{ср}} = 26,001 \cdot 10^9 \quad (3.5)$$

Видно, что изменение коэффициента деления ДПКД на целое число единиц приводит к изменению частоты выходного сигнала ГУН на величину $F_{\text{ср}}$. Это означает, что частота выходного сигнала синтезатора частоты может принимать только дискретные значения, кратные частоте сравнения (говорят, что на выходе формируется сетка частот с шагом $F_{\text{ср}}$).

Время перестройки частоты выходного сигнала ГУН в основном определяется переходными процессами в ФНЧ и приблизительно $\tau_y = \frac{1}{F_{\text{Б}}}$.

Выходной сигнал цифрового синтезатора частоты имеет некоторую паразитную частотную модуляцию, обусловленную наличием в спектре реального фазового детектора спектральных составляющих F_{cp} , $2F_{cp}$ и так далее. Наиболее опасной является спектральная составляющая F_{cp} , так как для неё коэффициент передачи ФНЧ больше, чем для составляющих $2F_{cp}$, $3F_{cp}$ и так далее. С выхода ФНЧ спектральная составляющая F_{cp} поступает на управляющий вход ГУН, что приводит к частотной модуляции выходного сигнала ГУН синусоидальным напряжением с частотой F_{cp} .

Наличие частотной модуляции приводит к появлению в спектре выходного сигнала ГУН спектральных составляющих $(f_{ГУН} \pm F_{cp})$, что недопустимо, так как частоты $(f_{ГУН} \pm F_{cp})$ отведены для работы других радиопередающих средств. В соответствии с требованиями стандартов, уровень побочных излучений не должен превышать минус 70... минус 80 дБ, то есть составлять $10^{-7} \dots 10^{-8}$ от мощности ГУН частоты $f_{ГУН}$. Для обеспечения такого малого уровня побочных излучений в спектре выходного сигнала ГУН необходимо использовать фазовые детекторы с малым уровнем спектральных составляющих F_{cp} и значительное ослабление, вносимое ФНЧ на частоте F_{cp} .

При этом к полосе пропускания ФНЧ предъявляются противоречивые требования: увеличение полосы пропускания приводит к уменьшению времени перестройки частоты выходного сигнала, но при этом увеличивается значение коэффициента передачи ФНЧ на частоте сравнения, что приводит к увеличению уровня побочных составляющих в спектре выходного сигнала.

Уменьшение коэффициента передачи на частоте F_{cp} может быть обеспечено применением фильтров более высокого порядка. Однако, ФНЧ более высокого порядка, обеспечивая меньшее значение коэффициента передачи на частоте F_{cp} , вносит больший фазовый сдвиг. Максимальный фазовый сдвиг ФНЧ второго порядка составляет 180° , ФНЧ третьего порядка – 270° и так далее. Это приводит к тому, что обратная отрицательная связь, реализуемая в схеме ФАПЧ в области нижних частот, может превратиться в положительную обратную связь и при выполнении условия баланса амплитуд в петле ФАПЧ возникают колебания самовозбуждения. Поэтому применение в цепи обратной связи ФАПЧ ФНЧ второго порядка и более высоких порядков требует анализа устойчивости схемы ФАПЧ.

В настоящее время ведущие фирмы выпускают серийные ДПКД, работающие в диапазоне частот до 7 ГГц, а ГУН в диапазоне частот до 17 – 18 ГГц. Для совместной работы ГУН и ДПКД используют делители частоты на 2, которые работают на частотах до 18 – 20 ГГц. На рисунке 3.2 показана структурная схема синтезатора частот на 26 ГГц.

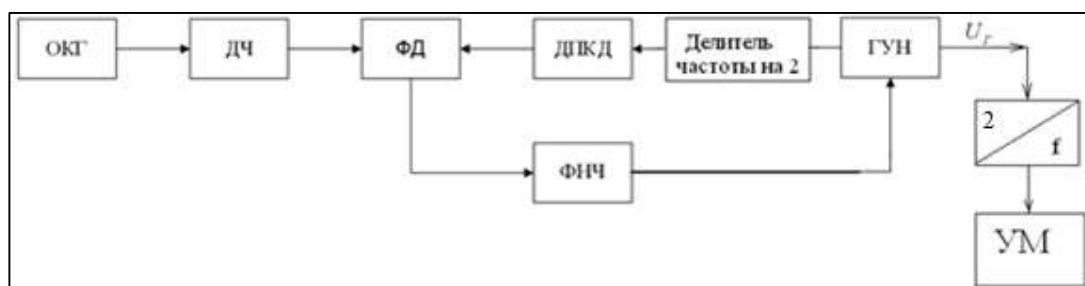


Рисунок 3.2 — Схема цифрового синтезатора частоты

Синтезаторы частот могут быть выполнены на различных микросхемах. В таблице 3.1 приведены параметры различных СЧ.

Table 1.

| Parameter | Min | Typ | Max | Unit | Test Conditions/Comments |
|-----------------------------------------------------------|------------------------|-----|------------------|-------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| RF CHARACTERISTICS | | | | | See Figure 1 for input circuit |
| RF Input Frequency (RF _{IN}) | 4.0 | | 18.0 | GHz | |
| RF Input Sensitivity | -10 | | +10 | dBm | |
| Maximum Allowable Prescaler Output Frequency ¹ | | | 350 | MHz | |
| REF _{IN} CHARACTERISTICS | | | | | For f < 10 MHz, ensure slew rate > 50 V/μs Biased at DV _{DD} /2 when input is ac-coupled |
| REF _{IN} Input Frequency | 10 | | 400 | MHz | |
| REF _{IN} Input Sensitivity | 0.8 | | DV _{DD} | V p-p | |
| REF _{IN} Input Capacitance | | | 10 | pF | |
| REF _{IN} Input Current | | | ±100 | μA | |
| PHASE DETECTOR | | | | | |
| Phase Detector Frequency ² | | | 100 | MHz | |
| CHARGE PUMP | | | | | Programmable, see Figure 17 |
| I _{CP} Sink/Source | | | | | With R _{SET} = 5.1 kΩ |
| High Value | | 5.0 | | mA | |
| Low Value | | 625 | | μA | With R _{SET} = 5.1 kΩ See Figure 17 |
| Absolute Accuracy | | 3 | | % | |
| R _{SET} | 5.1 | 5.1 | 5.1 | kΩ | T _A = 25°C |
| I _{CP} Three-State Leakage | | 1 | 2 | nA | 0.5 V ≤ V _{CP} ≤ V _P - 0.5 V |
| Sink and Source Current Matching | | 2 | | % | 0.5 V ≤ V _{CP} ≤ V _P - 0.5 V |
| I _{CP} vs. V _{CP} | | 1 | | % | V _{CP} = V _P /2 |
| I _{CP} vs. Temperature | | 2 | | % | |
| LOGIC INPUTS | | | | | The SPI interface is 1.8 V and 3 V logic compatible |
| V _{IH} Input High Voltage | 1.4 | | | V | |
| V _{IL} Input Low Voltage | | | 0.6 | V | |
| I _{INH} , I _{INL} Input Current | | | ±1 | μA | |
| C _{IN} Input Capacitance | | | 10 | pF | |
| LOGIC OUTPUTS | | | | | Open-drain output chosen, 1 kΩ pull-up resistor to 1.8 V CMOS output chosen |
| V _{OH} Output High Voltage | 1.4 | | | V | |
| V _{OH} Output High Voltage | DV _{DD} - 0.4 | | | V | |
| I _{OH} Output High Current | | | 500 | μA | |
| V _{OL} Output Low Voltage | | | 0.4 | V | |
| I _{OL} Output Low Current | | | 500 | μA | |
| POWER SUPPLIES | | | | | T _A = 25°C T _A = 25°C T _A = 25°C |
| AV _{DD} | 2.85 | | 3.15 | V | |
| DV _{DD} | 2.85 | | 3.15 | V | |
| V _P | 2.85 | | 3.15 | V | |
| I _{DD} ³ | | 27 | 30 | mA | |
| I _P ³ | | 4.5 | 5 | mA | |
| Power-Down Mode | | 1 | | μA | |

Таблица 3.1 — Параметры различных синтезатора частот ADF41020

Выберем синтезатор частот ADF41020, работающий в диапазоне частот 4 – 18 ГГц. ГУН работает на частоте 13(26/2) ГГц. Поэтому между ГУН и ДПКД схемы синтезатора включен прескалер (делитель частоты на 2, на микросхеме HMC364G8), его параметры отображены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 — Параметры прескалера PE9309

| Input Freq. (GHz) | Function | Input Power (dBm) | Output Power (dBm) | 100 kHz SSB Phase Noise (dBc/Hz) | Bias Supply |
|-------------------|-------------|-------------------|--------------------|----------------------------------|-------------|
| DC-12 | Divide by 2 | -15 to +10 | 5 | -145 | +5V, 110mA |

С выхода прескалера сигнал ГУН с частотой 13 ГГц поступает на ДПКД. Для формирования выходной частоты синтезатора 26 ГГц частота выходного сигнала ГУН умножается на 2 умножителем частоты. Мощность выходного сигнала умножителя составляет около 1 мВт, поэтому выходной сигнал умножителя частоты усиливается усилителем мощности.

4. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК И ВЫБОР МИКРОСХЕМ ДЛЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ ЦСП

4.1. Расчет коэффициента шума РПрУ

Выберем МШУ, который имеет следующие параметры:

- значение коэффициента шума $K_s = 2,0$ дБ;
- значение коэффициента усиления $K = 22$ дБ.

При бесконечно большом значении коэффициента усиления МШУ, коэффициент шума РПрУ определяется коэффициентом шума первого каскада. Наш усилитель имеет относительно небольшое значение коэффициента усиления (22 дБ), что сравнимо с потерями коэффициента передачи в следующем каскаде смесителя. Поэтому необходимо рассмотреть влияние следующих каскадов (смесителя) на шумы РПрУ.

Для расчета коэффициента шума РПрУ рассмотрим упрощенную структурную схему РПрУ (рис. 4.1).

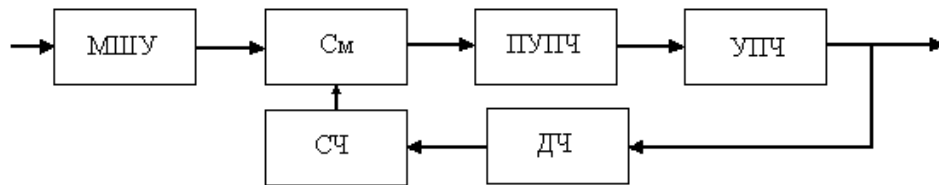


Рисунок 4.1 – Структурная схема РПрУ

Для упрощения схемы синтезатора частот РПрУ, используем субгармонический смеситель (работающий на второй гармонике частоты гетеродина). Коэффициент передачи такого смесителя составляет около минус 12 дБ. Рассмотрим упрощенную структурную схему РПрУ для двух вариантов.

1) МШУ выполнен на двух одинаковых усилителях. В этом случае приемное устройство может быть представлено в виде трех каскадов, имеющих следующие значения коэффициентов усиления:

$$K_1=22,0 \text{ дБ}; \quad K_2=22,0 \text{ дБ}; \quad K_3=-12,0 \text{ дБ};$$

$$W_1=2,0 \text{ дБ}; \quad W_2=2,0 \text{ дБ}; \quad W_3=2,0 \text{ дБ},$$

где K_1, K_2 – коэффициенты усиления СВЧ смесителя;

K_3 – коэффициент передачи смесителя;

W_1, W_2 – коэффициенты шума усилителя;

W_3 – коэффициент шума ПУПЧ.

Тогда значение коэффициента шума РПрУ равно:

$$k_s = 10^{\frac{W_1}{10}} + \frac{10^{\frac{W_2}{10}} - 1}{10^{\frac{k_1}{10}}} + \frac{10^{\frac{W_3}{10}} - 1}{10^{\frac{k_1+k_2+K_3}{10}}} = 1,6$$

или $K_{сдБ}=2,0$ дБ.

2) МШУ выполнен на двух одинаковых усилителях.

Тогда

$$k_s = 10^{\frac{W_1}{10}} + \frac{10^{\frac{W_3}{10}} - 1}{10^{\frac{k_1+K_3}{10}}} = 1,6$$

или $K_{сдБ}=2,0$ дБ.

Так как в двух случаях K_s равны, то можно использовать один каскад усиления. Тогда значение коэффициента шума РПрУ $K_s = 1,6$ ($K_{сдБ} = 2,0$ дБ).

4.2 Расчет энергетических характеристик

В соответствии с требованием задания на КП дальность связи должна составить 5 км. Определим необходимое значение мощности РПДУ для формата 16 КАМ в следующей последовательности.

1. Определим чувствительность приемного устройства СВЧ модуля:

$$P_{\text{Прmin}} = K_s \cdot k \cdot T_0 \cdot df, \quad (4.1)$$

где K_s – коэффициент шума РПрУ в раз ($K_s = 1,6$);

k – постоянная Больцмана;

T_0 – температура РПрУ в градусах Кельвина ($T_0 = 300$).

df – полоса частот системы связи для заданного формата (из первого раздела $df = 93,75 \cdot 10^6 \text{ Гц}$);

$$P_{\text{Прmin}} = 1,6 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 93,75 \cdot 10^6 = 6,21 \cdot 10^{-13} \text{ Вт.}$$

2. Определим мощность принимаемого сигнала для обеспечения заданного значения вероятности ошибки:

$$P_c = P_{\text{Прmin}} 10^{0,1C/\text{Ш}} = 6,21 \cdot 10^{-13} \cdot 10^{0,1 \cdot \frac{C}{\text{Ш}}} = 1,489 \cdot 10^{-10} \text{ Вт.}$$

Отношение сигнал/шум определено в первом разделе ($C/\text{Ш} = 23,8$ дБ).

Для обеспечения полученного значения мощности сигнала на входе приемного устройства на расстоянии $R = 5$ км мощность передатчика должна быть равна:

$$P_{\text{п}} = \frac{16 \cdot P_c \cdot \pi^2 \cdot R^3 \cdot A}{G_1 \cdot G_2 \cdot \lambda^2}, \quad (4.2)$$

где G_1, G_2 – коэффициенты усиления антенн, передающего и приемного устройств;

$$\lambda - \text{длина волны } (\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{13 \cdot 10^9} = 0,023 \text{ м});$$

A – ослабление сигнала на гидролокаторах (пыль, туман, дождь, снег и так далее.);

В соответствии с заданием диаметр антенного устройства не должен превышать 0,4 м.

Определим значение коэффициента усиления антенны:

$$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot S_{\text{эф}}}{\lambda^2}, \quad (4.3)$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь антенны, $S_{\text{г}}$ – геометрическая площадь раскрыва антенны.

$$S_{\text{эф}} = \frac{0,6}{0,8} \cdot S_{\text{г}} \quad (4.4)$$

$$S_{\text{г}} = \frac{\pi \cdot R^2}{4} = \frac{3,14 \cdot 0,16}{4} = 0,13 \text{ м}^2.$$

Тогда $S_{\text{эф}} = 0,1 \text{ м}^2$.

$$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot 0,1}{0,023^2} = 2375,49$$

$$P_{\text{п}} = \frac{16 \cdot P_{\text{с}} \cdot \pi^2 \cdot R^3}{G^2 \cdot \lambda^2} = 0,984 \text{ Вт} \cdot \text{м}.$$

Выбираем усилитель, имеющий значение выходной мощности в линейном режиме работы равную $P_{1\text{дБ}} = 0,984 \text{ м} \cdot \text{Вт}$. ($R = 5 \text{ км}$)

На рисунке 4.2 показана зависимость необходимой мощности РПДУ от дальности связи для различных форматов модуляции при отсутствии ослабления в атмосфере для вероятности ошибки 10^{-8} . Из рисунка видно, что с увеличением формата модуляции и постоянном значении мощности РПДУ, дальность связи уменьшается.

$$df(256) = 4.673 \times 10^7 \quad df(64) = 6.231 \times 10^7 \quad df(16) = 9.347 \times 10^7 \quad df(4) = 1.869 \times 10^8$$

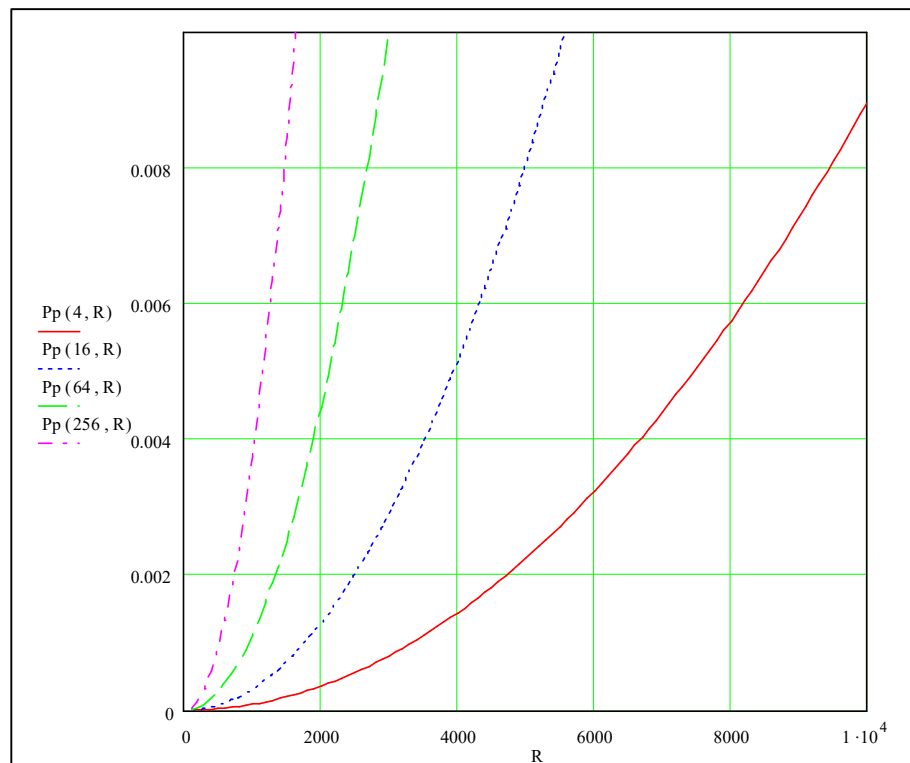


Рисунок 4.2 – Зависимость мощности передающего устройства от расстояния для различных форматов КАМ

Полученные выражения позволяют определить зависимость необходимой мощности передающего устройства от расстояния для различных форматов КАМ при отсутствии потерь на гидролокаторах. Из рисунка видно, что при мощности передатчика 1 м · Вт, при отсутствии потерь на гидролокаторах максимальное расстояние составляет:

- 3 км – для формата 256 КАМ;
- 5 км – для формата 64 КАМ;
- 8 км – для формата 16 КАМ;
- 12 км – для формата 4 КАМ.

При наличии дождя с интенсивностью 50 мм/час (сильный дождь) дополнительные потери составляют минус 1 дБ/км. Это приводит к значительному уменьшению дальности связи.

4.3 Выбор микросхем

В соответствии с исходными данными система связи должна обеспечить передачу цифрового сигнала 150 Мбит/с на расстоянии до 5 км используя формат 16 КАМ. Анализ современной элементной базы показал, что в настоящее время имеются недорогие усилители, обеспечивающие в диапазоне

частот до 40 ГГц значение коэффициента шума 2 дБ и мощность выходного сигнала 0,984 м · Вт. Усилители большей мощности имеют большую стоимость и меньшую номенклатуру.

Заключение

В данном курсовом проекте было выполнено проектирование системы приема и передачи информации, использующей КАМ-модуляцию формата 4. В результате проектирования была построена структурная схема приемопередающего устройства, а также приведено обоснование требований к основным его узлам. Также были разработаны отдельные модули системы. Особое внимание было уделено энергетическим параметрам ЦСП. Рассмотренные задачи особенно актуальны в силу того, что в настоящее время практически во всех странах на сетях связи существуют аналоговые системы передачи и ЦСП, но ведущей тенденцией является полный перевод всех сетей связи на ЦСП.

В результате выполнения работы получили следующие результаты:

- 1) проведен обзор различных видов и форматов модуляции, используемых в цифровых системах телекоммуникаций;
- 2) рассчитана полоса частот для формата 16 КАМ при скорости входного цифрового потока, равной 150 Мбит/с;
- 3) приведены требования к уровню линейных искажений и погрешности разности фаз квадратурных составляющих (данные требования приведены в таблицах 1.4–1.7).
- 4) определено необходимое отношение сигнал/шум с учетом неидеальных параметров тракта: $C/\Pi = 23,8$ дБ
- 5) Рассчитано значение коэффициента шума РПрУ: $K_s = 2,0$.
- 6) Рассчитано значение мощности выходного каскада РПдУ при отсутствии потерь в атмосфере: $P_{\Pi} = 0,984$ (м · Вт).

Список использованных источников

1. Муравьев В.В., Корневский С.А., Мищенко В.Н. Устройства СВЧ-систем телекоммуникаций (усилители, смесители, генераторы). – Мн.: БГУИР, 2007. – 71 с.
2. Корневский С.А. Методы и устройства формирования и обработки телекоммуникационных сигналов. Часть 3. Методическое пособие по курсовому проектированию для студентов специальностей “Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения”, “Многоканальные системы телекоммуникаций” /всех форм обуч. – Мн.: БГУИР, 2006. – 63 с.
3. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002.
4. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.
5. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: ЭКО-ТРЕДЗ, 1998.