

Модуляция и формирование сигналов с помощью генераторов сигналов компании R&S®

Обучающие материалы

Изделия:

I R&S®SMA100A	I R&S®SMBV100A
I R&S®SMB100A	I R&S®SMW200A
I R&S®SMC100A	I HM8134-3/HM8135
I R&S®SMF100A	I HMF2525/HMF2550
I R&S®SGMA	

Генераторы сигналов играют важную роль при проведении электроизмерений и испытаний. Они служат источниками тестовых сигналов, которые подаются на такие испытуемые компоненты, как фильтры, усилители или даже готовые модули с целью проверить их работу и изучить их поведение и характеристики. В первой части этих обучающих материалов описываются области применения и наиболее важные типы генераторов сигналов. Затем приводится описание схемы и функционирования аналоговых и векторных генераторов сигналов. Чтобы облегчить понимание характеристик, приведенных в технических данных, приводится обзор наиболее важных параметров генераторов сигналов.

Помимо формирования однотональных сигналов, ключевой функцией генераторов сигналов является создание сигналов с аналоговой и цифровой модуляцией. Поэтому во второй части этих материалов приводятся основные сведения обо всех основных методах аналоговой и цифровой модуляции.

Третья часть этих обучающих материалов содержит лабораторные упражнения по аналоговой и цифровой модуляции. Все описанные измерения были выполнены с помощью векторного генератора сигналов R&S®SMBV100A и анализатора спектра R&S®FSV.

Примечание – Актуальную версию этого документа можно найти на домашней странице компании R&S: <http://www.rohde-schwarz.com/appnote/1MA225>.

Содержание

1	Что такое генератор сигналов?	4
1.1	Зачем нужны генераторы сигналов?	4
1.2	Какие существуют типы генераторов сигналов?	5
1.2.1	Аналоговые генераторы сигналов	5
1.2.2	Векторные генераторы сигналов	19
1.2.3	Генераторы сигналов произвольной формы (ARB-генераторы)	33
1.3	Основные характеристики генератора сигналов	36
1.3.1	Фазовый шум	36
1.3.2	Паразитные составляющие	41
1.3.3	Стабильность частоты	46
1.3.4	Точность и время установки уровня	47
1.3.5	Модуль вектора ошибок (EVM)	48
1.3.6	Мощность в соседнем канале (ACP)	50
1.3.7	Согласование импедансов (КСВН)	51
2	Методы модуляции	57
2.1	Методы аналоговой модуляции	57
2.1.1	Амплитудная модуляция	58
2.1.2	Функция времени и частотный спектр сигнала амплитудной модуляции	58
2.1.3	Виды амплитудной модуляции	64
2.1.4	Угловая модуляция	67
2.1.5	Функция времени и частотный спектр	67
2.1.6	Дифференцирование частоты или фазовая модуляция при угловой модуляции	71
2.1.7	Частотная модуляция с предварительным искажением	72
2.1.8	Плюсы и минусы частотной и амплитудной модуляции	73
2.2	Методы цифровой модуляции	74
2.3	Принципы квадратурной (I/Q) модуляции	75
2.4	Цифровая модуляция синусоидальной несущей	77
2.4.1	Амплитудная манипуляция (АМн)	77
2.4.2	Частотная манипуляция (ЧМн)	78
2.4.3	Фазовая манипуляция (ФМн)	82
2.4.4	Квадратурная амплитудная модуляция (КАМ)	88
2.4.5	Сравнение различных методов фазовой манипуляции	91
2.4.6	Требования к коэффициенту амплитуды / линейности	92
2.5	Методы доступа	93

3	Лабораторные упражнения.....	95
3.1	Амплитудная модуляция.....	95
3.1.1	Измерительная установка	95
3.1.2	Измерение	96
3.2	Частотная модуляция	99
3.2.1	Измерительная установка	99
3.2.2	Измерение	99
3.3	Примеры цифровой модуляции	103
3.3.1	Измерительная установка	104
3.3.2	Конфигурации приборов.....	104
3.3.3	Измерение цифровых сигналов	107
4	Библиография	119

1 Что такое генератор сигналов?

Генератор сигналов формирует электрические сигналы с заданными временными характеристиками. В зависимости от типа генератора сигналов формируемый сигнал может меняться от простого синусоидального, пилообразного и прямоугольного до сигнала с аналоговой модуляцией, такой как АМ, ЧМ и ФМ, или даже до сигнала со сложной цифровой модуляцией, вроде тех, что используются в мобильной связи (GSM, UMTS, LTE и т.п.). Диапазон частот может меняться от нескольких кГц до десятков ГГц. С помощью использования внешнего умножителя частоты можно получить сигнал частотой до нескольких сотен ГГц. Частота выходного сигнала, как правило, может меняться с очень маленьким шагом (< 1 Гц).

ВЧ-генераторами, используемыми в производственных автоматических тестовых системах, можно дистанционно управлять через LAN-соединение, USB-порт или GPIB-порт, в зависимости от доступного оборудования.

Генераторы ВЧ-сигналов можно разделить на два основных класса:

- ┆ Аналоговые генераторы сигналов
- ┆ Векторные генераторы сигналов

1.1 Зачем нужны генераторы сигналов?

Генераторы сигналов, в основном, используются при разработке и производстве электронных модулей и компонентов. Сигнал, формируемый генератором, подается на испытуемый ВЧ-модуль (усилитель, фильтр и т.п.). Затем выходной сигнал модуля анализируется с помощью подходящего контрольно-измерительного оборудования, например анализатора спектра или сигналов, осциллографа, измерителя мощности и т.д. (см. [рисунок 1-1](#)). На основе результатов такого анализа можно определить, корректно ли модуль выполняет свои функции. Помимо стандартных функций выбора частоты, амплитуды и режима модуляции, современные генераторы сигналов также обладают способностью добавлять шум к тестовому сигналу или имитировать многолучевое распространение (замирание) входного сигнала. Таким образом, появляется возможность изучить работу приемника при наличии сильно зашумленных сигналов, которые, к тому же, достигли входа после многократного переотражения.

Хотя в строгом смысле генераторы сигналов не являются измерительным оборудованием, благодаря описанным выше функциям они все же являются тестовыми передатчиками.

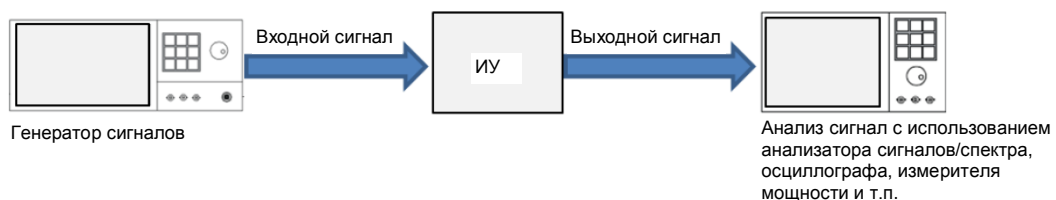


Рисунок 1-1 – Генератор сигналов формирует тестовый сигнал для функционального тестирования ИУ

1.2 Какие существуют типы генераторов сигналов?

Выбор подходящего генератора сигналов всегда определяется областью применения. Важными критериями являются диапазон частот, диапазон уровней, чистота спектра, доступные типы модуляции (аналоговая, цифровая) и возможность добавления определенных помех к сигналу (шум, имитация многолучевого распространения).

Простые генераторы низкочастотных сигналов называются **тональными генераторами**. Как правило, тональный генератор формирует синусоидальный, прямоугольный или пилообразный электрический сигнал в слышимом человеческим ухом диапазоне, т.е. от 20 Гц до 20 000 Гц. Можно вручную настроить как частоту, так и амплитуду выходного сигнала. Тональные генераторы чаще всего используются в контрольно-измерительной аппаратуре для акустических и электроакустических приборов в сочетании с подходящим измерителем уровня звука. Например, таким способом можно определить наличие требуемого уровня на выходе передатчика тонального сигнала. При измерениях с переменной входной частотой можно дополнительно использовать подходящий измеритель уровня (например, осциллограф, анализатор спектра, измеритель мощности) для измерения полной частотной характеристики передающей системы, постоянно изменяя входную частоту сигнала генератора или используя в качестве источника сигнала анализатор спектра.

Генераторы сигналов, которые могут формировать только простые периодические сигналы, называются **генераторами стандартных сигналов**. Как правило, они могут формировать синусоидальные, прямоугольные и треугольные колебания. Современные генераторы стандартных сигналов в большинстве своем цифровые. Их работа основана на прямом цифровом синтезе (DDS, см. также раздел 1.2.1.1) и они могут формировать различные периодические сигналы. Примером использования генераторов стандартных сигналов может служить проверка таких электронных схем, как усилители и фильтры.

Генераторы ВЧ-сигналов используются для формирования высокочастотных синусоидальных колебаний. Также они часто содержат функцию качания частоты, позволяющую проводить повторяющуюся развертку в заданном диапазоне частот. Диапазон частот может достигать от нескольких кГц до десятков ГГц. ВЧ-генераторы разделяются на две категории: **аналоговые или векторные генераторы сигналов**. Аналоговые генераторы сигналов позволяют формировать сигналы с частотной и амплитудной модуляцией. Они также могут формировать импульсные сигналы. Генераторы векторных сигналов к тому же способны формировать сигналы с цифровой модуляцией для различных стандартов мобильной связи, цифрового радио и ТВ и т.п. Как и аналоговые генераторы сигналов, векторные генераторы сигналов также могут модулировать высокочастотные несущие сигналы.

Генераторы сигналов произвольной формы (ARB-генераторы) – это векторные генераторы сигналов, для которых данные модуляции рассчитываются заранее (а не в реальном масштабе времени) и хранятся в памяти прибора. Выходной сигнал такого генератора всегда является модулирующим. Преимуществом таких генераторов является то, что они способны формировать сигнал практически любой формы и повторять его практически с любой требуемой частотой. ARB-генераторы используются как универсальные источники сигналов при разработке новых устройств, научных исследованиях, испытаниях и техническом обслуживании.

В следующем разделе этих обучающих материалов приводится более подробный обзор генераторов ВЧ-сигналов (аналоговых, с векторной модуляцией) и генераторов сигналов произвольной формы.

1.2.1 Аналоговые генераторы сигналов

Основной задачей аналоговых генераторов сигналов является формирование высококачественных ВЧ-сигналов. Они обеспечивают функционирование режимов АМ / ЧМ и ФМ модуляций. Многие приборы также способны формировать высокочастотные импульсные сигналы с заданными характеристиками.

Аналоговые генераторы сигналов работают на частотах вплоть до СВЧ диапазона. Помимо качания частоты в заданном диапазоне частот, некоторые приборы также могут в заданных пределах выполнять развертку уровня выходного сигнала. Благодаря такой возможности эти генераторы способны формировать часть сигналов генератора стандартных сигналов, в частности, пилообразный и треугольный.

Как уже упоминалось, уровни с заранее заданным коэффициентом заполнения позволяют выводить повторяющуюся последовательность прямоугольных импульсов. Аналоговые генераторы обычно имеют следующие характеристики:

- ┌ Очень высокая чистота спектра (отсутствие гармоник), к примеру –100 дБн
- ┌ Очень низкий собственный широкополосный шум, к примеру –160 дБн
- ┌ Очень низкий однополосный фазовый шум, к примеру –140 дБн/Гц (отстройка от несущей 10 кГц, $f = 1$ ГГц, полоса измерений 1 Гц)

Варианты применения аналоговых генераторов сигналов:

- ┌ Формирование стабильного опорного сигнала, используемого в качестве гетеродинного, например, при измерении фазового шума или в качестве калибровочного опорного сигнала
- ┌ Универсальный прибор для измерения коэффициента усиления, линейности, полосы частот и т.п.
- ┌ При разработке и тестировании ВЧ и других полупроводниковых микросхем, например, аналогово-цифровых преобразователей
- ┌ Для испытаний приемников (двухтональные испытания, генерация помеховых сигналов и сигналов блокирования)
- ┌ Для испытаний на электромагнитную совместимость (ЭМС)
- ┌ В составе автоматического испытательного оборудования (АИО) на производстве
- ┌ В приложениях авиационной электроники (таких как система ближней навигации VOR, система инструментальной посадки самолетов ILS)
- ┌ Для испытаний радиолокационных систем (РЛС)
- ┌ Для военных целей

На [рисунке 1-2](#) показан пример специальной последовательности импульсов для РЛС:

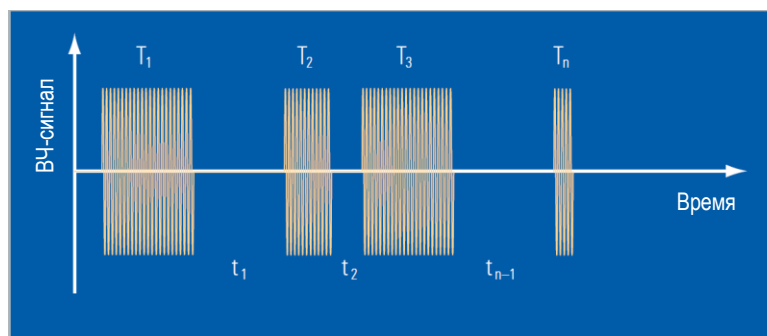


Рисунок 1-2 – Комбинация импульсов разной длительности и межимпульсных интервалов для РЛС

Аналоговые генераторы сигналов доступны во всех ценовых диапазонах с различными характеристиками. Для выбора подходящей модели можно использовать критерии, приведенные в разделе [1.3 «Основные характеристики генератора сигналов»](#). К типовым характеристикам относятся заданный уровень выходной мощности, скорость установки уровня и частоты, различная точность установки уровня и частоты, низкий КСВН или даже корпус и вес прибора.

1.2.1.1 Схема и принцип действия аналогового генератора сигналов

На [рисунке 1-3](#) приведена базовая схема аналогового генератора ВЧ-сигналов.

Генератор сигналов состоит из трех основных функциональных блоков:

- ┌ Синтезатор, формирующий колебания
- ┌ Автоматический регулятор уровня для стабилизации уровня выходного сигнала
- ┌ Выходной каскад с усилителями и ступенчатыми аттенюаторами для управления выходной мощностью

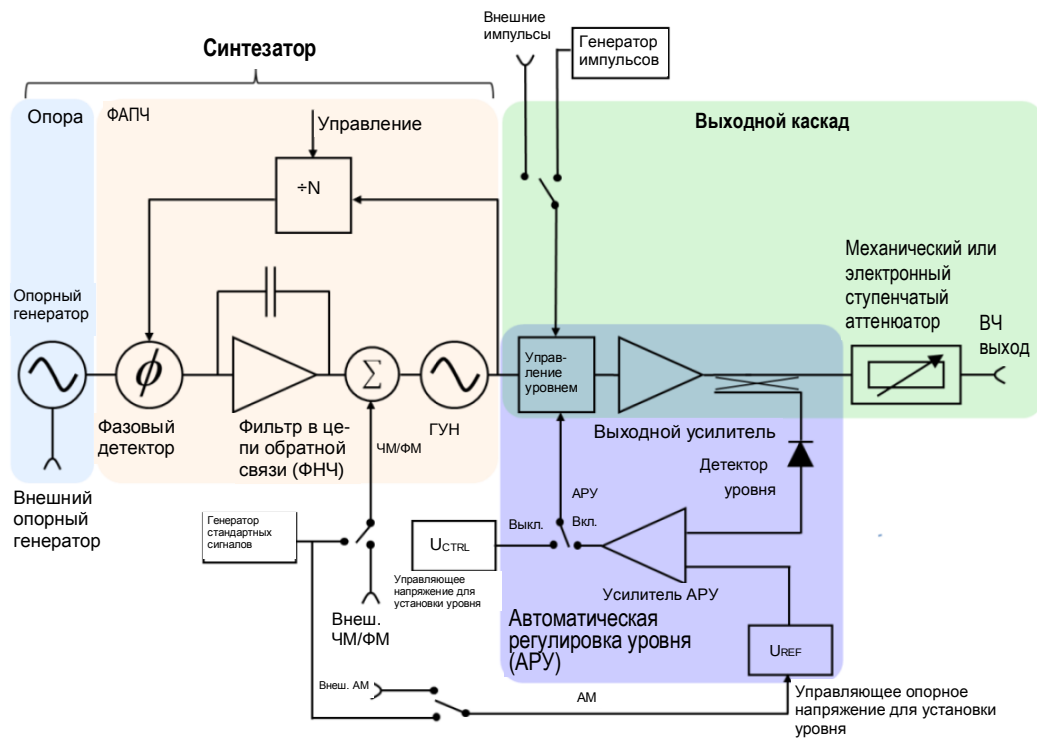


Рисунок 1-3 – Блок-схема аналогового генератора ВЧ-сигналов

Синтезатор:

Ядром генератора является синтезатор, формирующий колебания. Термин синтезатор описывает принцип формирования колебаний с помощью умножения и деления частоты фиксированного опорного сигнала кварцевого генератора (опорного генератора). Как правило, генератор сигналов можно использовать с внешним источником опорного сигнала, подключенного к соответствующему частотному входу. Такой подход позволяет синхронизироваться с другими измерительными приборами, например, с анализатором спектра. Так как частота кварцевого генератора обладает долговременной стабильностью и слабо зависит от температуры, такие генераторы используются для формирования опорной частоты. Качество генератора, как правило, определяется стабильностью его амплитуды, частоты и фазы. Стабильность можно повысить, если использовать кварцевый генератор с температурной компенсацией (ТСХО). Он состоит из генератора, управляемого напряжением (ГУН), и схемы стабилизации, которая компенсирует температурную зависимость генератора. Точность частоты таких генераторов составляет порядка 100 чнм (чнм: частей на миллион, т.е. 10^{-6}), что делает их в десять тысяч раз более точными, чем резонансные LC-цепи на дискретных компонентах. Тем не менее, ТСХО все же обладают небольшим температурным дрейфом частоты, который недопустим в высокоточных приложениях. Чтобы еще больше увеличить точность частоты, для

большинства генераторов сигналов также предлагаются опциональные термостатированные кварцевые генераторы (ОСХО). В случае ОСХО кварцевый генератор помещается в отапливаемую камеру с управляемой температурой. Повышая температуру кристалла и схемы генератора выше комнатной, можно еще больше повысить стабильность частоты генератора, что позволяет достичь еще большей точности, чем без нагревания. В зависимости от типа используемого генератора, диапазон рабочих температур находится в пределах от +30 °С до +85 °С. Таким способом можно получить уровень точности в тысячу раз больший, чем у ТСХО, порядка 0,001 чнм или 10^{-9} . Дрейф частоты, вызванный старением генератора, также уменьшается. В этом случае, достигается улучшение до 100 раз, от 10^{-6} / год до 10^{-8} / год. Так как старения опорного генератора избежать нельзя, то, в зависимости от приложения, для уменьшения абсолютной погрешности может потребоваться проводить периодическую подстройку опорной частоты.

Умножение частоты, как правило, выполняется с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Базовая схема системы ФАПЧ показана на [рисунке 1-4](#).

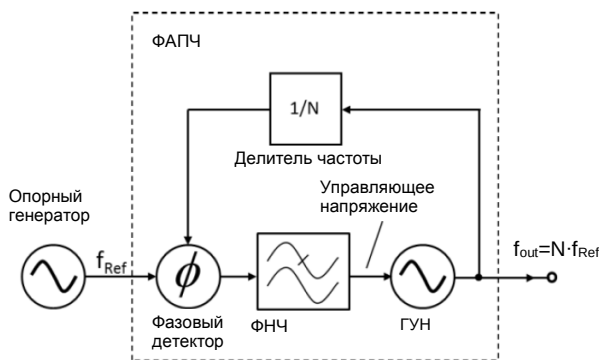


Рисунок 1-4 – Блок-схема системы ФАПЧ

Цепь состоит из замкнутого контура. В него входят три функциональные группы: фазовый детектор для компенсации фазы, контурный фильтр низких частот для фильтрации высокочастотных составляющих из управляющего напряжения фазового детектора и генератор, управляемый напряжением (ГУН). Входными и выходными параметрами системы ФАПЧ являются частоты. В замкнутом контуре фазовый детектор осуществляет сравнение фазового сдвига генератора, управляемого напряжением (ГУН) и фазового сдвига опорного генератора. Полученная разница используется для формирования управляющего напряжения, которое в свою очередь используется для регулировки фазового сдвига генератора несколько раз в секунду. Принцип ФАПЧ используется для умножения частоты в генераторе сигналов. Для этого производится деление выходной частоты ГУН на целое число N с помощью цифрового программируемого делителя частоты, выходной сигнал с которого подается на фазовый детектор через цепь обратной связи (ФАПЧ с целочисленным умножением). В замкнутом контуре ФАПЧ выходная частота f_{out} , таким образом, будет точно в N раз больше входной частоты f_{in} опорного генератора. Главным преимуществом такого подхода является то, что генерируемая частота может изменяться в широком диапазоне частот, одновременно обладая такой же стабильностью и точностью, как частота опорного кварцевого генератора.

Недостатком такого подхода является то, что выходная частота является кратной входной частоте, шаг разрешения по частоте равен опорной частоте. Чтобы реализовать минимальное возможное разрешение, частоту опорного генератора можно разделить до системы ФАПЧ с помощью делителя частоты. Для получения высоких частот из-за итогового маленького шага приходится выбирать соответствующий большой коэффициент делителя N (работает как множитель для

выходной частоты системы ФАПЧ). Это оказывает отрицательное влияние на фазовый шум (см. также раздел 1.3.1) выходного сигнала, который увеличивается на $20 \log(N)$ дБ. В этом случае для генератора сигналов с шагом по частоте 100 кГц и максимальной выходной частотой 1 ГГц фазовый шум увеличивается для 1 ГГц на $\log(10000)$ дБ = 80 дБ. Уменьшение опорной частоты приводит к сужению полосы захвата. Время захвата напрямую зависит от полосы захвата. Чем меньше полоса, тем медленнее работает система ФАПЧ.

Для того чтобы обойти указанные выше недостатки большого коэффициента делителя и соответствующее ухудшение фазового шума, синтезаторы могут строиться на основе нескольких систем ФАПЧ, как показано на рисунке 1-5.

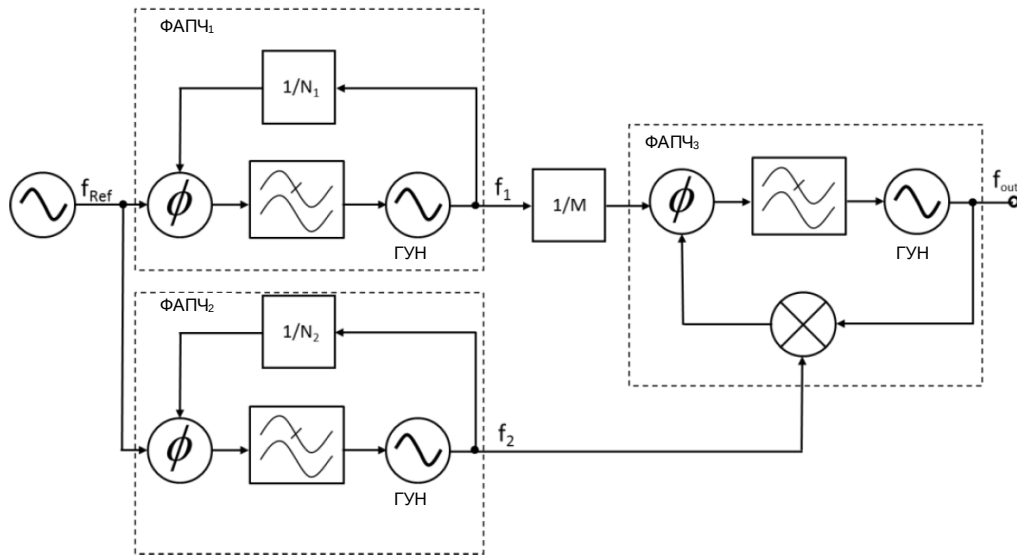


Рисунок 1-5 – Многоконтурный синтезатор (несколько систем ФАПЧ)

Для реализации малого шага по частоте частотный делитель помещается в верхний сигнальный тракт на выходе первой системы ФАПЧ (ФАПЧ1). Большие шаги по частоте реализованы в нижнем сигнальном тракте с помощью второй системы ФАПЧ (ФАПЧ2). Выходная частота после еще одной системы ФАПЧ (ФАПЧ3), которая содержит смеситель в цепи обратной связи, описывается следующим выражением (с использованием коэффициентов делителя N_1 , N_2 и M):

Уравнение 1-1:

$$f_{out} = f_{ref} \cdot \left(\frac{N_1}{M} + N_2 \right)$$

Например, если $N_1 = 100$, $M = 100$ и $N_2 = 99$, при опорной частоте $f_{ref} = 10$ МГц с помощью приведенной выше формулы можно получить значение выходной частоты 1 ГГц ($f_{out} = 1$ ГГц). Минимальный шаг по частоте равен 100 кГц. По сравнению с системой ФАПЧ с рисунка 1-4, значительно меньшие значения делителя приводят к уменьшению фазового шума выходного сигнала. Кроме того, из уравнения 1-1 становится понятно, что выбрав подходящие значения коэффициентов N_1 и M в системе с несколькими ФАПЧ можно получить дробные значения входной частоты и, таким образом, очень маленькие шаги по частоте. Недостатком системы с несколькими ФАПЧ является то, что для стабилизации выходного сигнала требуется ожидать захвата всех систем ФАПЧ, что не позволяет реализовать очень малые времена установления.

В целом, при расчете параметров систем ФАПЧ с целочисленным умножением, требование к высокому разрешению по частоте противоречит требованию к чистоте спектра и короткому времени захвата. Системы с несколькими ФАПЧ позволяют получить малый шаг по частоте при низком уровне фазового шума. Однако время установления частоты в таких системах часто оказывается неподходящим для многих приложений, таких как испытания на производстве.

Для получения малого времени установления современные генераторы сигналов содержат делитель частоты в цепи обратной связи ФАПЧ, который делит частоту ГУН с помощью набора коэффициентов делителя (см. [рисунок 1-3](#)).

Для этого постоянно во времени меняются коэффициент делителя из набора целых чисел, чтобы в среднем получилось требуемое дробное число. Например, для получения числа 100,5, одну половину времени частота делится на 100, а оставшуюся половину времени – на 101. В среднем получается требуемое значение 100,5. Системы, работающие по такому принципу, называются системы ФАПЧ с дробным коэффициентом умножения или синтезаторы с дробным коэффициентом умножения. Однако при таком подходе на выходе появляются дробные помеховые частоты, которые необходимо компенсировать или отфильтровывать, используя соответствующие меры противодействия (дельта-сигма метод). Синтезаторы частот с дробным умножением могут обеспечить бесконечно малый шаг по частоте при малом времени установления и очень хорошей спектральной чистоте. Для дальнейшего уменьшения фазового шума синтезаторы с дробным коэффициентом умножения также выполняется в виде многоконтурных систем, в соответствии с [рисунком 1-5](#).

Синтезаторы с самым низким уровнем фазового шума основаны на концепции прямого цифрового синтеза (direct digital synthesis, DDS). Такой подход базируется на методе цифровой обработки сигналов для генерации периодических сигналов с ограниченным спектром с бесконечно малым шагом по частоте. Системы DDS сегодня являются вторым по распространенности после систем ФАПЧ методом генерации сигналов с точно регулируемой частотой в МГц диапазоне, и они нашли широкое применение в области контрольно-измерительного оборудования.

Так как цифроаналоговые преобразователи еще не способны генерировать высокие частоты, системы DDS работают с частотами до 1 ГГц. Генераторы сигналов (генераторы стандартных сигналов) в диапазоне частот до нескольких сотен МГц чаще всего сделаны на основе DDS. Чтобы использовать преимущества систем с ФАПЧ и DDS генераторы сигналов для высоких частот используют комбинацию этих двух методов.

На [рисунке 1-6](#) показана стандартная схема системы DDS.

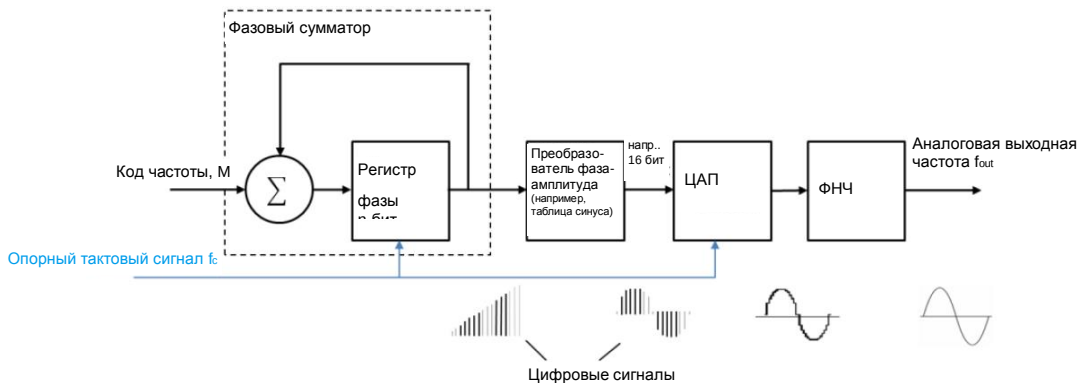
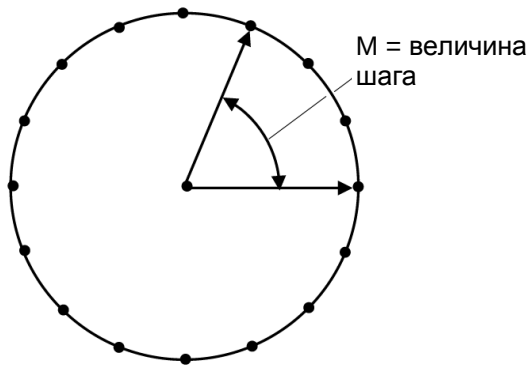


Рисунок 1-6 – Блок-схема системы DDS

Система DDS построена на фазовом сумматоре, который состоит из цифрового сумматора и регистра, включенного в цепь обратной связи. В регистре хранится текущий фазовый угол. Для каждого такта фазовый сумматор добавляет подаваемый на вход код частоты через цепь обратной связи и регистр фазы, работая как двоичный счетчик. Цифровой код частоты, длина которого меняется в диапазоне от 24 до 48 битов, фактически представляет собой выходную частоту. Текущее значение счетчика соответствует определенному фазовому углу. Фазовый сумматор также можно рассматривать в виде колеса цифрового фазового угла, как показано на [рисунке 1-7](#), разделенного на n одинаковых частей. На колесе фазового угла также находится вектор, вращающийся на заданное число точек или угловых единиц за каждый такт опорного сигнала. Выходная частота изменяется с изменением кода частоты M , который также можно рассматривать как величину шага. При шаге вектора $M = 1$ и 32 битном фазовом сумматоре необходимо 2^{32} тактовых импульса для оборота вектора фазы на 360° . После переполнения фазового сумматора, новый цикл начинается с фазового угла 0° . Если $M = 2$, вектор будет пропускать каждую вторую точку и, следовательно, вращаться вдвое быстрее, удваивая выходную частоту. Частотное разрешение относительно тактовой частоты, достигаемое в системах DDS, определяется разрядностью слова фазового сумматора. Типичная разрядность слова равна 32 битам, что при системной частоте 200 МГц соответствует разрешению по частоте порядка 0,046 Гц при теоретической максимальной выходной частоте, равной половине тактовой частоты, т.е. 100 МГц.



n	Число точек 2^n
8	256
12	4096
16	65536
20	1048576
24	16777216
28	268435456
32	4294967296
48	281474976710656

Рисунок 1-7 – Колесо цифрового фазового угла

Цифровое выходное значение сумматора фазы передается в фазоамплитудный преобразователь, который конвертирует фазовую информацию в амплитуду на основе сохраненного сигнала (см. [рисунк 1-8](#)).

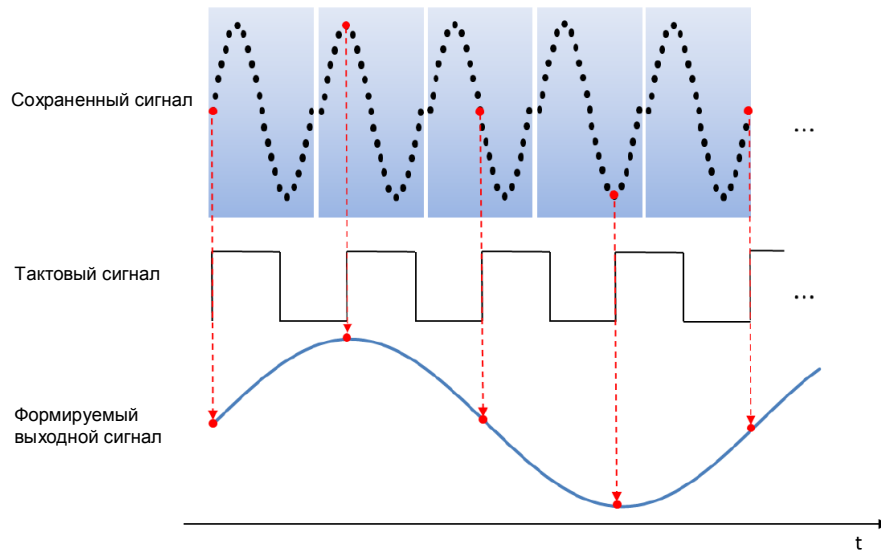


Рисунок 1-8

Частота, создаваемая таким образом, вычисляется следующим образом:

Уравнение 1-2:

$$f_0 = \frac{M \cdot f_c}{2^n}$$

где:

M – код частоты (величина шага),

f_c – тактовая частота,

2^n – число точек сохраненного сигнала.

Максимально возможная частота, исходя из теоремы отсчетов, составляет $f_0 = \frac{f_c}{2}$.

Иными словами, должно соблюдаться соотношение $M \leq 2^{n/2}$.

После фазоамплитудного преобразователя цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) конвертирует последовательные цифровые данные в аналоговый ступенчатый сигнал, который затем преобразуется в синусоидальный сигнал с помощью фильтра низких частот.

Спектральная чистота выходного сигнала, в основном, определяется цифро-аналоговым преобразователем. Точность генерируемого сигнала зависит от качества тактового сигнала и разрешения (числа отсчетов квантованного синусоидального колебания). Так как системе с DDS не требуется ожидать время захвата как у систем ФАПЧ, такой подход в сочетании с ЦАП позволяет изменять частоту со временем установления в диапазоне нс.

На [рисунке 1-9](#) показаны характеристики фазового шума для генератора сигналов с системой DDS и без системы DDS. В диапазоне низких частот до порядка 250 МГц (синяя кривая), использование системы DDS (показано сравнение со стандартным синтезатором на основе системы ФАПЧ) дает значительное уменьшение фазового шума.

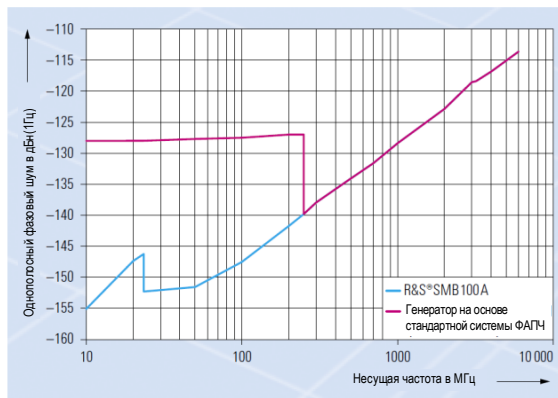


Рисунок 1-9 – Фазовый шум систем с DDS и без DDS

Помимо синусоидального сигнала, система DDS позволяет относительно легко формировать другие часто используемые сигналы. Так как фаза внутри каждого периода изменяется линейно и затем снова обнуляется, значение фазы можно напрямую подавать на выход для формирования пилообразного сигнала. Так же просто можно генерировать и треугольный сигнал. В этом случае значение фазы можно интерпретировать как двоичное число со знаком, после чего вычисляется абсолютное значение. Поэтому системы DDS часто используются как цифровые генераторы стандартных сигналов.

Систему DDS легко можно реализовать на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), цифровых сигнальных процессоров (DSP) или даже специализированных интегральных схем (СИС). С помощью соответствующих функциональных дополнений на системах DDS легко реализовать ЧМ/ФМ-модуляцию или амплитудную модуляцию выходного сигнала. Системы DDS со встроенным ЦАП в настоящее время доступны с тактовыми частотами свыше 1 ГГц.

Вне зависимости от используемого типа синтезатора, описанного выше, также имеется возможность использовать генератор сигналов в качестве генератора развертки, добавив схему управления частотой. Другими словами, частота выходного сигнала будет изменяться в диапазоне, задаваемом начальной и конечной частотами, с определенным разрешением по частоте. Вместе с анализатором спектра генератор сигналов можно использовать как следящий генератор, например, для измерения частотной характеристики фильтра. Многие генераторы сигналов и анализатор имеют соответствующие функции для синхронизации, задания частоты и т.п. через интерфейсы дистанционного управления.

Помимо точности установки частоты и качества формируемого сигнала, важными характеристиками генератора сигналов являются точность установки уровня и величина диапазона перестройки уровня. Как показано на [рисунке 1-3](#), сигнал, формируемый синтезатором, подается через выходной каскад на выходной разъем генератора. Выходной каскад в основном и служит для управления уровнем. Поэтому, он включает схему автоматической регулировки уровня (APU), а также ступенчатые аттенюаторы и, в зависимости от модели генератора, дополнительные усилители мощности для формирования высоких уровней мощности.

Автоматическая регулировка уровня (APU):

Автоматическая регулировка уровня (APU) находится в выходном каскаде перед ступенчатым аттенюатором. На [рисунке 1-10](#) показана схема и принцип действия системы. APU выполняет три задачи:

- 1 Установка уровня с малым шагом (до 0,01 дБ)

- Поддержание постоянного значения уровня в диапазоне температур и во времени
- Амплитудная модуляция (АМ) путем изменения входного значения

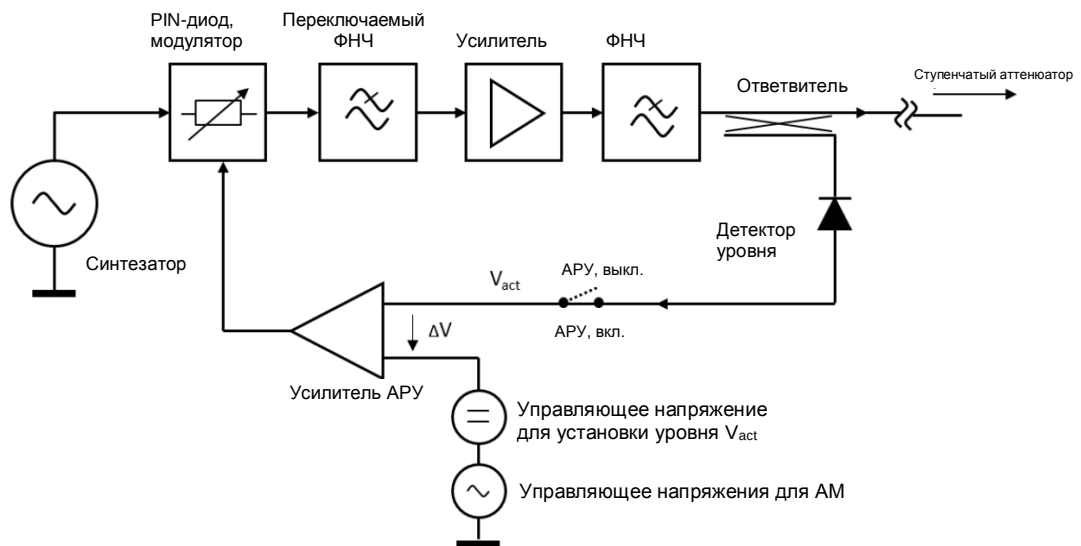


Рисунок 1-10 – Схема автоматической регулировки уровня (APU)

Для управления уровнем сигнал синтезатора подается на PIN-диодный модулятор. PIN-диод для высоких частот представляет собой сопротивление, управляемое постоянным током, которое используется для управления амплитудой сигнала. Переключаемые фильтры нижних частот предназначены для подавления гармоник. Расположенный далее усилитель позволяет компенсировать внутренние потери модулятора. Гармоники, находящиеся выше максимальной выходной частоты синтезатора, подавляются последующим фильтром нижних частот. В случае работы системы АРУ, управляющий контур постоянно поддерживает выходной сигнал на требуемом уровне. Управление реализовано с помощью направленного ответвителя с известным коэффициентом потерь, который используется для передачи части выходного сигнала на детекторный диод. Усилитель АРУ в цепи обратной связи сравнивает опорное напряжение V_{ref} , равное заданному выходному уровню, с фактическим выходным напряжением V_{act} . Исходя из разницы между двумя напряжениями, формируется корректирующее постоянное напряжение для управления PIN-диодом. Система АРУ позволяет получить очень точное электронное ослабление уровня с диапазоном до 40 дБ, например от -15 до $+25$ дБмВт, с очень маленьким шагом вплоть до 0,01 дБ. Используя систему АРУ, с помощью изменения управляющего напряжения (V_{ref}) модулирующим сигналом можно легко получить амплитудную модуляцию.

Для большинства приложений система АРУ, как правило, включена. Однако в случае сигналов с импульсной модуляцией система АРУ приведет к изменениям уровня выходной последовательности импульсов. Поэтому генераторы сигналов, содержащие систему АРУ, позволяют ее отключить. Еще одним примером отрицательного влияния системы АРУ являются многотональные измерения с использованием двух генераторов сигналов. На [рисунке 1-11](#) многотональные измерения используются для определения точки пересечения третьего порядка (IP3) усилителя. На усилитель через ВЧ сумматор подаются два сигнала с одинаковым уровнем и разными частотами f_1 и f_2 . Спектр выходного сигнала усилителя измеряется с помощью анализатора спектра. По коэффициенту третьей гармоники a_{IM3} (разница в уровне между первой и третьей гармоникой), можно вычислить точку пересечения IP3.

Многие анализаторы спектра для вычисления и отображения точки пересечения IP3 используют специальную измерительную функцию.

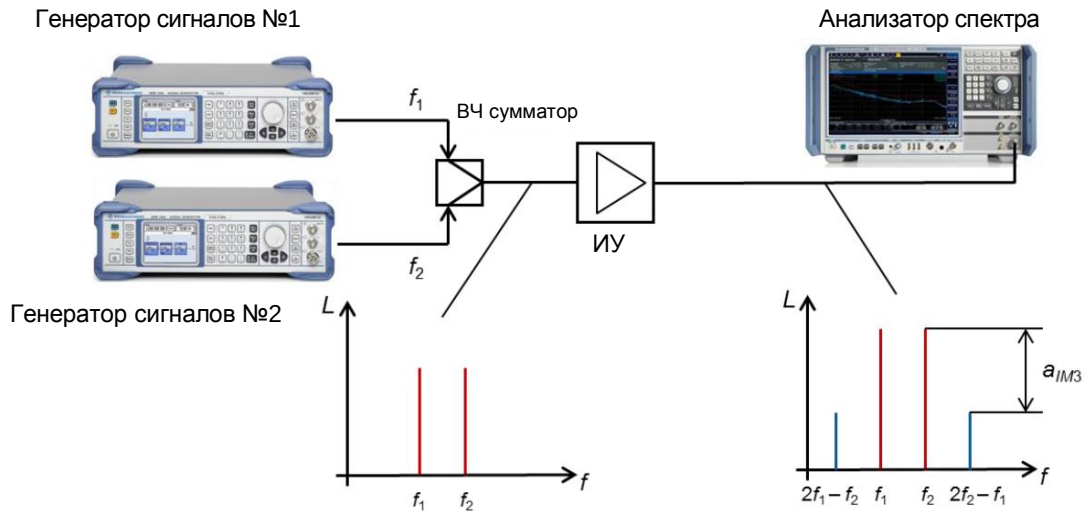


Рисунок 1-11 – Установка для измерения точки пересечения IP3 усилителя

На [рисунке 1-12](#) показано влияние системы АРУ на результат многотональных измерений. Не смотря на то, что ИУ не включен в измерительную установку, на выходе ВЧ-сумматора появляются не только первые гармоники с частотами f_1 и f_2 , но и интермодуляционные составляющие. Причина заключается в неидеальности ВЧ-сумматора и направленного ответвителя системы АРУ. Если разница частот между сигналами генератора находится в пределах управляющей полосы частот системы АРУ, часть выходного сигнала генератора 2 или генератора 1 будет, как помеховый сигнал, попадать в управляющий контур системы АРУ другого генератора (на [рисунке 1-12](#) показано только влияние генератора 2 на генератор 1).

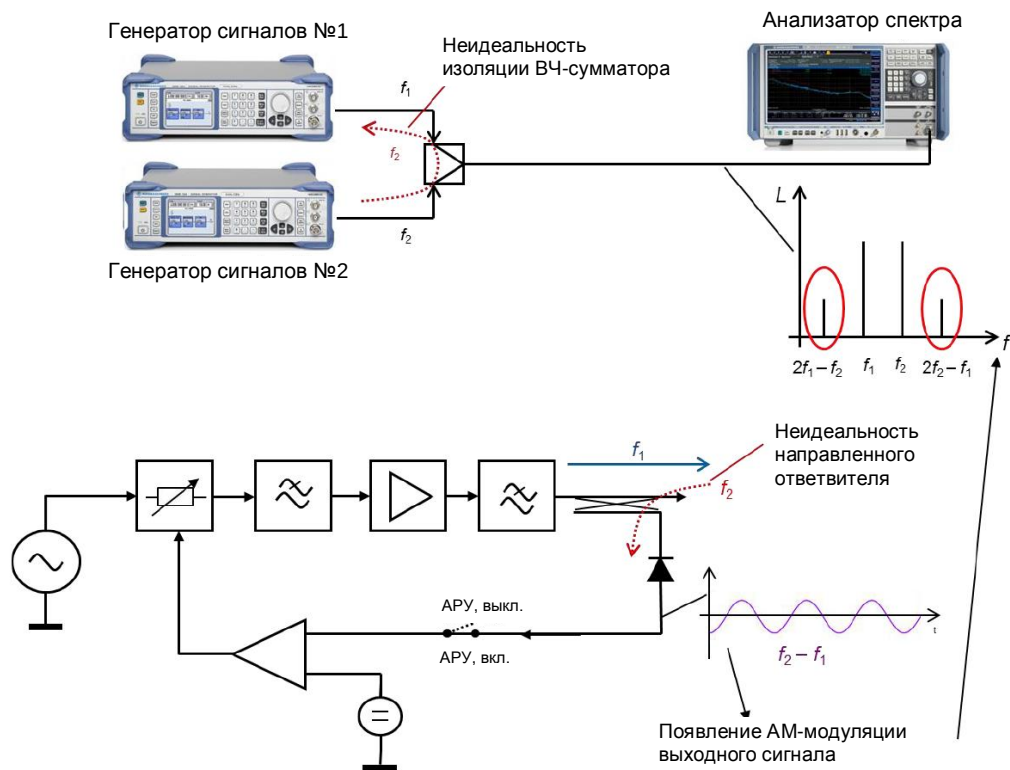


Рисунок 1-12 – Влияние системы АРУ на многотональные измерения

Этот помеховый сигнал вызывает АМ-модуляцию обоих тестовых сигналов, что приводит к появлению верхней и нижней боковых полос спектра:

Боковые полосы относительно несущей частоты f_1 :

$$f_1 \pm (f_2 - f_1)$$

→ нижняя боковая полоса: $2f_1 - f_2$

→ верхняя боковая полоса: f_2

Боковые полосы относительно несущей частоты f_2 :

$$f_2 \pm (f_2 - f_1)$$

→ нижняя боковая полоса: f_1

→ верхняя боковая полоса: $2f_2 - f_1$

Из приведенных выше выражений становится понятно, что эти боковые полосы точно совпадают с точкой пересечения третьего порядка IP3, тем самым искажая результаты измерений. Чтобы этого избежать, для такого типа измерений необходимо выключить систему АРУ в обоих генераторах сигналов. Если разница частот двух генераторов сигналов превышает управляющую полосу частот системы АРУ, помеховые компоненты генератора 1 или 2 не будут влиять на систему АРУ, и ее можно оставить включенной.

Ослабление уровня с помощью ступенчатых аттенюаторов:

Так как ослабление уровня, полученное с помощью системы АРУ, часто оказывается недостаточным для многих приложений, между системой АРУ и выходом генератора сигналов помещается ступенчатый аттенюатор. Несколько высокочастотных аттенюаторов объединяются с помощью ВЧ-коммутаторов (см. [рисунок 1-13](#)). Ступенчатый аттенюатор конструируется таким образом, что он, в идеале, не должен оказывать какого-либо влияния на сигнал, кроме ослабления.

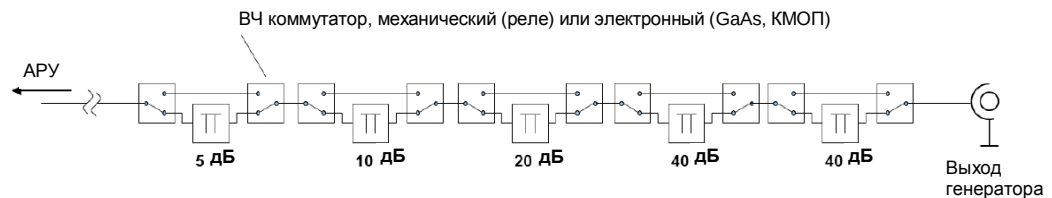


Рисунок 1-13 – Ступенчатый аттенюатор с максимальным ослаблением 115 дБ

В генераторах сигналов используются как механические, так и электронные ступенчатые аттенюаторы (см. [рисунок 1-15](#)). В механических аттенюаторах роль ВЧ-коммутаторов играют реле. Их преимуществом является малые вносимые потери, низкий температурный дрейф и очень хороший коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН). Кроме того, только механические ступенчатые аттенюаторы могут использоваться на частотах порядка нескольких десятков ГГц. Недостатками таких аттенюаторов является большое время переключения и ограниченное число коммутаций (до нескольких миллионов). Поэтому они имеют ограниченное применение на производстве.

Электронные ступенчатые аттенюаторы используют полупроводниковые коммутаторы на основе GaAs или КМОП технологии. Они обладают значительно более коротким временем переключения и не подвержены механическому износу. Их недостатком является значительный температурный дрейф по сравнению с механическими ступенчатыми аттенюаторами. Электронные ступенчатые аттенюаторы обладают также значительно большими вносимыми потерями, чем механические. Для их компенсации перед выходом генератора сигналов размещается усилитель мощности, позволяющий получить более высокие выходные уровни (см. [рисунок 1-14](#)). Это отрицательно сказывается на спектральной чистоте выходного сигнала. Так как вносимые потери всегда увеличиваются с ростом частоты, на практике электронные ступенчатые аттенюаторы используются только с частотами до порядка 6 ГГц для GaAs технологии и порядка 12 ГГц для КМОП технологии.

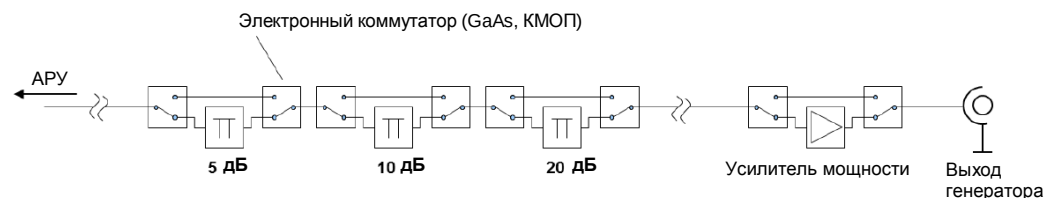


Рисунок 1-14 – Электронный ступенчатый аттенюатор с последующим усилителем мощности

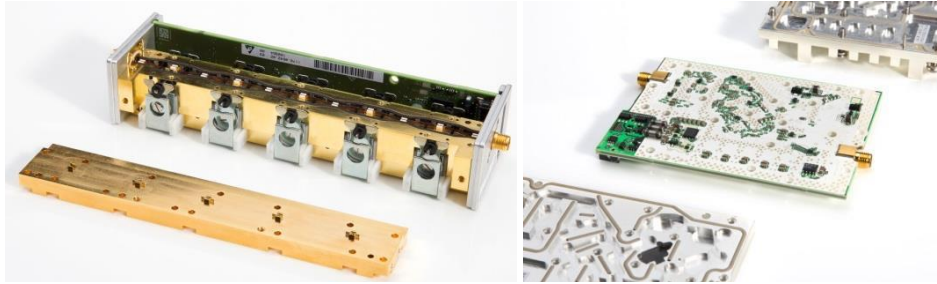


Рисунок 1-15 – Механический ступенчатый аттенюатор (слева), электронный ступенчатый аттенюатор (справа)

Кривые на [рисунке 1-16](#) показывают отклонение уровня выходного сигнала генератора сигналов для четырех различных частот. Сравнение механического и электронного аттенюаторов показывает, что, в среднем, полное отклонение от заданного опорного уровня выше у электронного ступенчатого аттенюатора. Тем не менее, в определенном диапазоне уровней точность установки уровня электронного ступенчатого аттенюатора полностью соответствует механическому ступенчатому аттенюатору. Кривые для электронного ступенчатого аттенюатора в нижней части [рисунка 1-16](#) демонстрируют постоянный уровень во времени во всем динамическом диапазоне, что облегчает задачу компенсации отклонения.

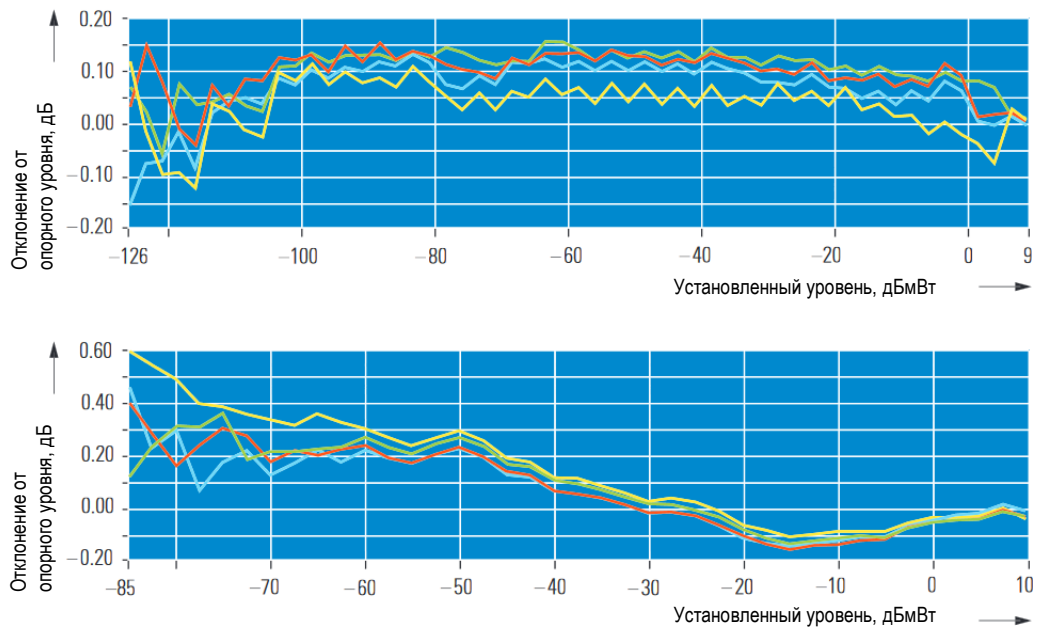


Рисунок 1-16 – Измеренное относительное отклонение уровня выходного сигнала от заданного уровня для механического ступенчатого аттенюатора (сверху) и электронного ступенчатого аттенюатора (снизу). Синяя кривая: 89 МГц; красная кривая: 900 МГц; зеленая кривая: 1,9 ГГц; желтая кривая: 3,3 ГГц

1.2.2 Векторные генераторы сигналов

Векторные генераторы сигналов осуществляют перенос сигналов модуляции (внешних или встроенных, аналоговых или цифровых) на ВЧ и вывод итогового сигнала. Сигнал модуляции формируется в цифровой форме и обрабатывается как поток комплексных I/Q-данных в полосе частот модулирующего сигнала. Обработка может включать в себя цифровую фильтрацию и (при необходимости) ограничение амплитуды (усечение); она также может включать и другие функции, такие как формирование несимметричных характеристик. Некоторые генераторы способны добавлять к формируемому сигналу гауссовский шум. Такая функция может использоваться, например, для определения уровня шума, при котором приемник еще способен корректно демодулировать зашумленный сигнал. Более того, некоторые генераторы способны численно моделировать многолучевое распространение сигнала (замирание, системы со многими входами-выходами), которое происходит с ВЧ-сигналом. Как и добавление шума, эта возможность также позволяет определить влияние характеристик входного сигнала на его демодуляцию приемником. Как правило, все вычисления для модулирующего сигнала происходят в реальном масштабе времени. Исключением являются генераторы сигналов произвольной формы (см. раздел 1.2.3).

Сформированные модулирующие I/Q-данные затем переносятся на рабочую частоту (некоторые векторные генераторы работают только с модулирующими сигналами без переноса на ВЧ). Векторные генераторы сигналов часто также имеют аналоговые или цифровые I/Q-входы для работы с внешними модулирующими сигналами.

I/Q-методы (см. также раздел 2.3 Принципы I/Q-модуляции) позволяют реализовать любой тип модуляции – простой или комплексный, цифровой или аналоговый – а также сигналы с одной или несколькими несущими. Сигнал с рисунка 1-17, демодулированный с помощью анализатора спектра, был сформирован с помощью векторного анализатора сигнала. Конечно, такая "кружка с пивом в четырех квадрантах" не имеет практической ценности, но позволяет проиллюстрировать возможность современных векторных генераторов сформировать сигнал практически любой мыслимой формы.



Рисунок 1-17 – I/Q-диаграмма сигнала, сформированного векторным генератором сигналов

Требования для векторных генераторов сигналов накладываются, главным образом, стандартами беспроводной связи, но также методами широкополосной цифровой кабельной передачи и авиационных и военных приложений (генерация модулированных импульсов).

Можно выделить следующие основные области применения векторных генераторов сигналов:

- ┌ Формирование специфических сигналов для стандартов беспроводной связи, цифрового радио и ТВ, GPS, РЛС с модуляцией, и т.д.
- ┌ Испытание цифровых приемников или модулей при разработке и производстве
- ┌ Имитирование искажений сигнала (шум, затухание, усечение, внесение битовых ошибок)

- І Формирование сигналов для многоантенных систем (систем со многими входами-выходами или MIMO – multiple in / multiple out), с наличием или отсутствием фазовой когерентности для формирования луча
- І Формирование модулированных помеховых сигналов для блокирующих испытаний и измерения коэффициента подавления соседних каналов

На [рисунке 1-18](#) приведен пример цифровой системы передачи, демонстрирующий типичную область применения векторного генератора сигналов. Она включает в себя формирование цифрового модулирующего сигнала на стороне приемника, его кодирование и перенос на ВЧ. Показанную для передатчика выборку сигнала с последующим аналого-цифровым преобразованием генератору сигналов проводить не нужно, т.к. он способен самостоятельно формировать цифровые сигналы. Помимо формирования модулирующего сигнала, современные приборы способны добавлять к сигналу аддитивный белый гауссовский шум (additive white Gaussian noise, AWGN) и имитировать многолучевое распространение сигнала (замирание). Благодаря этим функциям появляется возможность формирования реалистичных сигналов, которые как будто бы передавались по радиоканалу и смешались с помехами. В этих обучающих материалах не приводятся более подробные сведения о моделировании канала передачи. Со стороны передатчика для анализа сигналов обычно используется анализатор спектра (см. обучающие материалы 1MA201).



Рисунок 1-18 – Цифровая передача данных (речь, данные) с указанием области применения векторных генераторов сигналов

В качестве примера на [рисунке 1-19](#) показана часть предустановленных стандартов, поддерживаемых векторным генератором сигналов:

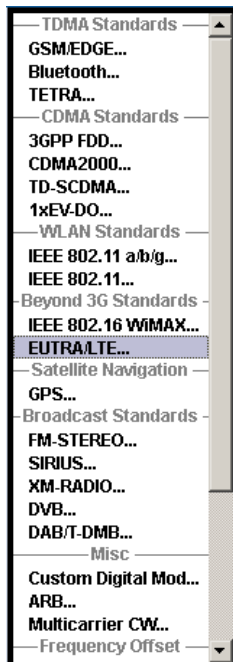


Рисунок 1-19 – Предустановленные стандарты для векторного генератора сигналов

Для большинства приведенных выше стандартов связи предустановленные тестовые сигналы доступны в виде тестовых моделей, основанных на заданной стандартом конфигурации. Эти тестовые модели позволяют гарантировать, что измерения, определяемые стандартом, всегда будут проведены с использованием соответствующих сигналов. Они также позволяют облегчить сравнение результатов измерений. Векторные генераторы сигналов могут хранить предустановленные тестовые модели для различных стандартов. На [рисунке 1-20](#) показан выбор этих тестовых моделей для стандарта LTE.

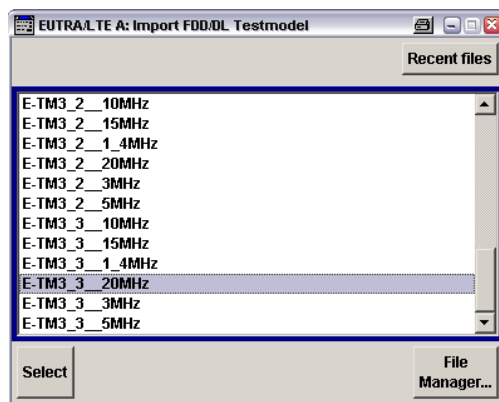


Рисунок 1-20 – Некоторые предустановленные тестовые модели для стандарта беспроводной связи LTE.

На [рисунке 1-21](#) показан спектр сигнала для выбранной тестовой модели E-TM3_3_20MHz.

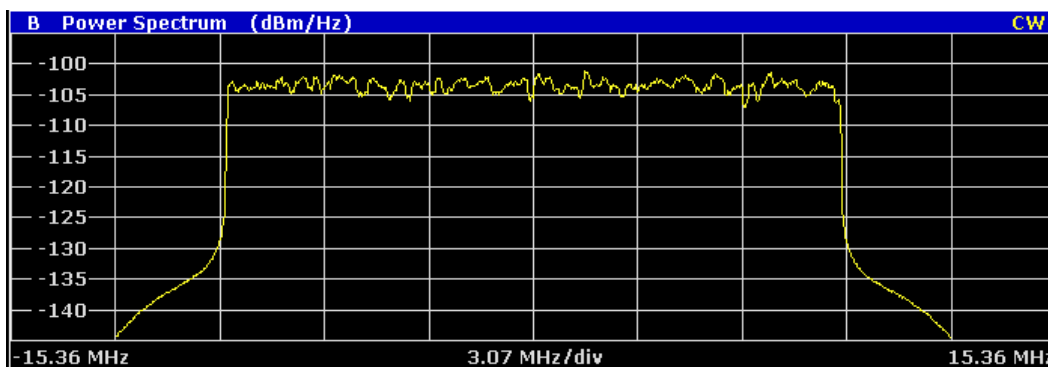


Рисунок 1-21 – Спектр сигнала с несколькими несущими тестовой модели E-TM3_3_20MHz для стандарта LTE

Ширина спектра равна примерно 18 МГц. Более подробное изучение показывает, что он состоит из 1201 несущей с ортогональным частотным разделением, расположенных на расстоянии 15 кГц друг от друга, хотя они и сливаются друг с другом в таком отображении из-за настроек разрешения экрана.

На [рисунке 1-22](#) показана диаграмма сигнального созвездия (I/Q-отображение) для этой тестовой модели.

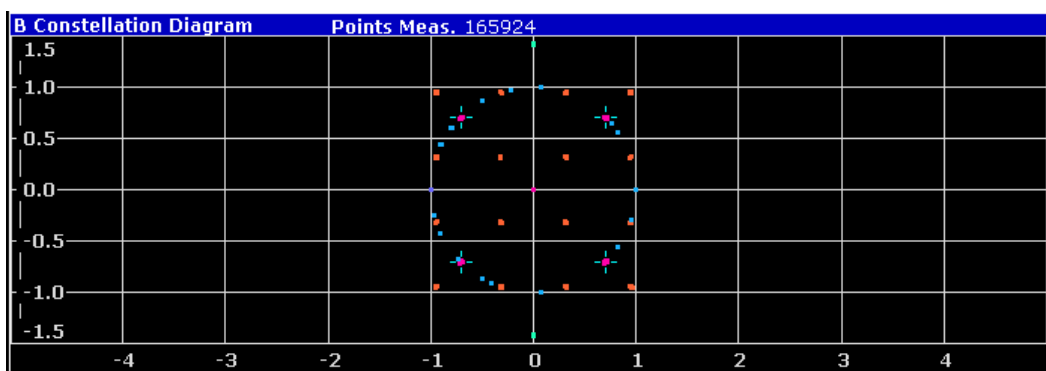


Рисунок 1-22 – Полное сигнальное созвездие для тестовой модели E-TM3_3_20MHz LTE

Модуляция отдельных каналов этого сигнала различна. Все используемые типы модуляции приведены на одном экране: двоичная фазовая манипуляция BPSK (голубые точки), квадратурная фазовая манипуляция QPSK (красные точки с синими крестами), 16-позиционная квадратурная амплитудная манипуляция 16-QAM (оранжевые точки) и некоррелированные биты с постоянной амплитудой (синие точки), характерные для LTE, на единичной окружности.

Помимо предустановленных тестовых моделей и настроек, современные векторные генераторы сигналов позволяют изменять практически любые параметры цифровых стандартов. Благодаря этому появляется возможность сформировать сигнал для практически любого мыслимого тестового сценария, который может возникнуть во время специализированных испытаний при разработке и производстве. Для примера на [рисунке 1-23](#) показано диалоговое окно настройки кадра LTE.

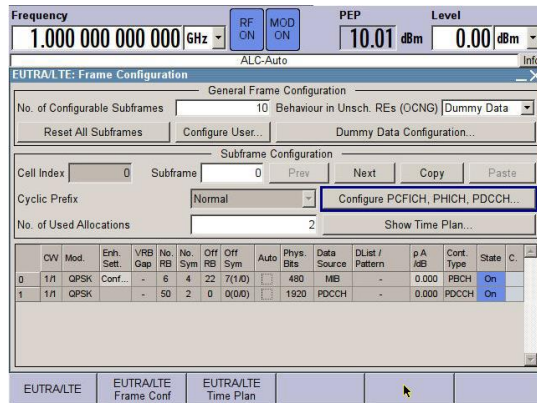


Рисунок 1-23 – Конфигурация кадра LTE

Как правило, векторные генераторы сигналов имеют удобные функции для синхронизации и запуска. Это позволяет точно разместить импульсы генератора в предустановленной временной сетке (например, поместить GSM импульсы в нужные временные слоты).

Параллельно потоку данных генераторы обычно выводят так называемые маркерные сигналы на разъемы прибора. Эти сигналы можно запрограммировать на любое событие в потоке данных (например, включение в начале пачки импульсов или кадра) для управления ИУ или измерительными приборами.

В отличие от аналоговых сигналов, сигналы с цифровой модуляцией могут иметь очень большие коэффициенты амплитуды. Это означает, что отношение между средним и пиковым значением может превышать 10 дБ. Даже небольшая нелинейность усилителей, смесителей и выходных каскадов генератора легко приведет к возникновению интермодуляционных составляющих. В связи с этим имеются существенные различия в качестве отдельных генераторов.

Важной характеристикой для векторных генераторов сигналов являются полоса частот модуляции и максимальная символьная скорость, качество модуляции (модуль вектора ошибок (EVM)) и мощность в соседнем канале (ACP) или коэффициент утечки мощности в соседний канал (ACLR). Более подробную информацию см. в разделе [1.3 Основные характеристики генератора сигналов](#). Характеристики современных передовых генераторов сигналов намного превышают требования, определяемые текущими стандартами мобильной связи, что делает их готовыми к будущим задачам. Они также поддерживают большое число международных стандартов.

Как и для аналоговых генераторов, основными критериями выбора векторного генератора сигналов являются: требуемая выходная мощность, время установления и точность установки частоты и уровня, а также низкий коэффициент отражения или КСВН. Дополнительными критериями являются низкие значения EVM, высокий динамический диапазон для измерений ACP и число поддерживаемых стандартов.

1.2.2.1 Схема и принцип действия векторного генератора сигналов

Основные компоненты векторного генератора сигналов совпадают с компонентами аналогового генератора. Векторный генератор сигналов тоже включает в себя синтезатор и выходной каскад с АРУ и ступенчатым аттенуатором. Как показано на [рисунке 1-24](#), модулирующий генератор и I-Q-модулятор используются для формирования модулированного сигнала (с аналоговой или цифровой модуляцией) или для формирования сигнала определенного стандарта мобильной связи.

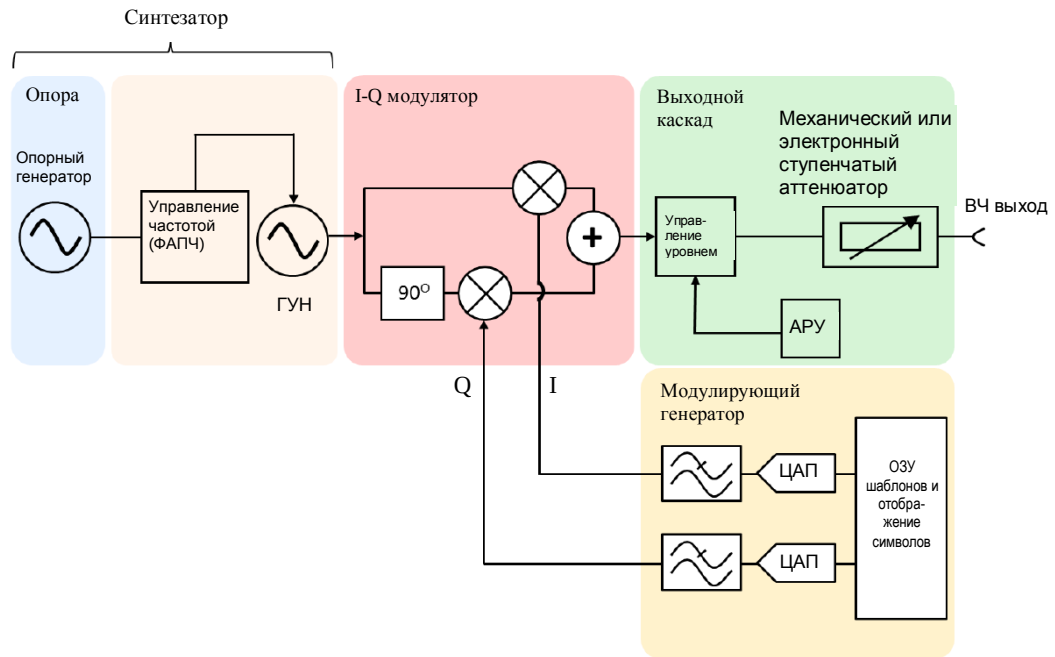


Рисунок 1-24 – Блок-схема векторного генератора сигналов

Генератор модулирующего сигнала

Векторный генератор сигналов формирует модулированный сигнал с помощью I/Q-модуляции (см. также раздел 2.3). Обычно, встроенный генератор модулирующего сигнала (модулирующий генератор) в реальном масштабе времени выдает данные модуляции, которые I-Q-модулятор использует для модуляции ВЧ несущей. Кроме того, векторный генератор сигналов может работать с комплексными модулирующими сигналами, которые подаются с внешнего модулирующего генератора через универсальные аналоговые I и Q входы. Хотя цифровые входы также часто используются, доступны только фирменные входы, так как еще не принят промышленный стандарт для цифровой модуляции с помощью генераторов сигналов.

На рисунке 1-25 показан принцип работы модулирующего генератора. На первом этапе генератор данных (кодер, работающий в реальном масштабе времени) вычисляет и формирует данные цифровой модуляции для сигнала выбранного стандарта мобильной радиосвязи, спутниковой навигации, авиационной электроники, широкополосного вещания и т.д. Необработанные данные генератора данных могут, при необходимости, подвергаться помехоустойчивому кодированию (канальное кодирование). Канальное кодирование добавляет избыточность к полезным данным. После этого можно использовать специальные методы для коррекции ошибок передачи, вызванных помехами в канале передачи. Метод кодирования определяется выбранным стандартом в соответствии со спецификацией для этого стандарта. Сформированный таким образом поток данных сохраняется в память. Затем определенное число битов, в зависимости от выбранного режима модуляции, объединяются в символ. В этом примере используется квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), два бита формируют один символ. Поэтому при использовании модуляции QPSK в одном символе можно передавать по два бита. Для повышения скорости передачи данных, используются методы модуляции более высокого порядка. Для модуляции 256 QAM, например, за один символ передаются 8 бит. Это дает 256 возможных различных I/Q-значений (состояний сигнала) ($2^8 = 256$). После преобразования в символы происходит их сопоставление (отображение). Для этого используется таблица соответствия, которая переводит символы в точки на I/Q-плоскости. В этом примере, символы QPSK-модуляции после сопоставления появляются в виде точек или векторов во всех четырех квадрантах I/Q-плоскости, которая также называется диаграммой сигнального созвездия. Читая против часовой стрелки, четыре точки представляют собой последовательность бит 00, 01, 10 и 11.

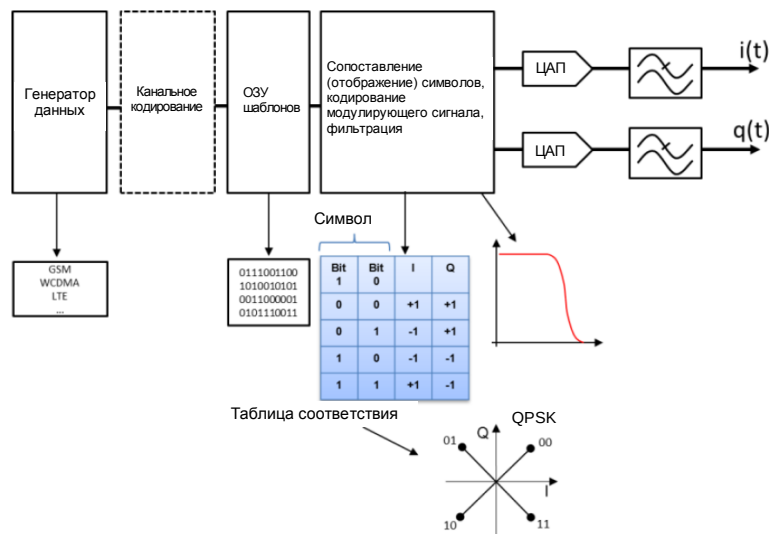


Рисунок 1-25 – Принцип работы модулирующего генератора

На [рисунке 1-26](#) показаны потоки данных $i(t)$ и $q(t)$ после сопоставления для сигнала с модуляцией QPSK и итоговые положения вектора.

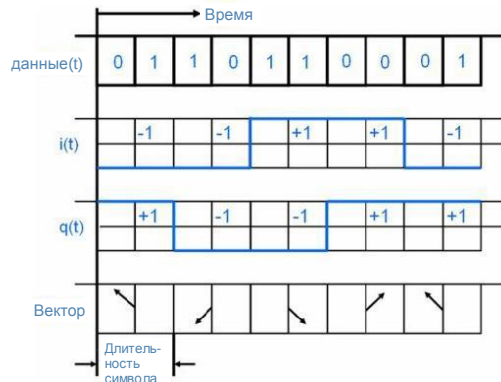


Рисунок 1-26 – Временные характеристики сигналов $i(t)$ и $q(t)$ для QPSK модуляции

Для повышения скорости передачи данных, каждый символ должен передавать большее число битов. Это можно сделать, например, с помощью 32-позиционной амплитудно-фазовой манипуляции (APSK), которая используется для цифрового спутникового телевизионного вещания (DVB-S2). Вместо двух битов, которые использовались в QPSK-модуляции, каждый символ модуляции 32-APSK передает пять бит. Для того чтобы отобразить все возможные комбинации бит, на диаграмме сигнального созвездия необходимо $2^5 = 32$ точки. Как видно на [рисунке 1-27](#), при ASPK модулируется фаза и амплитуда несущей. Так как отдельные точки созвездия расположены более плотно, чем, например, при модуляции QPSK, методы модуляции высшего порядка более чувствительны к помехам. Так происходит из-за того, что некорректно размещенные, например, из-за шумов точки созвездия легко могут попасть на соседние точки. Таким образом, передатчик или векторный генератор сигналов должен формировать высококачественные сигналы с цифровой модуляцией. При идеальной модуляции сформированные символы совпадают с идеальным созвездием. См. также раздел [1.3.5 «Модуль вектора ошибок \(EVM\)»](#).

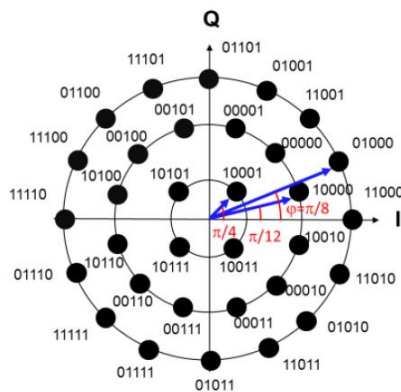


Рисунок 1-27 – Диаграмма сигнального созвездия для модуляции 32-APSK

При использовании цифровой модуляции, определенная последовательность символов может привести к очень большим скачкам между двумя точками на диаграмме сигнального созвездия. Например, изменение символа с 11001 на 11111 (см. [рисунок 1-27](#)) приведет к переходу от максимальной амплитуды – через нуль – к максимальной амплитуде; из-за большого коэффициента амплитуды усиление таких сигналов становится сложной задачей. Для устранения подобных переходов через нуль используются специальные режимы модуляции, такие как $\pi/4$ -DQPSK (см. раздел [2.4.3](#)). Чтобы устранить большие значения коэффициента амплитуды (отношение максимального значения к СКЗ, см. раздел [2.4.6](#)), используется кодирование модулирующего сигнала до переноса на ВЧ. Подходящее кодирование позволит при переходе между символами избежать небольших скачков амплитуды без пересечения нуля (см. [рисунок 1-28](#)).

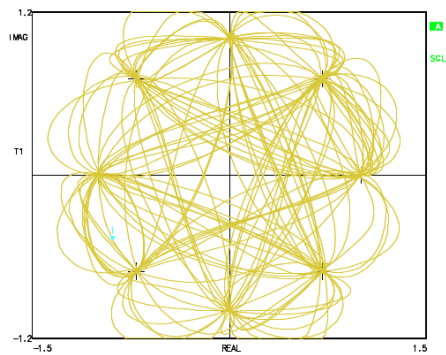


Рисунок 1-28 – Использование модуляции $\pi/4$ -DQPSK для устранения больших скачков амплитуды

Во временной области поток данных с [рисунка 1-26](#) представляет собой последовательности прямоугольных импульсов длительностью Δt и периодом повторения T . В частотной области это соответствует спектральным линиям, расположенным с интервалом $1/T$. Огибающая спектра имеет форму функции $\sin(x)/x$ с теоретически бесконечной шириной (см. [рисунок 1-29](#)), которая имеет нули в точках с интервалом $1/\Delta t$.

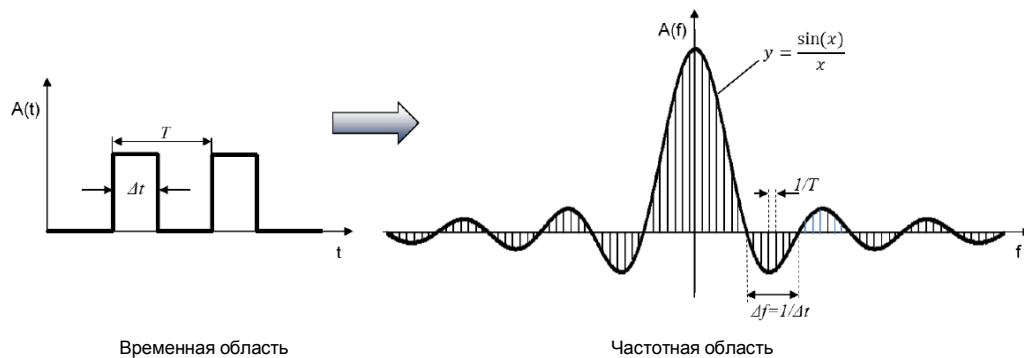


Рисунок 1-29 – Последовательность импульсов во временной и частотной области

Высокочастотный несущий сигнал, модулированный последовательностью прямоугольных импульсов, также имеет спектр в форме функции $\sin(x)/x$. Однако этот спектр сдвинут из нуля на несущую частоту f_c (см. [рисунок 1-30](#)).

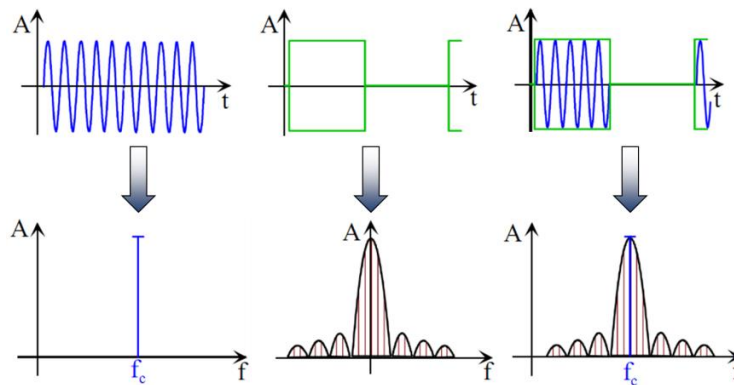


Рисунок 1-30 – Спектр несущего сигнала, модулированного прямоугольными импульсами

Для оптимизации использования доступной полосы частот и исключения влияния на соседние полосы частот во время передачи, необходимо ограничить спектр с помощью подходящего фильтра. Так как фильтры в диапазоне частот модулирующего сигнала реализовать проще, чем цифровые фильтры, фильтрации подвергается сам модулирующий сигнал. У такого подхода есть несколько преимуществ над фильтрацией ВЧ-сигнала:

- ┌ Для фильтрации не нужны дополнительные компоненты, она выполняется математическим образом в генераторе сигналов
- ┌ Достаточно использовать только фильтр нижних частот, нет необходимости в полосовом фильтре
- ┌ Параметры фильтра остаются неизменными. Перестраиваемый фильтр не требуется (такой фильтр был бы нужен для различных частот канала при работе с ВЧ-сигналом).

Для демодуляции сигнала с цифровой модуляцией достаточно передать основной лепесток функции $\sin(x)/x$ (см. [рисунок 1-31](#)).

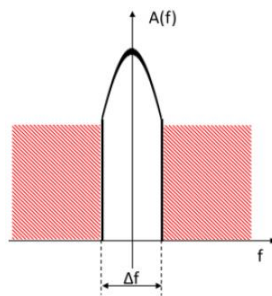


Рисунок 1-31 – Ограниченная полоса частот функции $\sin(x)/x$

На практике, однако, не используют прямоугольный фильтр, показанный на [рисунке 1-31](#). Прямоугольные фильтры (также называемые идеальными фильтрами низких частот) приводят к сильным выбросам сигнала во временной области (см. [рисунк 1-30](#)). Из-за этого невозможно корректно различить отдельные биты в битовой последовательности. Чтобы этого избежать, используются фильтры со специальной частотной характеристикой или специальной формой спада частотной характеристики. Например, фильтр с характеристикой в виде приподнятого косинуса или гауссовский фильтр. Импульсные характеристики во временной области для упомянутых выше фильтров показаны на [рисунке 1-32](#).

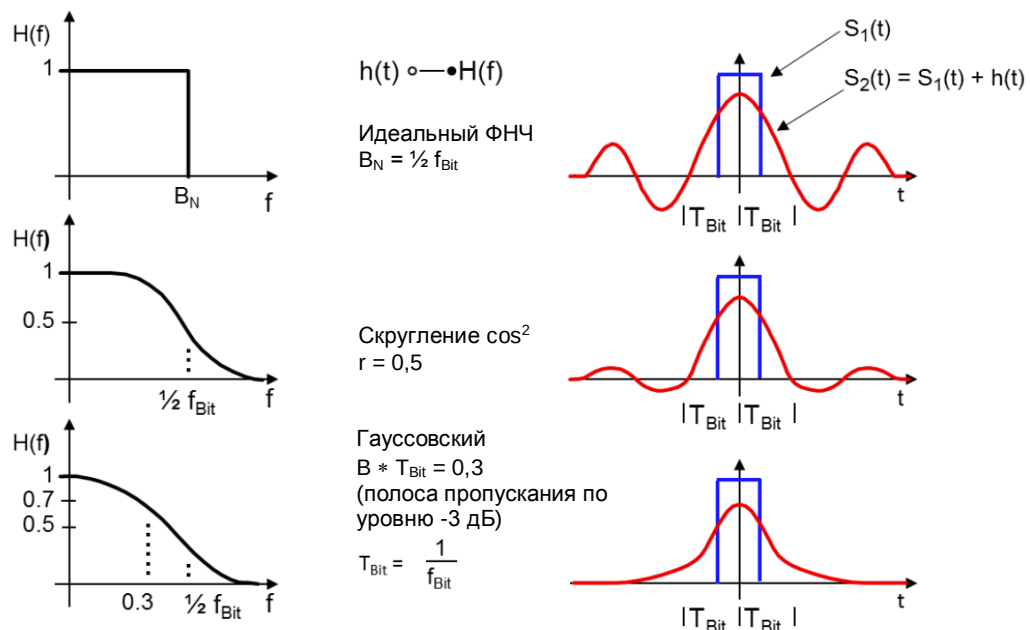


Рисунок 1-32 – Импульсная характеристика $S_2(t)$ для различных типов фильтров с частотной характеристикой $H(f)$.

Фильтр с характеристикой в виде приподнятого косинуса (raised cosine, RC) относится к типу фильтров Найквиста и, таким образом, удовлетворяет первому критерию Найквиста. Это означает, что сумма последовательных импульсов сигнала после фильтрации равна нулю в моменты выборки сигнала, и поэтому они не искажают предыдущие или последующие импульсы в соответствующие моменты выборки. В результате передача дискретного сигнала происходит без межсимвольной интерференции. Другими словами отдельные импульсы не накладываются друг на друга и остаются различимы. Для дальнейшего уменьшения необходимой полосы частот существуют исключения, для которых намеренно допускается наличие межсимвольной интерференции в канале передачи. В этом случае модулирующий сигнал проходит через фильтр с характеристикой в виде квадратного корня из приподнятого косинуса (root-raised cosine, RRC). Характеристика RRC-фильтра соответствует квадратному корню из приподнятого косинуса. Такой фильтр можно использовать для разделения характеристики приподнятого косинуса между передатчиком и приемником. В результате получается согласованный фильтр, оптимизирующий отношение сигнал/шум на стороне приемника. Однако сам по себе RRC-фильтр не выявляет межсимвольной интерференции (МСИ). Только комбинация двух RRC-фильтров на стороне приемника и на стороне передатчика, формирующая RC-фильтр, в идеале делает возможным осуществлять передачу без межсимвольной интерференции и, следовательно, также позволяя четко разделить отдельные импульсы во времени. После гауссовского фильтра RRC-фильтр является вторым наиболее часто используемым фильтром для формирования импульсов при цифровой передаче сигналов.

Частотные характеристики RC-фильтра и RRC-фильтра зависят как от частоты следования символов ($1/T$), так и от коэффициента скругления r . На [рисунке 1-33](#) показаны частотные характеристики упомянутых выше фильтров и вводится понятие коэффициента скругления. Коэффициент скругления может принимать значение от 0 до 1, и он влияет на крутизну спада передаточной функции.

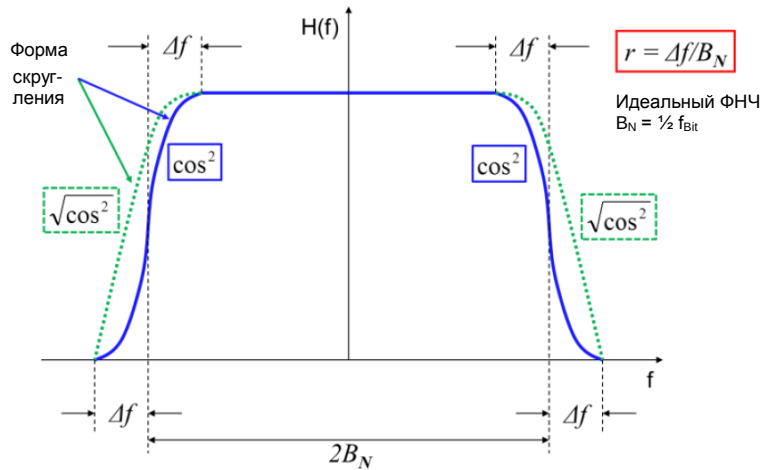


Рисунок 1-33 – Определение коэффициента скругления

На [рисунке 1-34](#) показаны частотные характеристики $H(f)$ и импульсные характеристики $h(t)$ RC-фильтров с четырьмя различными значениями коэффициентов скругления. При $r = 0$ получается идеальный фильтр нижних частот с прямоугольной частотной характеристикой, а при $r = 1$ формируется косинус с самым медленным спадом. Когда r принимает промежуточные значения, частотная характеристика постоянна в определенном диапазоне частот, а затем начинает спадать все более круто с уменьшением r . Полоса пропускания увеличивается с увеличением коэффициента скругления. Максимальное значение $r = 1$ соответствует максимальной полосе пропускания $1/T$. Уменьшение коэффициента скругления приводит к обострению спадов характеристики и, соответственно, увеличению амплитуды выбросов во временной области. На практике, тем не менее, для экономии полосы пропускания используются небольшие значения коэффициента скругления в диапазоне от 0,2 до 0,5. Например, стандарт мобильной сотовой связи UMTS в импульсном фильтре использует коэффициент скругления $r = 0,22$.

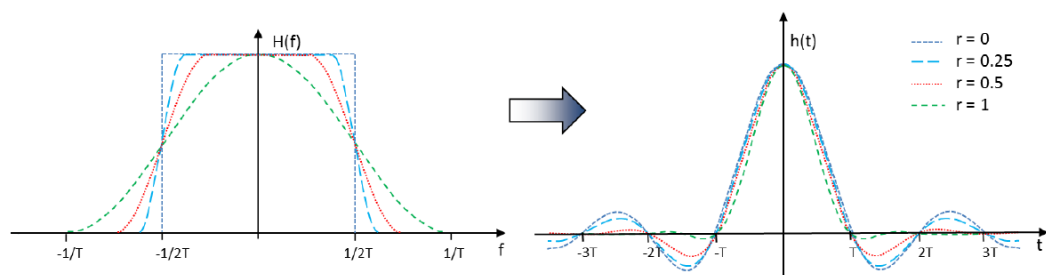


Рисунок 1-34 – Частотные характеристики $H(f)$ и импульсные характеристики $h(t)$ RC-фильтра с различными значениями коэффициента скругления

Гауссовские фильтры не содержат боковых выбросов в импульсной характеристике. Они используются, например, в методе цифровой модуляции GMSK (гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом) для GSM. Передаваемые прямоугольные импульсы преобразуются в импульсы колоколообразной гауссовой формы с более низкими требованиями к полосе частот (см. [рисунок 1-35](#)).

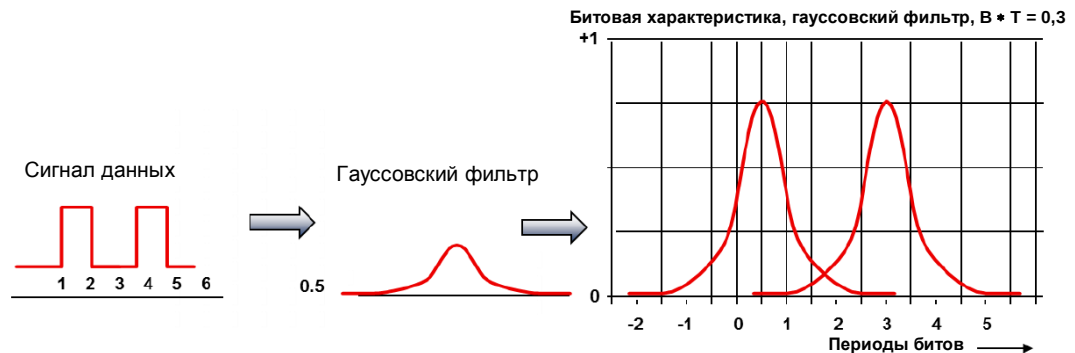


Рисунок 1-35 – Фильтрация прямоугольного сигнала данных с помощью гауссовского фильтра.

Тип и параметры используемого фильтра (например, коэффициент скругления) зависят от стандарта мобильной связи и задаются в соответствующих спецификациях. Поэтому векторный генератор сигналов должен уметь проводить фильтрацию модулирующего сигнала различными типами фильтров. Большинство генераторов сигналов также позволяют вручную задать параметры фильтры при разработке новых устройств. Фильтрация выполняется на основе работающего в реальном времени вычисления цифрового фильтра. Отфильтрованные и закодированные модулирующие сигналы в конце преобразуются в аналоговые I и Q сигналы, проходят через фильтр нижних частот для формирования сигнала и отправляются на I-Q-модулятор (см. следующий раздел).

Каждое прохождение фильтра приводит к сглаживанию переходов. На [рисунке 1-36](#) показаны осциллограммы отфильтрованных модулирующих $i(t)$ и $q(t)$ сигналов, на основе сигнала 3GPP UMTS (сигнал с двойной BPSK модуляцией).

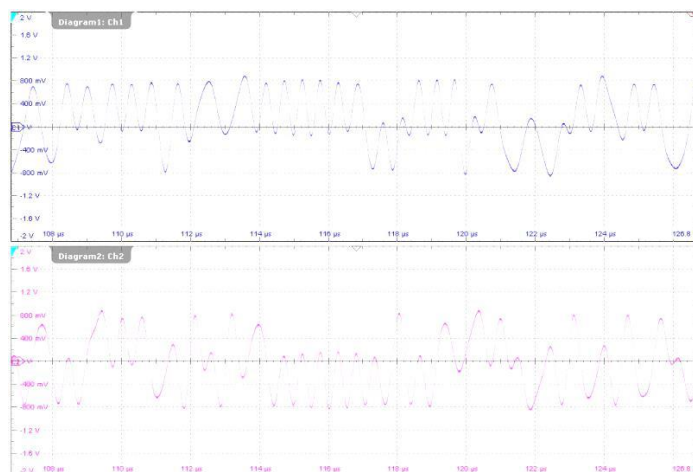


Рисунок 1-36 – Отфильтрованные I/Q-сигналы

Такие сигналы уже не содержат информации о резких изменениях данных.

В левой части [рисунка 1-37](#) расположено I/Q-созвездие относительно времени символов, а справа изменение I/Q-вектора во времени. В результате фильтрации переходы между символами происходят не по прямой линии, а скорее описывают фильтрующую характеристику.

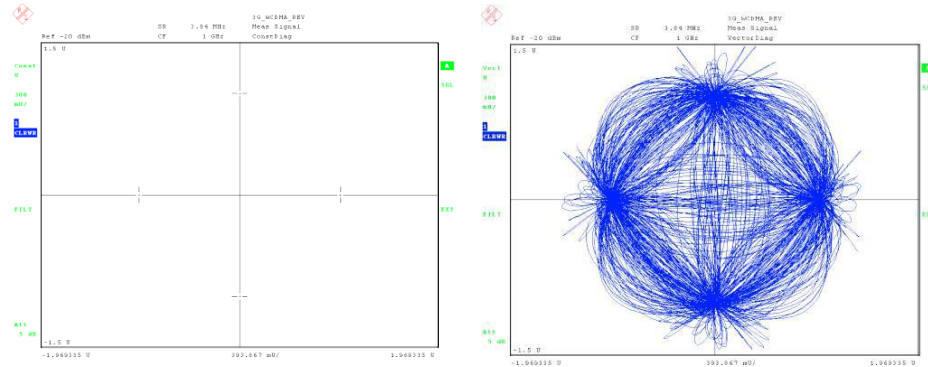


Рисунок 1-37 – Диаграмма сигнального созвездия (слева) и непрерывное векторное отображение

I-Q модулятор

На [рисунке 1-38](#) показан принцип работы I-Q модулятора. I-Q модуляторы в основном состоят из двух смесителей и сумматора. Немодулированный выходной сигнал синтезатора играет роль гетеродина для смесителей. Модулированный ВЧ-сигнал $A(t)$ формируется суммированием несущей, модулированной сигналом $i(t)$, и несущей, модулированной сигналом $q(t)$, – но с разницей фаз в 90° .

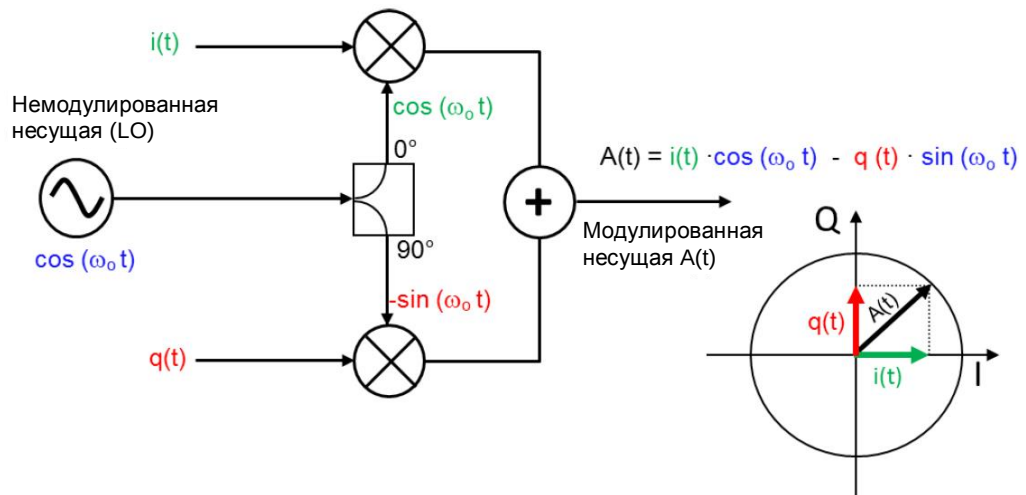


Рисунок 1-38 – Принцип работы I-Q модулятора

I-Q модуляторы, таким образом, могут генерировать практически любой векторный сигнал, изменяя амплитуду и фазу вектора (см. [рисунка 1-39](#)).

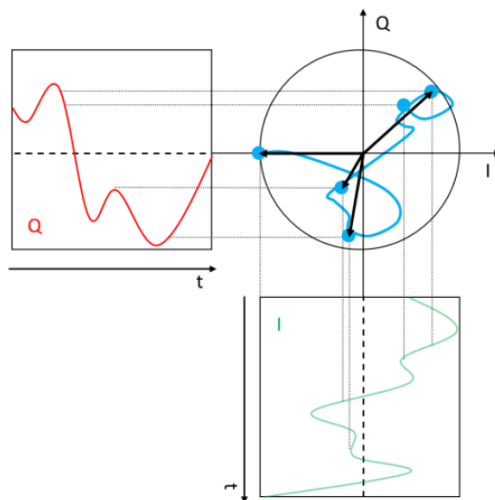


Рисунок 1-39 – Использование I-Q модулятора для формирования сигнала из I и Q сигналов

С целью получения дополнительных возможностей для генерации сигнала некоторые генераторы сигналов могут дополнительно для формирования модулирующего сигнала использовать генератор сигналов произвольной формы (ARB-генератор) (см. также раздел 1.2.3). Такие генераторы позволяют создавать сигнал практически любой сложности. Недостатком такого подхода является невозможность формирования сигнала в реальном масштабе времени и необходимость иметь заранее рассчитанный сигнал, созданный, например, с помощью программного обеспечения для ПК или математического приложения.

1.2.3 Генераторы сигналов произвольной формы (ARB-генераторы)

Генераторы сигналов произвольной формы (ARB-генераторы) – это специализированные векторные генераторы модулирующих сигналов. Данные модуляции для ARB-генераторов рассчитываются заранее (а не в реальном времени) и сохраняются в памяти прибора. Затем данные из памяти могут выводиться в реальном времени с заданной символьной скоростью. Опция ARB-генератора есть у многих векторных генераторов сигналов; см. меню выбора на [рисунке 1-19](#). Ниже приведены отличия ARB-генераторов от векторных генераторов, работающих в реальном масштабе времени:

- 1 ARB-генераторы не имеют ограничений на содержание потока I/Q-данных (отсюда и название "произвольной")
- 1 Имеется возможность формировать только ограниченные по времени или периодические сигналы (объем памяти ограничен)

Дополнительными характеристиками ARB-генераторов являются объем памяти и размер слова для наборов I/Q-данных. Некоторые ARB-генераторы позволяют последовательно воспроизводить различные сегменты памяти, содержащие несколько заранее рассчитанных сигналов, без необходимости выполнять дополнительные расчеты.

Как и генераторы сигналов, работающие в реальном масштабе времени, ARB-генераторы содержат различные возможности для запуска, а также могут одновременно с выдачей сигнала выводить маркерные сигналы для управления подключенным оборудованием и измерительными приборами. Пользователи могут объединять различные сигналы разной длительности для формирования одной тестовой последовательности для производственных испытаний (см. [рисунк 1-40](#)). Последовательность и продолжительность сигналов определяется либо внутри ARB-генератора через программы дистанционного управления, либо с помощью внешнего сигнала запуска. Например, выходная последовательность может состоять из потоков данных с различной битовой скоростью, которую нужно проверить во время производства.

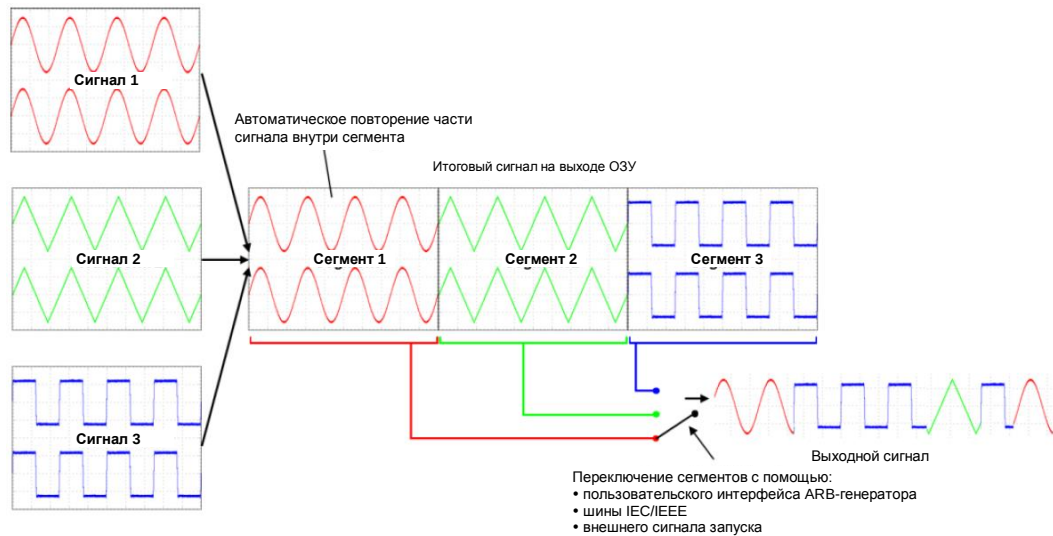


Рисунок 1-40 – Соединение различных сигналов в одну последовательность

Многие ARB-генераторы могут в качестве модулирующего сигнала вычислять аддитивный гауссовский шум; некоторые также способны имитировать многолучевое распространение (замирание) итогового ВЧ-сигнала или системы с несколькими антеннами (MIMO). Во многих случаях производители ARB-генераторов также предлагают программное обеспечение для формирования стандартных модулирующих последовательностей (наборы I/Q-данных). В качестве примера на [рисунке 1-41](#) приведены несколько окон имитационного ПО R&S® WinIQSIM2.

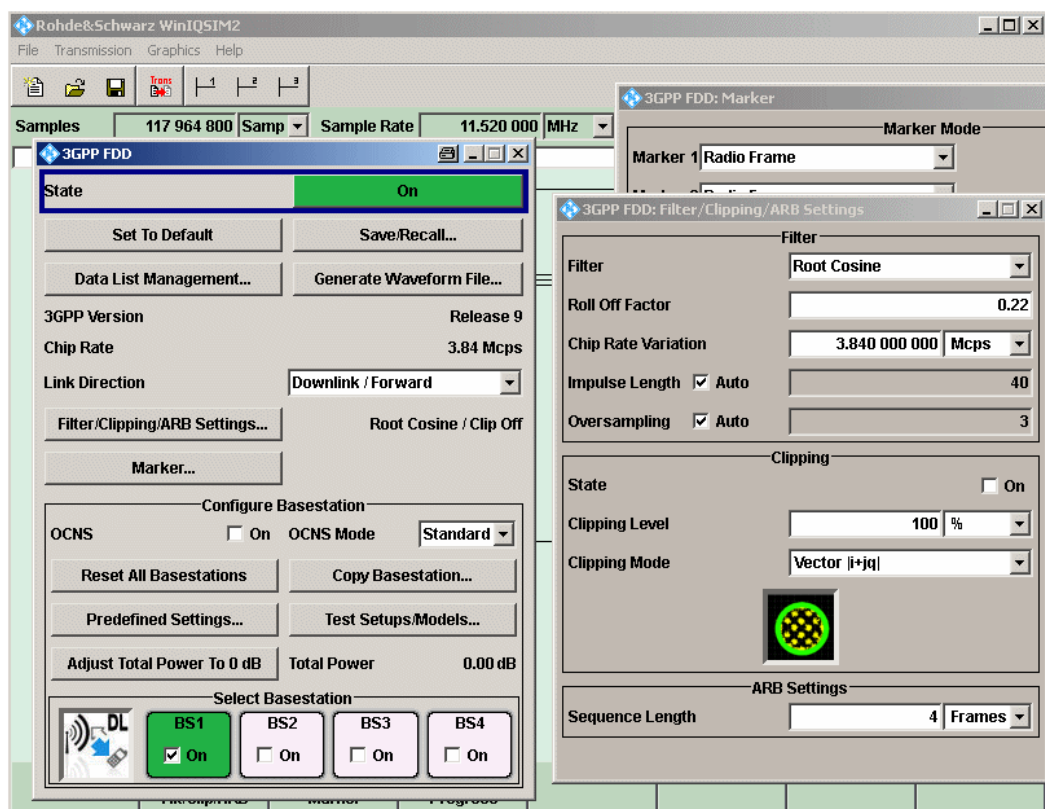


Рисунок 1-41 – Программа для ПК, предназначенная для вычисления I/Q-данных для стандартных сигналов

В этом примере используется стандарт мобильной сотовой связи 3GPP FDD (UMTS). Показан пример формирования нисходящего сигнала, т.е. сигнала от базовой станции (BS) на мобильный телефон. Программа позволяет создавать сигналы от четырех базовых станций; на [рисунке 1-41](#), включена только BS1. Фильтрация соответствует стандарту UMTS. Усечение (*clipping*) не проводится. Разъем прибора *Marker1* последовательно выдает сигнал в начале каждого нового *радиокадра*.

После ввода всех необходимых параметров начать расчет I/Q-данных можно с помощью кнопки *Generate Waveform File*. После этого данные будут переданы из программы в ARB-генератор, и можно сразу же выводить полученный сигнал.

На [рисунке 1-42](#) показан принцип работы ARB-генератора. Генератор последовательностей берет данные из памяти, объединяет их в заданную последовательность и подает ее на преобразователь частоты дискретизации (передискретизатор).

Передискретизатор используется для настройки произвольной частоты тактовой синхронизации памяти на фиксированную тактовую частоту цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Такой подход имеет два основных преимущества. Первое, всегда используется оптимальная тактовая частота ЦАП, обеспечивающая наилучшее разрешение, и второе, произвольная тактовая частота памяти обеспечивает оптимальное использование памяти. Другими словами, изменение тактовой частоты позволяет сгенерировать максимально длинную последовательность.

Покажем это на примере:

ARB-генератор с объемом памяти 1 млрд отсчетов может сформировать GSM-сигнал с частотой 270 тыс. отсчетов/с и тройной сверхдискретизацией длительностью 1234 с.

$\left(t = \frac{1 \text{ Gsample}}{3 \cdot 270 \text{ ksample}}\right)$. Если тактовая частота памяти равна тактовой частоте ЦАП, например, 300 МГц, максимальная длительность выходного сигнала будет уменьшена до 3,3 с $\left(t = \frac{1 \text{ Gsample}}{300 \text{ Msample/s}}\right)$.

Так как тактовая частота цифро-аналогового преобразователя всегда находится в оптимальном диапазоне, выходной сигнал имеет высокий динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR), который не зависит от тактовой частоты памяти.

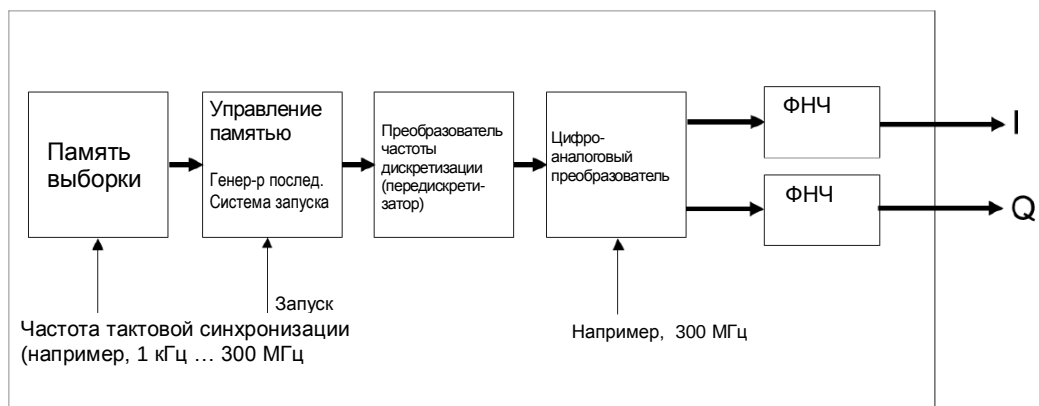


Рисунок 1-42 – Блок-схема ARB-генератора

1.3 Основные характеристики генератора сигналов

Предполагается, что идеальный генератор сигналов формирует на выходе неискаженный синусоидальный сигнал, частота и уровень которого в точности соответствуют заданным. На [рисунке 1-43](#) показан идеальный синусоидальный сигнал во временной и частотной областях.

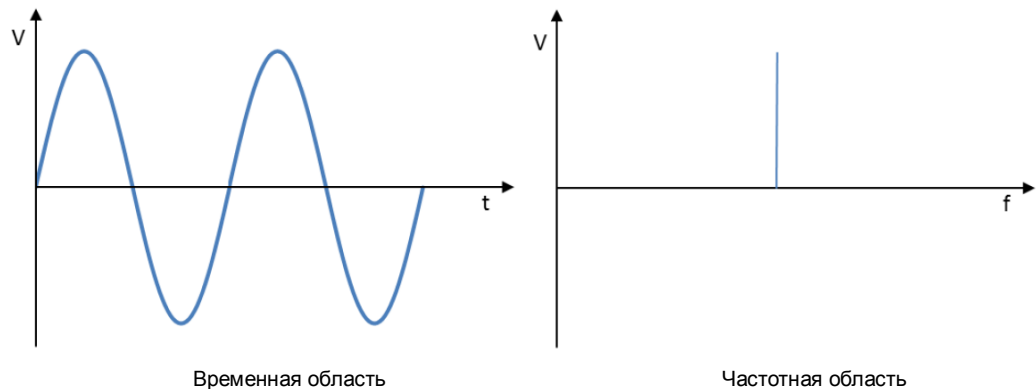


Рисунок 1-43 – Выходной сигнал идеального генератора сигнала во временной и частотной областях

Так как в основе генератора сигналов лежат реальные компоненты с неидеальными характеристиками, полезный несущий сигнал с частотой f_c (с: carrier (несущая)) появляется на выходе вместе с помеховыми сигналами. На практике, даже несущий сигнал содержит погрешности установки частоты и уровня. На самом деле из-за фазового шума реальный несущий сигнал не будет отображаться на спектре в виде тонкой линии, или функции Дирака (см. [рисунк 1-44](#)).

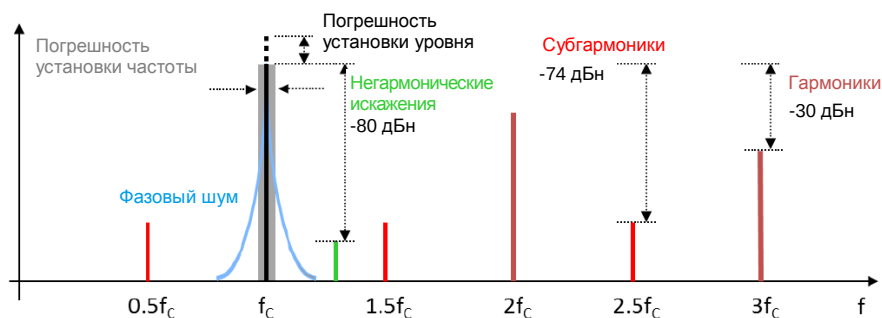


Рисунок 1-44 – Спектр реального неидеального выходного сигнала генератора

В следующих разделах более подробно рассматриваются основные характеристики генератора сигналов, которые используются для оценки качества сигнала.

1.3.1 Фазовый шум

Фазовый шум характеризует кратковременную стабильность кварцевых генераторов, которые используются в генераторе сигналов для формирования сигналов с различной частотой и формой. Причинами возникновения фазового шума являются флуктуации фазы, частоты и амплитуды выходного сигнала кварцевого генератора, хотя флуктуации амплитуды обычно не учитываются. Эти флуктуации приводят к возникновению модуляции. Как правило, фазовый шум симметричен относительно несущей, так что достаточно рассмотреть фазовый шум только в одной боковой полосе. Поэто-

му его амплитуда относительно амплитуды несущей обозначается как однопольный фазовый шум (SSB или ОБП) при заданной отстройке от несущей частоты. Обычно, приводятся относительные значения, т.е. они определяются как уровень фазового шума в пределах полосы частот в 1 Гц. Соответственно, единицы измерения обозначаются как дБн (1 Гц) или как дБн/Гц, где "н" означает несущая. Так как мощность фазового шума меньше мощности несущей, в спецификациях генератора сигналов приводятся отрицательные значения. Влияние фазового шума показано на [рисунке 1-45](#).

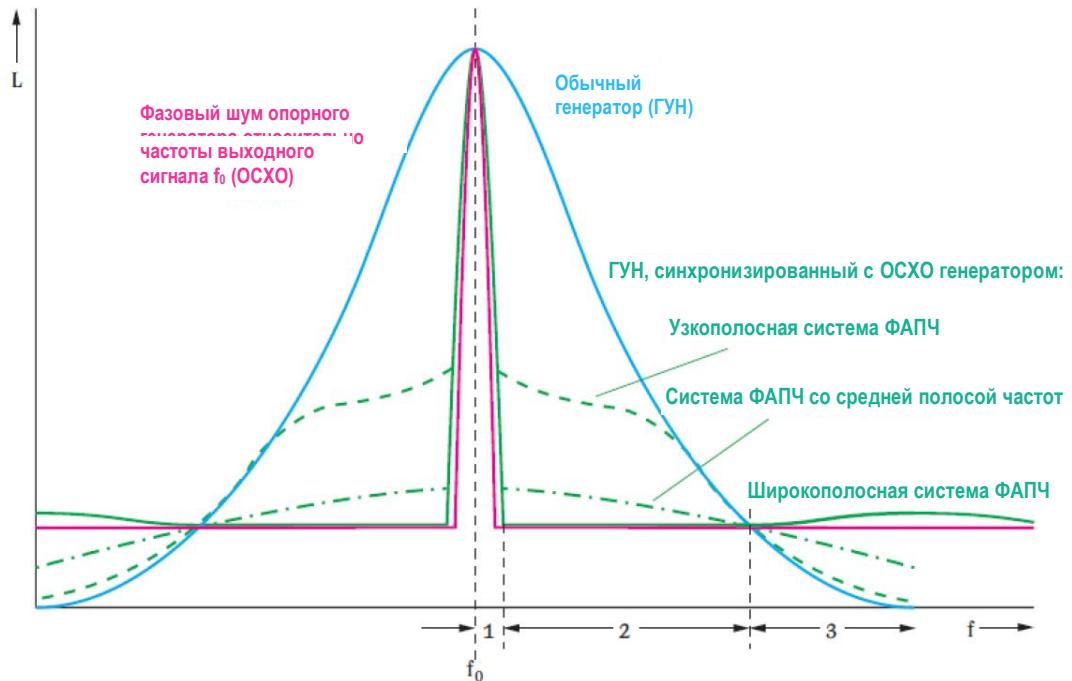


Рисунок 1-45 – Фазовый шум ОСХО генератора, ГУН и ГУН, синхронизированный с ОСХО генератором с разной полосой частот системы ФАПЧ

Идеальный синусоидальный сигнал в частотной области представляет собой одну спектральную линию. На практике, однако, спектр сигнала реального генератора значительно шире. Фазовый шум в той или иной степени присутствует в сигнале любого кварцевого генератора. Внося соответствующие изменения в схему, его можно в определенной степени минимизировать, но полностью устранить не получится. В современных генераторах сигналов опорные генераторы реализованы в виде синтезаторов, т.е. реальный генератор синхронизирован с высокоточным опорным генератором, например 10 МГц, с помощью системы ФАПЧ, как описано в разделе [1.2.1.1](#). Характеристики фазового шума зависят от полосы частот цепи захвата системы ФАПЧ. Можно выделить следующие поддиапазоны (см. также диапазоны 1, 2 и 3 на [рисунке 1-45](#)):

- 1 Вблизи несущей частоты (отстройка частоты порядка 1 кГц)

В этом диапазоне фазовый шум, вызванный умножением в контуре захвата, выше, чем шум кварцевого генератора.

- 2 Диапазон, доходящий до верхней границы полосы захвата системы ФАПЧ (начиная примерно с 1 кГц)

В пределах полосы захвата системы ФАПЧ фазовый шум определяется суммарным шумом от нескольких компонентов контура захвата, включая attenuator, фазовый детектор и умноженный опорный сигнал. Верхняя граница этого диапазон зависит от генератора сигналов, или, точнее, от типа используемого кварцевого генератора.

І Диапазон за пределами полосы захвата

За пределами полосы захвата фазовый шум практически полностью определяется фазовым шумом несинхронизированного генератора. В этом диапазоне фазовый шум падает со скоростью 20 дБ на декаду.

На [рисунке 1-45](#) показан фазовый шум для систем ФАПЧ с разной полосой частот. Интересно сравнить фазовый шум несинхронизированного генератора с фазовым шумом систем ФАПЧ с разной полосой частот. Возможны следующие ситуации:

І Широкополосная система ФАПЧ

Коэффициент усиления замкнутой цепи настолько велик, что фазовый шум подключенного к кварцу генератора снижается до уровня шума кварца. При больших отстройках от несущей, однако, фазовый шум увеличивается из-за сдвига фазы, вызванного фильтрацией.

І Средняя полоса частот системы ФАПЧ

Коэффициент усиления замкнутой цепи не настолько велик, чтобы уменьшить фазовый шум вблизи несущей до уровня кварцевого генератора. Однако увеличение фазового шума при больших отстройках от несущей меньше, чем в системах с более широкой полосой захвата.

І Узкополосная система ФАПЧ

Фазовый шум при больших отстройках от несущей не хуже, чем у несинхронизированного генератора. Тем не менее, вблизи несущей фазовый шум значительно выше, чем при средней и широкой полосе захвата.

Математическое описание фазового шума:

Выходной сигнал $v(t)$ идеального генератора сигналов можно описать следующим выражением

Уравнение 1-3:

$$v(t) = V_0 \cdot \sin(2 \pi f_0 t), \text{ где}$$

V_0 – амплитуда сигнала,

f_0 – частота сигнала, а

$2 \pi f_0 t$ – фаза сигнала.

В реальном сигнале и амплитуда, и фаза подвержены флуктуациям:

Уравнение 1-4:

$$v(t) = (V_0 + \varepsilon(t)) \sin(2 \pi f_0 + \Delta\varphi(t)), \text{ где}$$

$\varepsilon(t)$ – изменение амплитуды сигнала

$\Delta\varphi(t)$ – фазовый шум (изменение фазы) сигнала

При работе с составляющей $\Delta\varphi(t)$, необходимо учитывать два типа шума:

- ┌ Детерминированные флуктуации фазы, вызванные, например, фоном сети переменного тока или недостаточным подавлением других частот во время обработки сигнала. Эти флуктуации проявляются в виде дискретных помеховых линий в спектре сигнала.
- ┌ Случайные флуктуации фазы, вызванные тепловым, дробовым или фликер-шумом активных элементов генератора.

Одним из показателей фазового шума может служить плотность мощности шума в полосе частот 1 Герц:

Уравнение 1-5:

$$S_{\Delta\phi}(f) = \frac{\Delta\phi_{\text{rms}}^2}{1\text{Hz}} \frac{\text{rad}^2}{\text{Hz}}$$

На практике для описания характеристик фазового шума генератора обычно используется однополосный фазовый шум L (ОБП или SSB). Он определяется как отношение мощности шума P_{SSB} , измеренной в одной боковой полосе с полосой частот 1 Гц, к мощности сигнала P_{Carrier} при отстройке f_{offset} от частоты несущей (см. также [рисунок 1-46](#)).

Уравнение 1-6:

$$L(f_{\text{offset}}) = \frac{P_{SSB}(1\text{Hz})}{P_{\text{Carrier}}}$$

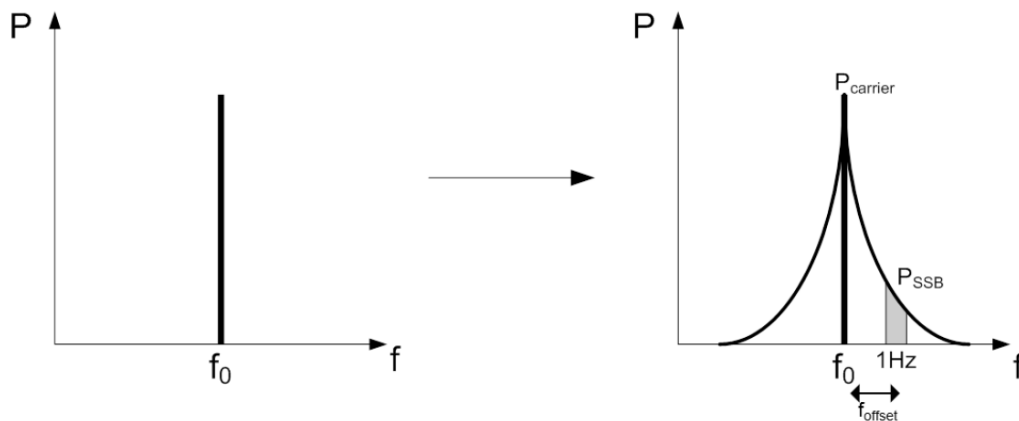


Рисунок 1-46 – Идеальный сигнал и сигнал с фазовым шумом

Если боковые полосы модуляции, вызванной фазовым шумом, очень узкие, например, если отклонения фазы намного меньше 1 радиана, однополосный фазовый шум можно рассчитать, используя плотность мощности шума:

Уравнение 1-7:

$$L(f) = \frac{1}{2} S_{\Delta\phi}(f)$$

Часто однополосный фазовый шум указывается в логарифмическом масштабе:

Уравнение 1-8:

$$L_c(f_{offset}) = 10 \lg (L(f_{offset})) \text{ dBc}$$

Зависимость однополосного фазового шума генератора сигналов от отстройки от несущей частоты показана на [рисунке 1-47](#). Так как компоненты, используемые для формирования сигнала, имеют частотно-зависимые характеристики, а также из-за того, что высокие частоты требуют подключения дополнительных сигнальных трактов для формирования сигнала, фазовый шум также зависит от текущей рабочей частоты генератора сигналов. На [рисунке 1-47](#) показана эта зависимость для нескольких несущих в диапазоне от 10 МГц до 6 ГГц. Из рисунка видно, что фазовый шум постоянно увеличивается с увеличением частоты.

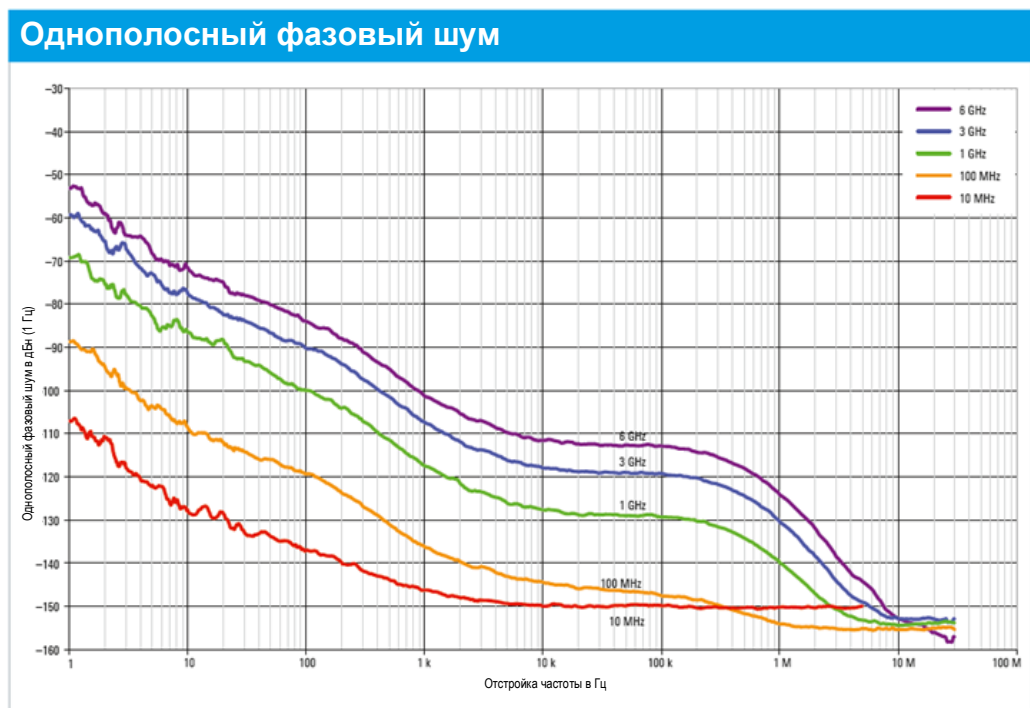


Рисунок 1-47 – Зависимость однополосного фазового шума от отстройки частоты для различных частот несущего сигнала

Как видно из [рисунка 1-47](#) низкие уровни фазового шума имеют особенно большое значение, если генератор сигналов используется в качестве стабильного опорного сигнала, например, для измерения фазового шума, или как калибровочный источник во время технического обслуживания. Сигналы СВЧ-диапазона с малым джиттером, т.е. сигналы с низким уровнем фазового шума – особенно вблизи несущей – особенно важны для определения характеристик все более быстрых аналогово-цифровых преобразователей.

1.3.2 Паразитные составляющие

Паразитные составляющие, показанные на [рисунке 1-44](#) (гармоники и субгармоники) возникают из-за нелинейности компонентов (усилителей, смесителей и пр.) в сигнальном тракте генератора сигналов. В этом разделе они описаны более подробно.

Идеальное линейное двухпортовое устройство (четыреполюсник) передает сигнал с входа на выход без искажений. Передаточная функция по напряжению для таких четырехполюсников описывается следующим выражением:

Уравнение 1-9:

$$V_{out}(t) = G_V \cdot V_{in}(t),$$

где $V_{out}(t)$ – напряжение на выходе четырехполюсника,
 $V_{in}(t)$ – напряжение на входе четырехполюсника,
 G_V – коэффициент усиления четырехполюсника.

На практике реализовать такие идеальные четырехполюсники можно только на пассивных компонентах.

Например, резистивный делитель можно считать идеальным. С другой стороны, четырехполюсники, содержащие полупроводниковые компоненты, например, усилители или смесители, обладают нелинейностью. В этом случае передаточную функцию можно аппроксимировать степенным рядом следующего вида:

Уравнение 1-10:

$$v_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot v_{in}^n(t) = a_1 \cdot v_{in}(t) + a_2 \cdot v_{in}^2(t) + a_3 \cdot v_{in}^3(t) + \dots$$

где $v_{out}(t)$ – напряжение на выходе четырехполюсника,
 $v_{in}(t)$ – напряжение на входе четырехполюсника,
 a_n – коэффициент соответствующего нелинейного элемента коэффициента усиления по напряжению.

В большинстве случаев достаточно учитывать только квадратичные и кубические члены, так что степенной ряд достаточно записать только до $n = 3$, как показано в [уравнении 1-10](#). Генераторы сигналов должны формировать максимально неискаженные сигналы. Поэтому линейность является ключевым критерием при выборе генератор сигналов. Влияние нелинейности четырехполюсника на спектр выходного сигнала зависит от входного сигнала:

Однотональная модуляция

Если на входе четырехполюсника присутствует один синусоидальный сигнал $v_{in}(t)$

Уравнение 1-11:

$$v_{in}(t) = \hat{V}_{in} \cdot \sin(2\pi f_{in,1} \cdot t)$$

где $\hat{V}_{in}$ – пиковое значение сигнала $v_{in}(t)$,
 $f_{in,1}$ – частота сигнала $v_{in}(t)$,

то возникает однотональная модуляция. Подставляя [уравнение 1-11](#) в [уравнение 1-10](#), можно увидеть, что нелинейность приведет к появлению гармоник входного сигнала на частотах $f_{n,H} = n \cdot f_1$ (см. [рисунок 1-48](#)).

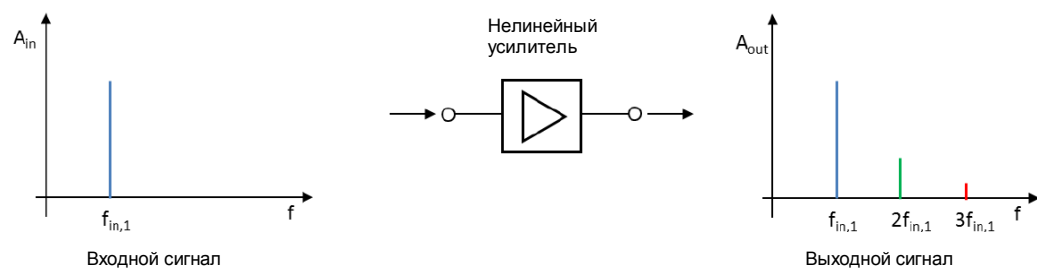


Рисунок 1-48 – Спектр сигнала до и после нелинейного четырехполюсника

Уровень этих гармоник зависит от коэффициентов a_n в [уравнении 1-10](#). Существует также зависимость от порядка n соответствующей гармоники и от уровня входного сигнала. При увеличении уровня входного сигнала уровень гармоник увеличивается пропорционально их порядку, т.е. изменение входного уровня на Δ дБ приведет к изменению уровня гармоник на $n \cdot \Delta$ дБ вместе с изменением уровня входного сигнала.

В технических данных приведены уровни гармоник относительно несущего сигнала в дБн (н: несущая)(dBc). На [рисунке 1-49](#) приведен пример характеристик из технических данных. Гармоники задаются частотой и уровнем выходной мощности, для которой применимы спецификации гармоник. Если уровень гармоник относительно несущего сигнала является неподходящим, можно использовать дополнительные фильтры для дальнейшего подавления гармоник, как показано в этом примере. На [рисунке 1-50](#) показаны графики результатов измерения второй и третьей гармоник в зависимости от частоты несущей.

Harmonics		
R&S®SMB-B101/-B102/-B103/-B106	1 MHz < f ≤ 6 GHz; level ≤ 13 dBm ⁶	< -30 dBc
-B112/-B112L ^(*)	f > 6 GHz; level ≤ 10 dBm ⁶	
R&S®SMB-B120/-B120L/-B140/-B140L ^(**)	standard; level ≤ 8 dBm ⁶	
	f > 1 MHz	< -30 dBc
	with R&S®SMB-B25, R&S®SMB-B26 option low harmonic, low harmonic filter on, level ≤ 10 dBm ⁶	
	1 MHz < f ≤ 150 MHz	< -30 dBc
	150 MHz < f ≤ 3 GHz	< -58 dBc
	3 GHz < f ≤ 20 GHz	< -50 dBc
	f > 20 GHz	< -60 dBc (meas)

^{*)} без / с электронным аттенуатором; ^{**) без / с механическим аттенуатором}

Рисунок 1-49 – Пример характеристик гармоник из технических данных

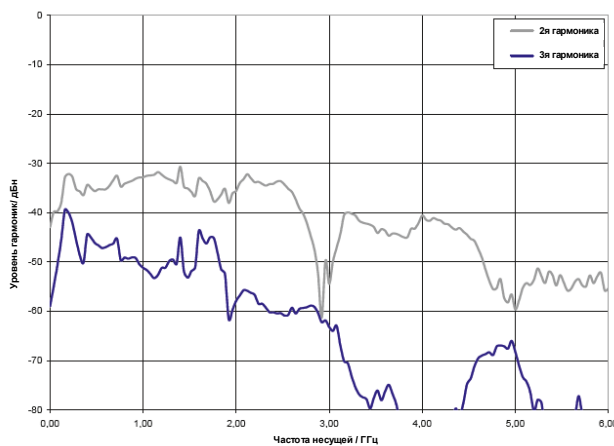


Рисунок 1-50 – График результатов измерения второй и третьей гармоник до 6 ГГц, мощность выходного сигнала +15 дБмВт (измеренное значение)

Двухтональная модуляция

Помимо описанных выше гармонических составляющих, генерация сигнала также приводит к появлению негармонических составляющих сигнала. Так как изоляция сигнальных трактов неидеальна, эти составляющие могут возникнуть, например, из-за перекрестных помех от внутреннего источника питания или других источников тактовой частоты, имеющихся в генераторе сигналов. К негармоническим также относятся интермодуляционные составляющие, возникающие из-за двухтональной модуляции на нелинейных компонентах. В случае двухтональной модуляции входной сигнал $V_{in}(t)$ состоит из двух синусоидальных сигналов с одинаковой амплитудой:

Уравнение 1-12:

$$v_{in}(t) = \hat{V}_{in} \cdot \sin(2\pi f_{in,1} \cdot t) + \hat{V}_{in} \cdot \sin(2\pi f_{in,2} \cdot t)$$

где $\hat{V}_{in}$ – пиковое значение синусоидальных сигналов,

$f_{in,1}, f_{in,2}$ – частоты сигналов.

Подставляя уравнение 1-12 в уравнение 1-10 для нелинейной передаточной функции, можно получить интермодуляционные составляющие, перечисленные в таблице 1-1, которые появятся на выходе четырехполосника. Угловая частота ω определяется как

$$\omega_1 = 2\pi \cdot f_{in,1} \text{ и } \omega_2 = 2\pi \cdot f_{in,2}.$$

Таблица 1-1 – Интермодуляционные составляющие для двухтональной модуляции

Постоянная составляющая	$a_2 \cdot 0.5 (\hat{U}_{in,1}^2 + \hat{U}_{in,2}^2)$
Основные гармоники	$a_1 \cdot \hat{U}_{in,1} \cdot \sin(\omega_1 t)$ $a_1 \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot \sin(\omega_2 t)$
Вторые гармоники	$a_2 \cdot 0.5 \cdot \hat{U}_{in,1}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 t)$ $a_2 \cdot 0.5 \cdot \hat{U}_{in,2}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_2 t)$
Интермодуляционные составляющие 2-го порядка	$a_2 \cdot \hat{U}_{in,1} \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ $a_2 \cdot \hat{U}_{in,1} \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t$
Третьи гармоники	$a_3 \cdot 0.25 \cdot \hat{U}_{in,1}^3 \cdot \sin(3 \cdot \omega_1 t)$ $a_3 \cdot 0.25 \cdot \hat{U}_{in,2}^3 \cdot \sin(3 \cdot \omega_2 t)$
Интермодуляционные составляющие 3-го порядка	$a_3 \cdot \hat{U}_{in,1}^2 \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot 0.75 \cdot \sin(2\omega_1 + \omega_2)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{in,1}^2 \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot 0.75 \cdot \sin(2\omega_2 + \omega_1)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{in,1}^2 \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot 0.75 \cdot \sin(2\omega_1 - \omega_2)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{in,1}^2 \cdot \hat{U}_{in,2} \cdot 0.75 \cdot \sin(2\omega_2 - \omega_1)t$

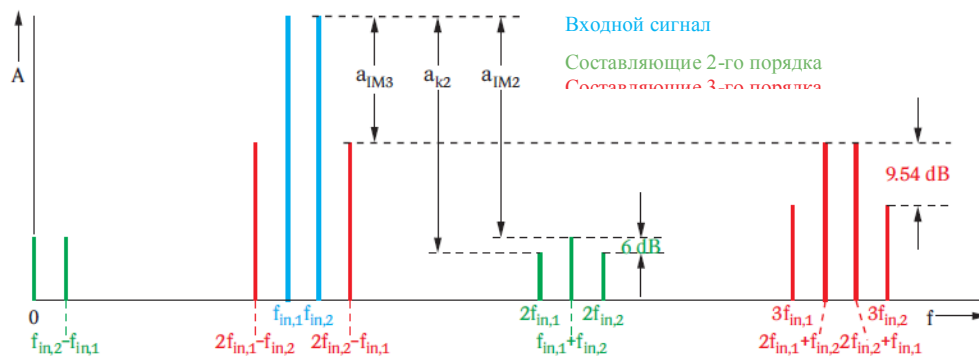


Рисунок 1-51 – Спектр выходного сигнала нелинейного четырехполюсника после двухтональной модуляции

Помимо гармоник формируются также интермодуляционные составляющие (см. рисунок 1-51). Порядок интермодуляционных составляющих соответствует сумме порядков вовлеченных составляющих. Для составляющей $2 \cdot f_{in,1} + 1 \cdot f_{in,2}$, например, итоговый порядок будет $2 + 1 = 3$. В таблице 1-1 приведены только составляющие до третьего порядка. Если четные интермодуляционные составляющие (например, второго порядка) в частотной области всегда располагаются далеко от двух входных сигналов, то нечетные интермодуляционные составляющие низкого порядка (например, третьего или пятого) всегда находятся в непосредственной близости от входных сигналов.

В зависимости от приложения, помехи могут вызвать как четные, так и нечетные составляющие. Как и для гармоник высшего порядка, изменение уровня обоих входных синусоидальных сигналов на Δ дБ приведет к изменению уровня интермодуляционных составляющих на $n \cdot \Delta$ дБ. Например, если модуляция усилителя увеличивается на 3 дБ, интермодуляционная составляющая третьего порядка увеличивается на 9 дБ. Эта зависимость показана на рисунке 1-52 на примере интермодуляционных составляющих второго и третьего порядков:

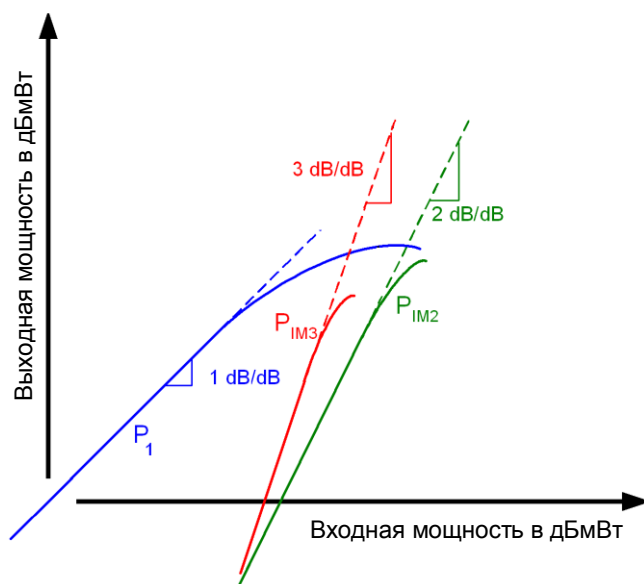


Рисунок 1-52 – Характеристические кривые для основной гармоники (синяя) и интермодуляционных составляющих второго (зеленая) и третьего (красная) порядков

Для возможности сравнения характеристик гармонических и негармонических искажений различных генераторов сигналов необходимо также указывать уровень несущей и смещение частоты (см. [рисунок 1-53](#)).

Nonharmonics	CW, level > -10 dBm (level > 0 dBm for instruments without step attenuator), offset > 10 kHz from carrier	
	f ≤ 23.4375 MHz	< -70 dBc
	23.4375 MHz < f ≤ 1500 MHz	< -70 dBc, < -84 dBc (typ.)
	1500 MHz < f ≤ 3 GHz	< -64 dBc, < -78 dBc (typ.)
	3 GHz < f ≤ 6.375 GHz	< -58 dBc, < -72 dBc (typ.)
	6.375 GHz < f ≤ 12.75 GHz	< -52 dBc, < -66 dBc (typ.)
	12.75 GHz < f ≤ 25.5 GHz	< -46 dBc, < -60 dBc (typ.)
	25.5 GHz < f ≤ 40 GHz	< -40 dBc, < -54 dBc (typ.)

Рисунок 1-53 – Пример характеристик негармонических искажений из технических данных

Для описания спектральной чистоты генератора сигналов необходимо указывать не только фазовый шум, гармонические и негармонические составляющие, но также субгармоники. Частоты субгармоник имеют целочисленный делитель относительно частоты несущей:

- Первая субгармоника $1/2 \cdot f_c$
- Вторая субгармоника $1/3 \cdot f_c$
- n-ая субгармоника $f_c/(n+1)$

Субгармонические частотные составляющие появляются в генераторе сигналов исключительно из-за умножения частоты. На следующем рисунке приведен пример параметров субгармоник из технических данных. Требуется также указать уровень выходной мощности несущей и опорное значение в дБн (dBc). Генератор сигналов в приведенном ниже примере не использует умножители частоты на частотах до 6,375 ГГц, поэтому субгармоники в этом диапазоне отсутствуют.

Subharmonics	level > -10 dBm (level > 0 dBm for instruments without step attenuator)	
	f < 6.375 GHz	none
	6.375 GHz < f ≤ 20 GHz	< -55 dBc
	20 GHz < f ≤ 40 GHz	< -50 dBc

Рисунок 1-54 – Пример технических данных с параметрами субгармоник

1.3.3 Стабильность частоты

При рассмотрении стабильности частоты необходимо различать долговременную и кратковременную стабильность.

Кратковременная стабильность определяется статистическими или детерминированными флуктуациями частоты относительно среднего значения. Спектральная линия одночастотного сигнала расширяется из-за этих флуктуаций. Также необходимо различать два типа флуктуаций частоты, случайные и детерминированные. Детерминированные (или систематические, периодические) флуктуации можно отследить до дискретных модулирующих частот. Другими словами, они появляются как отдельные близкие к средней частоте спектральные линии и имеют известную причину, например, фон сети переменного тока или интермодуляционные составляющие. Случайные (или статистические) флуктуации частоты или фазы известны как фазовый шум (см. раздел 1.3.1 «Фазовый шум»).

Долговременная стабильность относится к изменению средней частоты, вызванному медленному изменению параметров компонент, которые определяют частоту (опорных генераторов). Например, температурное расширение резонирующей структуры может привести к изменению частоты. Долговременную стабильность часто характеризуют относительным изменением частоты в единицу времени. Характеристики долговременной стабильности включают несколько отдельных параметров (см. рисунок 1-55).

Reference frequency

Frequency error (погрешность установки частоты)	at time of calibration in production	$< 1 \times 10^{-7}$
	with R&S®SMB-B1/R&S®SMB-B1H option	$< 1 \times 10^{-8}$
Aging (старение) (after 10 days of uninterrupted operation) (после 10 дней непрерывной работы)	standard	$< 1 \times 10^{-6}/\text{year}$
	with R&S®SMB-B1 option	$< 1 \times 10^{-6}/\text{day}, < 1 \times 10^{-7}/\text{year}$
	with R&S®SMB-B1H option	$< 5 \times 10^{-10}/\text{day}, < 3 \times 10^{-8}/\text{year}$
Temperature effect (0 °C to +50 °C) (влияние температуры)	standard	$< 2 \times 10^{-6}$
	with R&S®SMB-B1 option	$< 1 \times 10^{-7}$
	with R&S®SMB-B1H option	$< 1 \times 10^{-8}$
Warm-up time (время прогрева)	to nominal thermostat temperature with R&S®SMB-B1/R&S®SMB-B1H option	$\leq 10 \text{ min}$

Рисунок 1-55 – Параметры стабильности частоты

- ┌ Параметр "погрешность установки частоты" определяет точность опорного генератора на момент производства или после калибровки.
- ┌ Так как опорный генератор подвержен старению, в характеристиках указывается итоговый уход частоты в день или в год. По этим параметрам можно вычислить дату повторной калибровки в сервисном центре. Временной интервал между калибровками определяется допустимым дрейфом частоты для конкретного приложения.
- ┌ Помимо указанных выше параметров, расчет суммарной погрешности установки частоты должен включать в себя температурные отклонения.

Как описано в подразделе "Синтезатор" раздела 1.2.1.1 точность установки частоты генератора сигналов зависит от используемого кварцевого генератора. Для большинства генераторов сигналов в качестве опорного используется термокомпенсированный ТСХО генератор. Для приложений, предъявляющих более высокие требования к точности установки частоты, генераторы сигналы могут также поставляться с опциональным термостатированным ОСХО генератором. Поэтому характеристики стабильности частоты также включают значения для ОСХО генератора (см. рисунок 1-55, SMB®-B1: опорный ОСХО генератор; SMB®-B1H: высокопроизводительный опорный генератор). Помимо повышения точности установки частоты, ОСХО генераторы также имеют меньшее время прогрева. Характеристики, указанные в технических данных, применимы только после этого временного интервала. В этом примере время прогрева стандартного кварцевого генератора составляет 30 минут. При использовании ОСХО-генератора оно уменьшается до 10 минут (см. рисунок 1-55).

1.3.4 Точность и время установки уровня

Как описано в разделе 1.2.1.1, точность и время установки уровня зависят от типа используемого синтезатора, типа ступенчатого аттенюатора и состояния системы АРУ (включена или выключена). На рисунке 1-1 показан пример значений погрешности установки уровня из технических данных для различных диапазонов частот. Из-за высокой точности механических ступенчатых аттенюаторов и лучшего согласования с выходным ВЧ разъемом, погрешность установки уровня для них меньше, чем в генераторах сигнала без ступенчатого аттенюатора.

Ступенчатый аттенюатор отсутствует

Используется механический ступенчатый аттенюатор

Level error	ALC state on, temperature range +18 °C to +33 °C	
R&S®SMB-B101/-B102/-B103/-B106/-B112	9 kHz ≤ f ≤ 200 kHz ⁴	< 1.0 dB
	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.5 dB
	f > 3 GHz	< 0.9 dB
R&S®SMB-B112L	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.7 dB
	f > 3 GHz	< 1.1 dB
R&S®SMB-B120L/-B140L	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.7 dB
	3 GHz < f ≤ 20 GHz	< 1.1 dB
R&S®SMB-B120/-B140	20 GHz < f ≤ 40 GHz	< 1.2 dB
	level > -90 dBm	level ≤ -90 dBm
	200 kHz < f ≤ 3 GHz	< 0.5 dB
	3 GHz < f ≤ 20 GHz	< 0.9 dB
	20 GHz < f ≤ 40 GHz	< 1.0 dB
		< 1.5 dB

Рисунок 1-56 – Характеристики погрешности установки уровня для генераторов сигналов с механическим ступенчатым аттенюатором и для генераторов сигналов без ступенчатого аттенюатора

Как описано в подразделе "Ослабление уровня с помощью ступенчатых аттенюаторов" раздела 1.2.1.1 при использовании электронного ступенчатого аттенюатора, после аттенюатора устанавливается усилитель мощности для компенсации ослабления. Это приводит к ухудшению спектральной чистоты и повышает погрешность установки уровня. На графиках, приведенных на рисунке 1-57 и рисунке 1-58, показана зависимость погрешности установки уровня от уровня выходного сигнала для различных частот. На рисунке 1-58 показано отрицательное влияние включенного усилителя мощности на точность установки уровня.

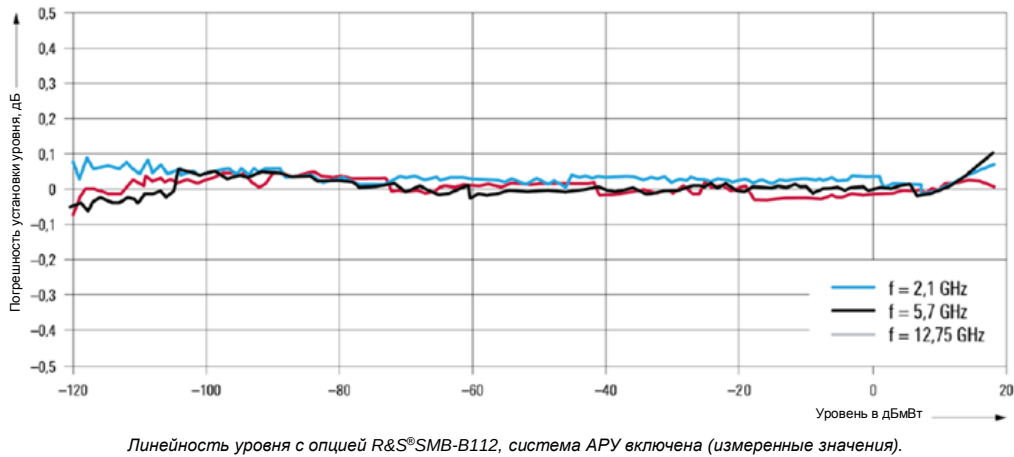
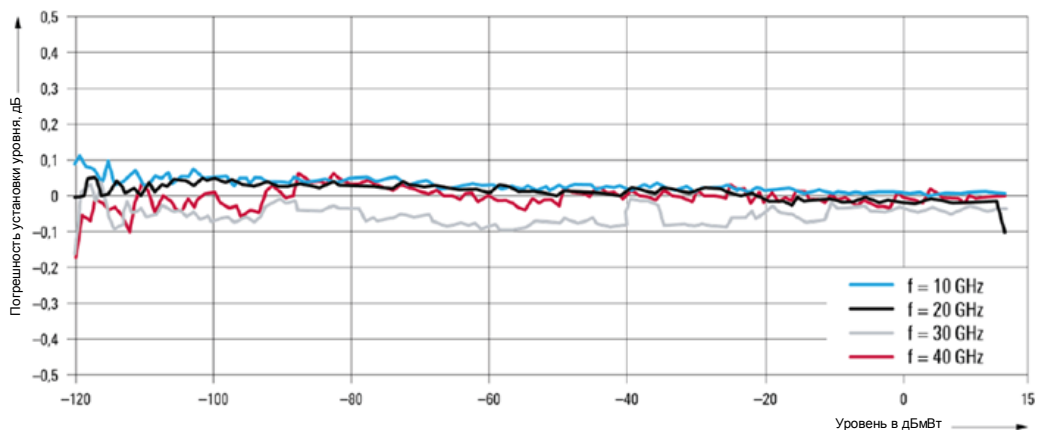


Рисунок 1-57 – Погрешность установки уровня для электронного ступенчатого аттенюатора на различных частотах



Линейность уровня с опцией R&S®SMB-B140 и R&S®SMB-B32, система АРУ включена (измеренные значения).

Рисунок 1-58 – Погрешность установки уровня для электронного ступенчатого аттенюатора и усилителя мощности на различных частотах

На [рисунке 1-59](#) показан пример характеристик для времени установления уровня. При необходимости использования механического ступенчатого аттенюатора время установления уровня значительно увеличивается.

Level setting times	
Setting time (время установки)	level deviation < 0,1 dB ² from final value, with GUI update stopped, temperature range +18 °C to +33 °C, without switching of the mechanical step attenuator
	after IEC/IEEE bus delimiter
	ALC state on
	< 2,5 ms
	with switching of the mechanical step attenuator
	ALC state on
	< 25 ms

Рисунок 1-59 – Характеристики времени установления уровня

1.3.5 Модуль вектора ошибок (EVM)

Важной характеристикой качества модуляции векторного генератора сигналов является модуль вектора ошибок (error vector magnitude, EVM). EVM характеризует степень отклонения сформированных символов от идеального созвездия (см. [рисунк 1-60](#)) и определяет соотношение между вектором ошибок V_{error} и идеальным опорным вектором V_{ref} .

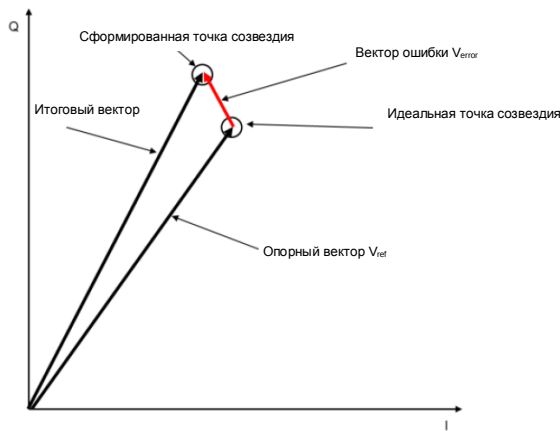


Рисунок 1-60 – Ошибки модуляции, вызванные отклонением местоположения символов от идеального созвездия

Вектор ошибок V_{error} на комплексной I/Q-плоскости строится от идеальной точки созвездия к (реальной) точке созвездия, сформированной генератором сигналов. Опорный вектор V_{ref} строится от нуля до идеальной точки созвездия.

Как правило, значение EVM приводится в децибелах (дБ) или в процентах (см. [уравнение 1-13](#) и [уравнение 1-14](#)).

Уравнение 1-13:

$$EVM(dB) = 10 \log \left(\frac{V_{error}}{V_{ref}} \right)$$

Уравнение 1-14:

$$EVM(\%) = 100 \% \cdot \sqrt{\frac{V_{error}}{V_{ref}}}$$

Методы модуляции высокого порядка, такие как 16QAM (см. раздел [2.4.4](#)), с малым расстоянием между символами более чувствительны векторным ошибкам, чем простые методы модуляции с широкими межсимвольными интервалами. В левой части [рисунка 1-61](#) представлена диаграмма сигнального созвездия QPSK-сигнала, сдвинутого на 45°, при соотношении сигнала к шуму (сигнал/шум или с/ш) 20 дБ. В этом примере значение EVM равно 26 %. Не смотря на высокое значение EVM, широкий межсимвольный интервал позволяет без труда различить отдельные символы. В правой части [рисунка 1-61](#) показана обратная ситуация, когда даже при том же самом отношении с/ш можно корректно различить лишь отдельные символы 16QAM сигнала, что приводит к более высокой вероятности битовых ошибок.

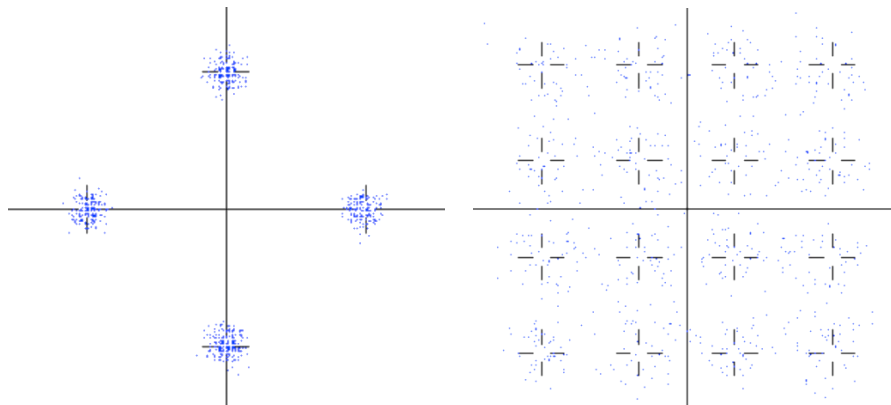


Рисунок 1-61 – Диаграмма сигнального созвездия для QPSK и 16QAM с одинаковым отношением с/ш

Хотя отношение сигнал/шум для двух сигналов в левой и правой части рисунка одинаковое, значение EVM 47,9 % для 16QAM значительно выше, чем для QPSK. Такая разница получается из-за того, средняя длина опорного вектора относительно вектора ошибки во время вычислений значительно меньше в случае 16QAM сигнала, чем для сигнала QPSK.

На практике качество приемника определяется с помощью оценки качества демодуляции, и, в том числе, с помощью измерения EVM. Для минимизации влияния тестового сигнала на результат измерения важно, чтобы генератор сигналов формировал сигнал с высоким качеством модуляции, т.е., с низким значением EVM. Значение EVM векторного генератора сигналов зависит от фильтрации модулирующего сигнала, режима модуляции, символьной скорости и, для стандартов мобильной радиосвязи, также от выбранного стандарта сотовой связи (см. также выдержку из технических данных, приведенную на [рисунке 1-62](#)).

Modulation performance for main digital standards

Measured values except otherwise stated.

Standard	GSM	EDGE	WCDMA 3GPP		CDMA2000®	IEEE 802.11a/g	IEEE 802.11ac	WiMAX™ BW = 10 MHz	LTE
			1DPCH	TM1-64					
Frequency	400 MHz to 2000 MHz	400 MHz to 2000 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	800 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz	5000 MHz	1800 MHz to 2200 MHz
EVM	—	0.25 % (typ.)	0.4 % (typ.)	0.4 %	0.4 %	0.6 %	0.44 %	0.4 %	0.4 %

Modulation performance for custom digital modulation

Deviation error with 2FSK, 4FSK	deviation 0.2 to 0.7 × symbol rate	
	Gaussian filter with $B \times T = 0.2$ to 0.7	
Phase error with MSK	symbol rate up to 2 MHz	0.4 % (meas.)
	symbol rate up to 10 MHz	1.2 % (meas.)
EVM with QPSK, OQPSK, $\pi/4$ -DQPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM	Gaussian filter with $B \times T = 0.2$ to 0.7	
	bit rate up to 10 MHz	0.3° (meas.)
	cosine, root cosine filter with $\alpha = 0.2$ to 0.7	
	symbol rate up to 5 MHz	0.5 % (meas.)
	symbol rate up to 20 MHz	2.0 % (meas.)

Рисунок 1-62 – Пример характеристик EVM

1.3.6 Мощность в соседнем канале (ACP)

Чтобы иметь возможность без помех передавать информацию максимально возможному числу абонентов, соседние каналы в частотной области всегда должны быть свободными от помех. Одной из характеристик такой помехи является мощность в соседнем канале, которая должна быть минимальной и для которой приводится либо абсолютная величина (в дБмВт), либо относительное значение к мощности в канале передачи. Мощность в соседнем канале (adjacent channel power, ACP) также называют коэффициентом утечки мощности в соседний канал (adjacent channel leakage power ratio, ACLR) или коэффициентом мощности в соседнем канале (adjacent channel power ratio, ACPR). Нежелательное паразитное излучение, как правило, вызывается усилителями и их интермодуляционными составляющими третьего порядка в первом соседнем канале, а также интермодуляционными составляющими пятого порядка во втором соседнем канале (альтернативном канале). Для проведения испытаний усилителей на формирование помеховых сигналов в соседнем канале необходимо, чтобы тестовый сигнал, сформированный векторным генератором сигналов, сам по себе имел очень высокое подавление мощности в соседнем канале. Таким образом, значение ACPR является еще одним важным показателем качества для векторного генератора сигналов. Как видно из приведенного ниже рисунка, это значение также зависит от генерируемого сигнала и выбранного стандарта.

Modulation performance for main digital standards

Measured values except otherwise stated.

Standard	GSM	EDGE	WCDMA 3GPP		CDMA2000®	IEEE 802.11a/g	IEEE 802.11ac
			1DPCH	TM1-64			
Frequency	400 MHz to 2000 MHz	400 MHz to 2000 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	1800 MHz to 2200 MHz	800 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz	2400 MHz to 2485 MHz; 5150 MHz to 5825 MHz
Adjacent channel power ratio (ACPR) in dB							
Channel spacing	200 kHz	200 kHz	5 MHz	5 MHz	30 kHz	20 MHz	160 MHz
In adjacent channel	-38	-38	-69	-67 (typ.)	-79 at 0.75 MHz	-42	-50
In alternate channel	-70	-70	-74	-71 (typ.)	-91 at 1.98 MHz	-55	-56
In 2nd alternate channel	-78	-78	—	—	—	-56	-56

Рисунок 1-63 – Характеристики ACPR в зависимости от стандарта

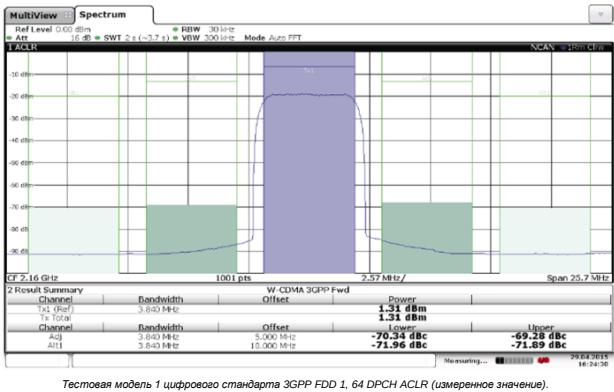


Рисунок 1-64 – Характеристики ACPR в зависимости от стандарта

1.3.7 Согласование импедансов (КСВН)

По большей части генераторы сигналов разработаны для 50-омных систем. Для того чтобы максимальная часть генерируемой мощности передавалась в подключенную нагрузку или ИУ, выход генератора сигналов и входной импеданс нагрузки должны быть максимально близки к 50 Ом. Хорошее согласование импедансов обеспечивается, только при отсутствии отраженных сигналов и минимальной погрешности согласования.

Погрешность согласования ε вычисляется следующим образом:

Уравнение 1-15:

$$\varepsilon = \pm 20 \lg(1 + r_G \cdot r_L) \text{ dB}$$

где

r_G – коэффициент отражения генератора,

r_L – коэффициент отражения нагрузки.

Определение коэффициента отражения:

Любой вид передачи ВЧ-мощности происходит между источником и нагрузкой. Источник и нагрузка соединяются с помощью стандартной линии передачи, например, с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением Z_0 (см. [рисунок 1-65](#)).

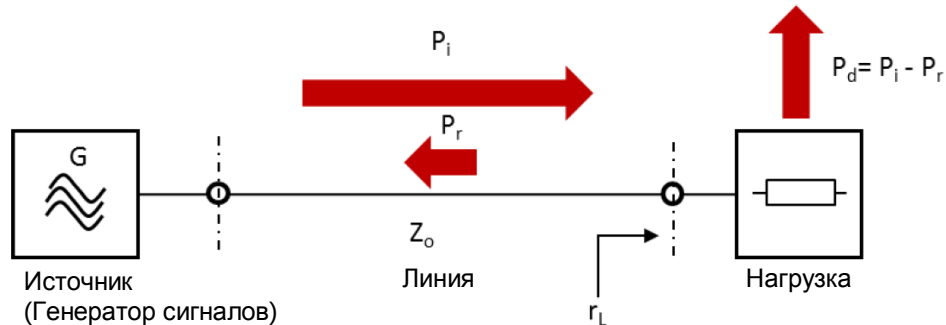


Рисунок 1-65 – Поток мощности между источником и нагрузкой

Источник выдает синусоидальный сигнал с постоянной амплитудой. Потерями в линии передачи пренебрегаем. После завершения всех переходных процессов, остаются только две плоские волны. Одна распространяется от источника к нагрузке (прямое направление), а вторая распространяется в противоположном направлении (обратное направление). Эти две волны переносят падающую мощность P_i и, как правило, меньшую отраженную мощность P_r . Отношение P_r/P_i зависит только от качества согласования нагрузки и линии.

Характеристикой качества согласования нагрузки является коэффициент отражения r_L :

Уравнение 1-16:

$$r_L = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}}$$

При идеальном согласовании импедансов мощность от нагрузки не отражается ($P_r = 0$). Следовательно, $r_L = 0$. Если отражается вся мощность ($P_r = P_i$), тогда $r_L = 1$. Другими словами, значение коэффициента отражения всегда находится в диапазоне от 0 до 1. Чаще всего достаточно знать только амплитуду коэффициента отражения. Иногда необходимо также указать фазовый угол Φ_L . Амплитуду r_L и фазу Φ_L затем можно использовать для получения комплексного коэффициента отражения Γ_L .

Коэффициент отражения также можно задать в виде потерь на отражение a_r (см. [уравнение 1-17](#), [рисунок 1-66](#)). Эта величина показывает (в дБ) насколько отраженная мощность ослабляется по сравнению с падающей мощностью.

Уравнение 1-17:

$$a_r = 20 \lg \frac{1}{r_L} \text{ dB}$$

Как можно видеть на [рисунке 1-65](#), в нагрузку попадает только разница между падающей и отраженной мощностью. Поэтому ее также называют полезной мощностью или поглощенной мощностью P_d :

Уравнение 1-18:

$$P_d = P_i + P_r$$

В характеристиках выхода генератора сигналов часто указывают согласование импеданса, а не коэффициент отражения. Еще одной типичной характеристикой качества согласования импедансов является коэффициент стоячей волны по напряжению (**КСВН**).

Определение КСВН:

Интерференционная картина, возникающая в результате наложения падающей и отраженной волн, называется стоячей волной. Ее период равен половине длины волны. В местах, в которых напряжение и ток обеих волн находятся в фазе или в противофазе, формируются максимальные и минимальные значения. Отношение максимальных и минимальных значений определяется амплитудой коэффициента отражения со стороны нагрузки. Пульсации s и экстремумы можно легко измерить в линии передачи. Вместо термина "пульсации" чаще используют термин коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), или просто КСВ. В отличие от коэффициента отражения, КСВН вычисляется не как отношение мощностей, а как отношение максимального и минимального значения напряжения стоячей волны. Пульсации s , или КСВН вычисляются по следующей формуле:

Уравнение 1-19:

$$s = VSWR = SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

КСВН и коэффициент отражения связаны следующим соотношением:

Уравнение 1-20:

$$VSWR = \frac{1 + r_L}{1 - r_L}$$

При согласовании импедансов, когда $r_L = 0$, КСВН = 1. При полном отражении, когда $r_L = 1$, КСВН = ∞ . Таким образом, диапазон значений для КСВН составляет от 1 до ∞ (см. также [рисунок 1-66](#)).

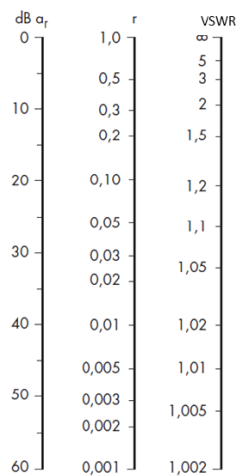


Рисунок 1-66 – Таблица преобразования для коэффициента отражения r, потерь на отражение α, и коэффициента стоячей волны КСВН

Аббревиатура КСВН используется настолько широко, что ее также стали использовать для описания согласования импедансов со стороны источника. Однако это не означает, что подход заключается в формальной замене r_L на r_G в [уравнении 1-20](#), не основываясь на законах физики. Следующее выражение можно использовать для определения КСВН генератора сигналов:

Уравнение 1-21:

$$VSWR = \frac{1 + r_G}{1 - r_G}$$

Так как тип ступенчатого аттенюатора, используемого в генераторе сигналов, может оказывать влияние на согласование генератора, то значение КСВН обычно указывается для нескольких конфигураций прибора. На [рисунке 1-67](#) приведен пример из технических характеристик генератора сигналов.

VSWR		
Output impedance VSWR in 50 Ω system, ALC state on		
С электронным ступенчатым аттенюатором	R&S®SMB-B101/-B102/-B103/-B106/-B112	f > 200 kHz < 1.8
Без ступенчатого	R&S®SMB-B112L/-B30	f > 200 kHz < 2.0
С механическим ступенчатым аттенюатором	R&S®SMB-B120/-B140	1 MHz < f ≤ 20 GHz < 1.6 (meas.) 20 GHz < f ≤ 40 GHz < 1.8 (meas.)

Рисунок 1-67 – Выдержка из технических характеристик генератора сигналов R&S®SMB100A

В следующем примере вычисляется погрешность согласования генератора сигналов и подключенной нагрузки или ИУ.

Согласование импеданса для генератора: $КСВН_G = 1,6$ (R&S®SMB100A до 20 ГГц)

Согласование импеданса для нагрузки: $КСВН_L = 1,7$

Для вычисления погрешности согласования с помощью [уравнения 1-15](#) вычисляются коэффициенты r_G и r_L по известным значениям КСВН в соответствии с [уравнением 1-20](#) и [уравнением 1-21](#):

$$r_G = \frac{VSWR_G - 1}{VSWR_G + 1} = \frac{1.6 - 1}{1.6 + 1} = 0.23$$

$$r_L = \frac{VSWR_L - 1}{VSWR_L + 1} = \frac{1.7 - 1}{1.7 + 1} = 0.26$$

Погрешность согласования вычисляется следующим образом:

$$\varepsilon = \pm 20 \lg(1 + r_G \cdot r_L) \text{ dB} = \pm 20 \lg(1 + 0.23 \cdot 0.26) \text{ dB} = \pm 0.5 \text{ dB}$$

Например, если мощность генератора +10 дБмВт (10 мВт), мощность на нагрузке из-за погрешности согласования будет находиться в диапазоне от 9,5 дБмВт (8,91 мВт) до 10,5 дБмВт (11,22 мВт). Если погрешность согласования для определенного приложения слишком велика, ее можно уменьшить с помощью аттенюатора (см. [рисунок 1-68](#)). Такой подход, разумеется, применим, только если итоговая мощность соответствует требованиям на нагрузку.

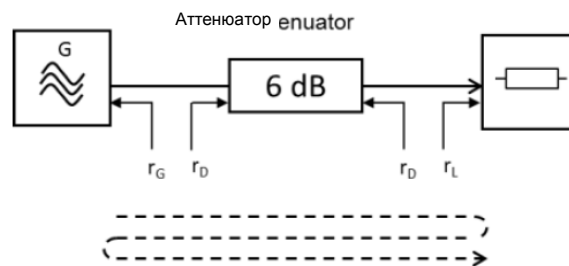


Рисунок 1-68 – Улучшение согласования генератора с помощью аттенюатора

В приведенном выше примере для уменьшения погрешности согласования используется аттенюатор на 6 дБ:

$$\varepsilon = 20 \lg(1 + r_G \cdot r_L \cdot r_D^2) \text{ dB} = 20 \lg(1 + 0.23 \cdot 0.26 \cdot 0.5^2) \text{ dB} = 0.13 \text{ dB}$$

где

$$r_D = 10^{\frac{a_D}{20 \text{ dB}}} = 10^{\frac{-6 \text{ dB}}{20 \text{ dB}}} = 0.5 \text{ (из уравнения 1-17)}$$

Мощность на нагрузке из-за погрешности согласования будет находиться в диапазоне от 9,87 дБмВт (9,71 мВт) до 10,13 дБмВт (10,30 мВт).

Приведенный ниже график (см. [рисунок 1-69](#)) можно использовать для быстрой оценки погрешности согласования в %.

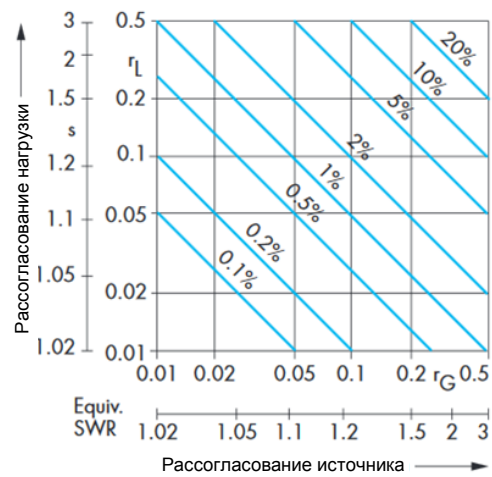


Рисунок 1-69 – Погрешность согласования для прямой мощности и мощности на Z_0

2 Методы модуляции

Для эффективной передачи электрических информационных сигналов с минимально возможными искажениями сигналы должны быть адаптированы к физическим характеристикам канала передачи. С этой целью полезным сигналом (речью, музыкой, данными) производится изменение амплитуды, частоты или фазового угла несущего сигнала, обеспечивая эффективное использование канала передачи. Этот процесс называется модуляцией. В диапазоне частот несущей, передаваемый сигнал занимает полосу частот, которая зависит от полезного сигнала. Сам несущий сигнал не имеет значения в отношении передаваемого сообщения и может подавляться в определенных режимах модуляции. Поскольку через антенну в качестве электромагнитных волн могут излучаться только высокочастотные сигналы, для беспроводной передачи сигналов необходима высокочастотная модулированная несущая. На приемной стороне полезный сигнал восстанавливается с помощью демодулятора (рисунок 2-1). Канал передачи может быть проводным (через электрические или волоконно-оптические кабели) или каналом радиосвязи (через антенны).

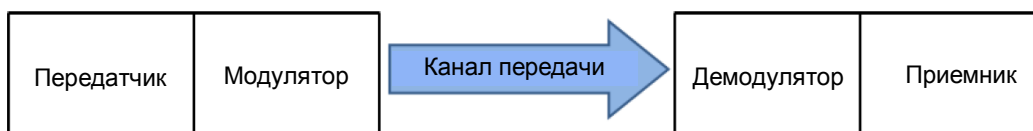


Рисунок 2-1 – Путь сигнала при передаче информации с помощью модулированных сигналов

В методах модуляции непрерывного времени в качестве несущей используется непрерывный сигнал, в частности, синусоидальное колебание. К двум разновидностям методов непрерывного времени относятся модуляция непрерывными значениями и модуляция дискретными значениями. Воздействие непрерывного значения на непрерывную во времени несущую называется аналоговой модуляцией, в то время как воздействие дискретного значения называется цифровой модуляцией.

Для более эффективного использования канала передачи, полезные сигналы передаются параллельно через общий канал путем уплотнения (мультиплексирования). Практическая реализация различных методов уплотнения, включая уплотнение с временным разделением, уплотнение с частотным разделением и уплотнение с кодовым разделением, также достигается за счет использования соответствующих методов модуляции.

2.1 Методы аналоговой модуляции

При аналоговых видах модуляции осуществляется непрерывная обработка таких аналоговых сигналов, как голосовые, музыкальные или видеосигналы без оцифровки значений сигнала передачи. Существует два основных вида аналоговой модуляции: амплитудная модуляция и угловая модуляция. Все другие методы аналоговой модуляции являются производными от этих двух методов модуляции. В таблице 2-1 показаны важнейшие виды аналоговой модуляции.

Таблица 2-1 – Обзор важнейших видов аналоговой модуляции

Вид модуляции	Сокращение
Амплитудная модуляция	AM
Однополосная (с одной боковой полосой)	SSB-AM (ОБП)
С частично подавленной боковой полосой	VSB-AM (ЧПБП)
С двумя боковыми полосами и подавленной несущей	DSBSC-AM (ДБП)
Частотная модуляция	FM (ЧМ)
Фазовая модуляция	PM (ФМ)

2.1.1 Амплитудная модуляция

При амплитудной модуляции (АМ) информация из полезного сигнала непрерывно преобразуется в колебания амплитуды передаваемого сигнала. В процессе модуляции низкочастотный полезный сигнал из основной полосы частот преобразуется в диапазоне высоких частот, что сопровождается появлением новых частотных составляющих. Они возникают в результате произведения модулированного полезного сигнала и колебания несущей. В случае линейной амплитудной модуляции амплитуда колебаний несущей линейно изменяется с величиной полезного сигнала, так что появляются только составляющие первого порядка.

Основные сферы применения амплитудной модуляции:

- ┌ Радиовещание в различных диапазонах частот (длинные волны, средние волны, короткие волны)
- ┌ Телевещание, в зависимости от стандарта вещания
- ┌ Радилюбительская связь (в основном в измененном формате однополосной модуляции)
- ┌ Аэронавигация (радиопеленгация и ОВЧ-радиомаяк)
- ┌ Связь обеспечения полетов

2.1.2 Функция времени и частотный спектр сигнала амплитудной модуляции

На [рисунке 2-2](#) иллюстрируется концепция амплитудной модуляции. Полезный сигнал $v_s(t)$ с наложенным постоянным напряжением V_0 , а также несущий сигнал $v_c(t)$ подаются на амплитудный модулятор. На выходе АМ-модулятора появляется модуляционная составляющая $v_{AM}(t)$. После модулирования постоянная составляющая (V_0) представляет составляющую несущего сигнала в модулированном сигнале.

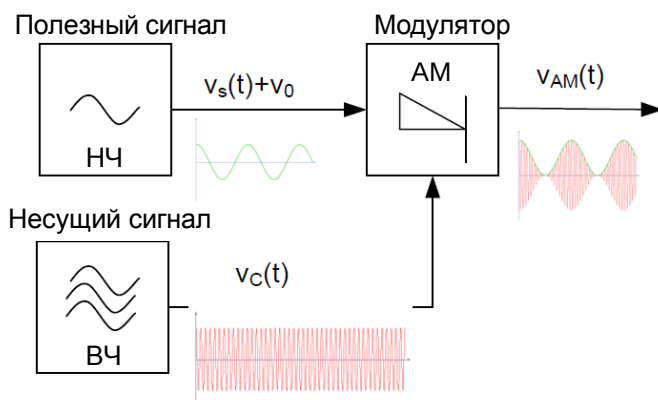


Рисунок 2-2 – Амплитудный модулятор

В модуляторе применяется следующая передаточная функция:

Уравнение 2-1:

$$v_M(t) = v_{AM}(t) = (v_s(t) + V_0) \cdot \frac{v_c(t)}{\hat{v}_c(t)}$$

Воздействие амплитуды несущей преобразует постоянную амплитуду $\hat{v}_c$ несущего колебания в зависящую от времени амплитуду $\hat{v}_{AM}(t)$. Нулевое отсчетное значение $\hat{v}_c$ задается постоянной составляющей V_0 . Максимальное отклонение амплитуды $\Delta\hat{v}_c$ пропорционально амплитуде $\hat{v}_s$ модулирующего сигнала. Воздействие, создаваемое амплитудой несущего колебания можно описать следующим образом:

Уравнение 2-2:

$$\hat{v}_{AM}(t) = \hat{v}_c + \Delta\hat{v}_c \cdot \cos\omega_s t,$$

где:

$\omega_s = 2\pi f_s$ – круговая частота.

Коэффициент (глубина) модуляции m определяет величину влияния модулирующего полезного сигнала на амплитуду модулируемого несущего сигнала. Он определяется как относительное изменение амплитуды несущей (уравнение 2-3).

Уравнение 2-3:

$$m = \frac{\Delta\hat{v}_c}{\hat{v}_c}$$

Уравнение 2-2 также можно записать в виде:

Уравнение 2-4:

$$\hat{v}_{AM}(t) = \hat{v}_c + (1 + m \cdot \cos\omega_s t)$$

Следующее уравнение определяет функцию времени амплитудно-модулированного колебания:

Уравнение 2-5:

$$v_{AM}(t) = \hat{v}_{AM}(t) \cdot \cos\omega_c t = \hat{v}_c \cdot (1 + m \cdot \cos\omega_s t) \cdot \cos\omega_s t$$

Уравнение 2-5 обуславливает временную характеристику несущего сигнала, который промодулирован полезным синусоидальным сигналом с коэффициентом модуляции 60 %, как показано на рисунке 2-3.

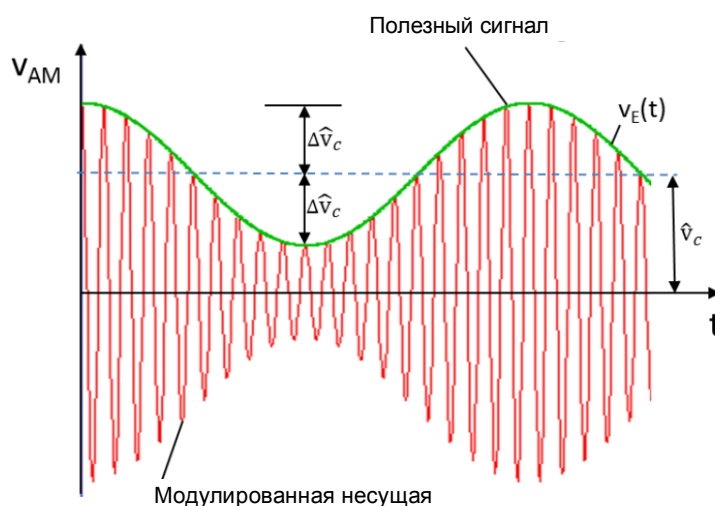


Рисунок 2-3 – Временные характеристики амплитудно-модулированного сигнала

Как правило, коэффициент модуляции лежит в пределах от 0 до 1. При $m = 0$ несущее колебание немодулировано и передается только несущая. При $m = 1$ наблюдается 100-процентная амплитудная модуляция. Ограничивающие огибающие полезных сигналов лежат на их минимумах. Перемодуляция наблюдается при $m > 1$. Она возникает, если на модуляторе присутствует сигнал с более высокой амплитудой, чем требуется для режима с $m = 1$. В этом случае возникают фазовые сдвиги, которые приводят к искажению полезного сигнала. Для предотвращения этого эффекта до выполнения модуляции производят ограничение амплитуды модулирующего сигнала.

Принимая $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta)$, можно математически преобразовать приведенное выше уравнение следующим образом:

Уравнение 2-6:

$$v_{AM}(t) = \underbrace{\hat{v}_c \cdot \cos \omega_c t}_{\text{Несущее колебание}} + \underbrace{\hat{v}_c \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_c + \omega_s) t}_{\text{Колебание верхней боковой полосы}} + \underbrace{\hat{v}_c \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_s) t}_{\text{Колебание нижней боковой полосы}}$$

Из [уравнения 2-6](#) видно, что модуляционная составляющая включает не только несущее колебание с частотой f_c , но и другие колебания на частотах $f_c + f_s$ и $f_c - f_s$. Амплитуда двух боковых модуляционных составляющих зависит от коэффициента модуляции m ; при 100%-ной АМ-модуляции ($m = 1$) она равна половине амплитуды несущей $\hat{v}_c$. В результате, амплитудно-модулированное колебание может быть представлено следующим рисунком в частотной области:

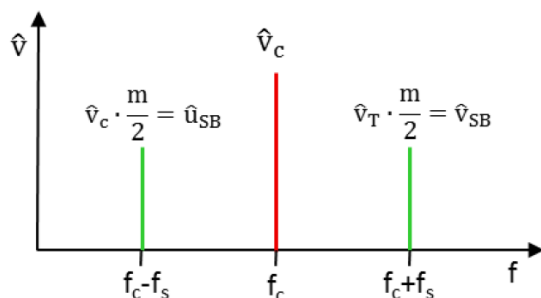


Рисунок 2-4 – Частотный спектр амплитудно-модулированного сигнала

Как видно из [рисунка 2-4](#), колебания нижней и верхней боковых полос расположены симметрично относительно несущей частоты. Поскольку на практике полезный сигнал (например, музыка или речь) содержит полосу частот (от $f_{s \min}$ до $f_{s \max}$), а не одну частоту, у несущего сигнала есть верхняя боковая полоса (ВБП или USB) и нижняя боковая полоса (НБП или LSB), расположенные симметрично по обеим сторонам от него (см. [рисунок 2-5](#)). Полоса частот, необходимая для передачи АМ-сигнала, определяется как:

Уравнение 2-7:

$$B_{AM} = 2 \cdot f_{s \max}$$

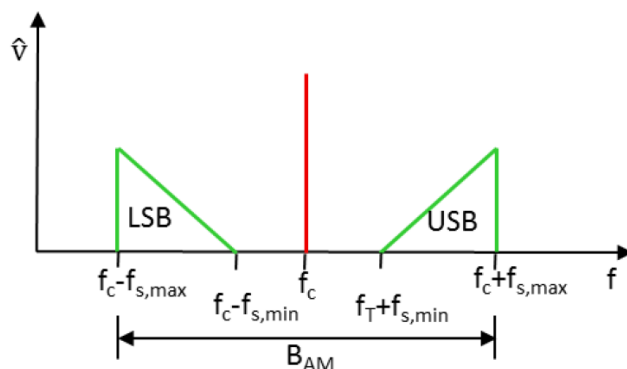


Рисунок 2-5 – Боковые полосы амплитудно-модулированного сигнала

На практике коэффициент модуляции может быть определен по временной характеристике или по частотному спектру. В первом случае используется осциллограф для определения максимального и минимального значений огибающей во временной области (рисунок 2-6), по этим значениям коэффициент модуляции рассчитывается следующим образом:

Уравнение 2-8:

$$m = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}}$$

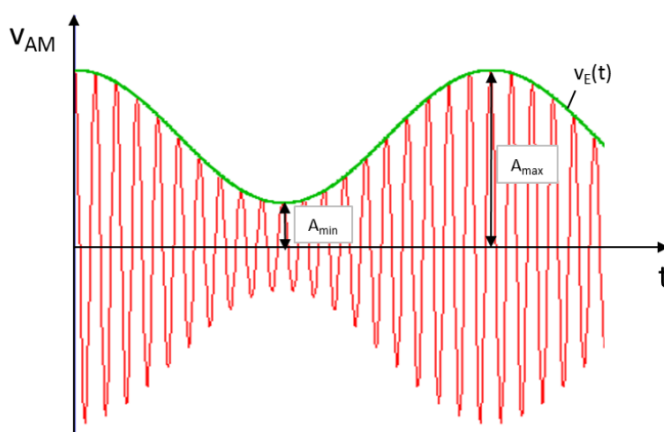


Рисунок 2-6 – Максимальное и минимальное значения для амплитудно-модулированного сигнала

В частотной области коэффициент модуляции может быть рассчитан следующим образом (с помощью анализатора спектра и отношения величины колебаний боковых полос к амплитуде несущей, см. также рисунок 2-4):

Уравнение 2-9:

$$m = 2 \cdot \frac{\Delta \hat{V}_{SB}}{\hat{V}_c}$$

Обычно анализатор спектра отображает амплитуды сигнала в логарифмическом масштабе (рисунок 2-7). Коэффициент модуляции можно рассчитать по разности ΔL между уровнем несущей L_c и уровнем боковой полосы L_{SB} с помощью уравнения 2-10 без перехода в линейные значения.

Уравнение 2-10:

$$m = 10^{\left(\frac{6 \text{ dB} - \Delta L}{20 \text{ dB}}\right)}$$

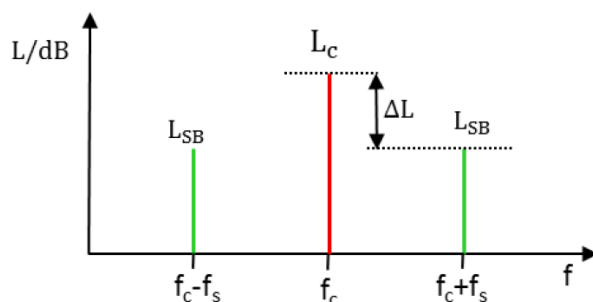


Рисунок 2-7 – Логарифмический частотный спектр амплитудно-модулированного сигнала

Другим способом определения коэффициента модуляции является использование метода трапеции. Этот способ реализуется при работе осциллографа в режиме XY. На каналы осциллографа подаются горизонтальное отклонение (отклонение по X) модулирующего сигнала $v_s(t)$ и вертикальное отклонение (отклонение по Y) амплитудно-модулированного сигнала $v_{AM}(t)$. Отображаемая осциллограмма для $m < 1$ имеет форму трапеции со сторонами $2 \cdot A_{\max}$ и $2 \cdot A_{\min}$. (коэффициент модуляции рассчитывается с помощью уравнения 2-8). Для $m = 1$ трапеция переходит в треугольник ($A_{\min} = 0$). При перемодуляции ($m > 1$) можно видеть расширение треугольника (рисунок 2-8).

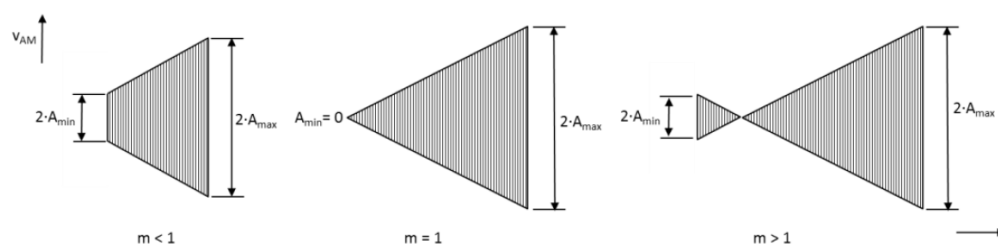


Рисунок 2-8 – Трапеция модуляции при различных коэффициентах модуляции

Если между модулирующим сигналом и огибающей есть фазовый сдвиг, то верхняя и нижняя границы трапеции отображаются в виде эллипса (рисунок 2-9).

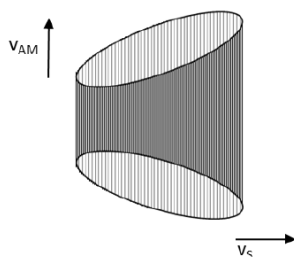


Рисунок 2-9 – Трапеция модуляции, возникающая из-за фазового сдвига между огибающей и полезным модулирующим сигналом

Трапеция модуляции также может содержать качественную информацию о линейности амплитудной модуляции. Для ее получения модулирующий сигнал второго отклонения по Y подается на осциллограф. Если амплитуда установлена правильно, это покажет наклонная линия, которая в случае линейной амплитудной модуляции совпадает с верхней границей трапеции модуляции. В случае нелинейной амплитудной модуляции будет четко видно отклонение линии от верхней границы, особенно при большом коэффициенте модуляции ([рисунок 2-10](#)).

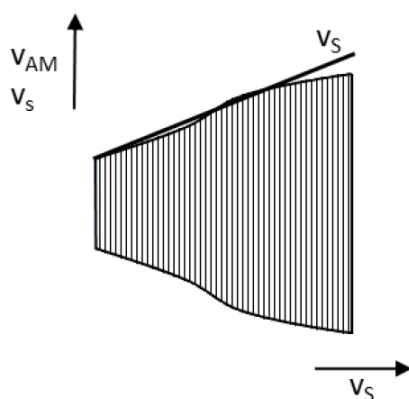


Рисунок 2-10 – Приближение к линейности с помощью трапеции модуляции

Комплексное отображение и векторная диаграмма

Модуляционная составляющая амплитудно-модулированного сигнала также может быть отображена с помощью векторной диаграммы. В комплексном виде модуляционная составляющая может быть описана следующим образом:

Уравнение 2-11:

$$v_{AM}(t) = \underbrace{\hat{v}_c \cdot \cos \omega_c t}_{\text{Несущее колебание}} + \underbrace{\hat{v}_c \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_c + \omega_s) t}_{\text{Колебание верхней боковой полосы}} + \underbrace{\hat{v}_c \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_s) t}_{\text{Колебание нижней боковой полосы}}$$

Как видно из [уравнения 2-11](#), модуляционная составляющая является результатом сложения трех векторов. Если эти три вектора перенести на диаграмму ([рисунок 2-11](#)), то векторы для колебаний верхней и нижней боковых полос будут лежать симметрично относительно вектора несущей. Как и в параллелограмме сил, результирующий вектор состоит из двух векторов от боковых колебаний.

Если положить, что вектор несущей фиксирован, то два вектора колебаний верхней и нижней боковых полос будут вращаться в противоположных направлениях с частотой ω_s (рисунок 2-12). В результате мгновенная амплитуда модулированного сигнала всегда лежит в одном направлении с вектором несущей и, следовательно, совпадает по фазе с несущим сигналом. Это означает, что длина результирующего вектора идентична мгновенному значению огибающей $v_E(t)$. Векторная диаграмма также показывает, как изменяется амплитуда суммарного высокочастотного сигнала, состоящего из несущей частоты и боковых полос, в цикле модуляции. Амплитуда несущей $\hat{V}_c$ остается постоянной. Это может быть доказано с помощью анализатора спектра, в котором полоса разрешения будет уже, чем полоса модуляции АМ-сигнала, или с помощью узкополосного фильтра, который блокирует модуляцию.

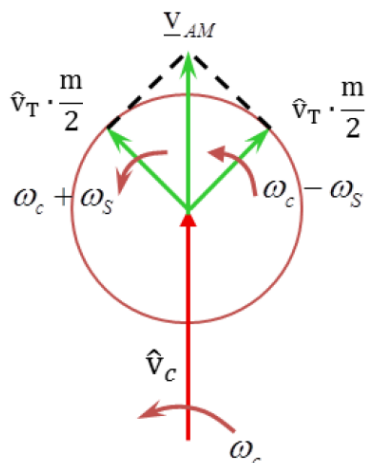


Рисунок 2-11 – Векторная диаграмма амплитудно-модулированного колебания с вращающимся вектором несущей

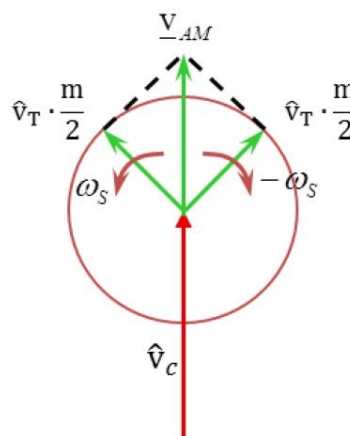


Рисунок 2-12 – Векторная диаграмма амплитудно-модулированного колебания с фиксированным вектором несущей

2.1.3 Виды амплитудной модуляции

Как описано в разделе 2.1.2, амплитудно-модулированное колебание состоит из несущего колебания и двух боковых полос для полезного сигнала. Недостатком данной структуры является то, что несущая не содержит какой-либо информации, а информация (или полезный сигнал) поровну разделена на две боковые полосы. Такая структура имеет очевидные недостатки, поскольку для АМ-модуляции требуется высокая выходная мощность (несущая + две боковые полосы), а также широкая полоса частот для избыточной боковой полосы. Только разделение мощности на две боковые полосы снижает мощность каждой боковой полосы примерно на 50 %. Эти недостатки компенсируются в отдельных вариантах амплитудной модуляции, в частности в амплитудной модуляции с подавленной несущей, модуляции с одной боковой полосой (ОБП) или с частично подавленной боковой полосой. В сферу применения амплитудной модуляции входят аналоговое радиовещание на средних волнах и аналогового телевизионное вещание. Однополосная модуляция требует больших технических усилий, но она более эффективно использует частотный диапазон; к примерам использования относится КВ-связь (морская связь, связь обеспечения полетов, радиолюбительская связь).

2.1.3.1 Модуляция с двумя боковыми полосами и подавленной несущей

Мощность для амплитудно-модулированного колебания можно получить из частотного спектра (рисунок 2-5), она равна:

Уравнение 2-12:

$$P_{AM} = P_c + P_{LSB} + P_{USB} = P_c \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

В случае немодулированного сигнала ($m = 0$) мощность амплитудно-модулированного колебания P_{AM} равна мощности несущей P_c . При 100 %-ной АМ-модуляции ($m = 1$) следует, что мощность несущей составляет не менее 66 % от общей мощности. Поэтому для полного или частичного подавления несущего сигнала потребовалось бы снижение мощности передатчика на две трети. Несущий сигнал необходимо использовать вновь в качестве опорного значения для демодуляции в приемнике.

Для подавления несущей передаточная функция модулятора (уравнение 2-1) использует нулевое значение для постоянной составляющей V_0 . В модуляционной составляющей при этом исчезает компонента несущей, и остается амплитудная модуляция с двумя боковыми полосами без несущей, известная также как модуляция с двумя боковыми полосами (ДБП или DSB-AM).

Таким образом, следующее уравнение приводит к функции времени сигнала модуляции с двумя боковыми полосами:

Уравнение 2-13:

$$v_{DSB}(t) = \hat{v}_{SB}(t) \cdot \cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t$$

или, в комплексной форме:

Уравнение 2-14:

$$\underline{v}_{DSB}(t) = \hat{v}_{SB} \cdot e^{j(\omega_c + \omega_s)t} + \hat{v}_{SB} \cdot e^{j(\omega_c - \omega_s)t}$$

При подавлении постоянной составляющей несущей $\hat{v}_c$ огибающая $u_E(t)$ испытывает фазовый сдвиг 180° при переходе через нуль. Теперь огибающая состоит из половины синусоиды с частотой повторения в два раза выше частоты сигнала.

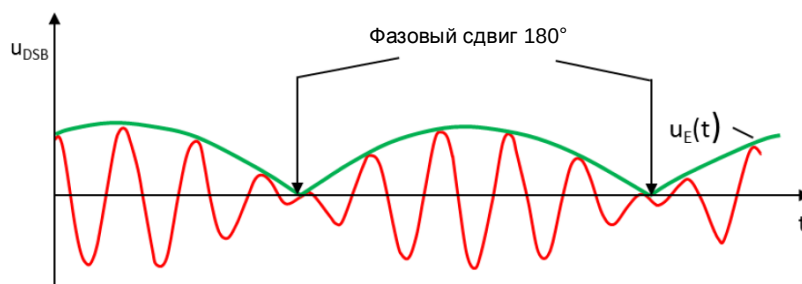


Рисунок 2-13 – Временная характеристика сигнала модуляции с двумя боковыми полосами и подавленной несущей

Занимаемая полоса частот амплитудно-модулированного сигнала с двумя боковыми полосами и подавленной несущей эквивалентна полосе АМ-сигнала без подавленной несущей и, следовательно, не имеет большого практического значения. Однако модуляционная составляющая амплитудной модуляции ДБП используется в качестве выходной величины для однополосной амплитудной модуляции.

2.1.3.2 Однополосная модуляция

Для того, чтобы уменьшить необходимую полосу частот, в амплитудной модуляции с одной боковой полосой (ОБП или SSB-AM) используется только одна боковая полоса. Это делается за счет подавления второй боковой полосы. Это возможно, поскольку обе боковые полосы содержат одинаковую информацию. В дополнение к преимуществу по ширине полосы частот, модуляция ОБП позволяет использовать всю передаваемую энергию для информации, содержащейся в сигнале. В результате, при той же передаваемой мощности, увеличивается радиус действия передатчика и повышается отношение сигнал/шум. Во многих случаях передаваемый сигнал включает в себя не только боковые полосы, но и остаточную несущую в качестве опорной величины для демодуляции. Впрочем, доступные на сегодняшний момент передающие и приемные опорные генераторы делают этот вид модуляции малозначимым.

2.1.3.3 Модуляция с частично подавленной боковой полосой

При использовании для передачи информационных сигналов с очень малыми частотами модуляции с частично подавленной боковой полосой, для подавления нежелательных боковых полос необходимо применять фильтры с очень крутыми спадами АЧХ. Помимо больших технических усилий для их реализации, фильтры с крутыми спадами АЧХ имеют тот недостаток, что они характеризуются большой групповой задержкой на границе полосы пропускания. В частности, при передаче импульсных сигналов происходит их сильное искажение. В этом случае может помочь модуляция с частично подавленной боковой полосой (ЧПБП или VSB-AM). Она реализуется с помощью фильтров, передаточная функция которых имеет относительно плоский спад. Тем самым гарантируется, что часть боковой полосы, которая должна быть подавлена (частично подавленная боковая полоса), будет включена в передаваемый сигнал (рисунок 2-14).

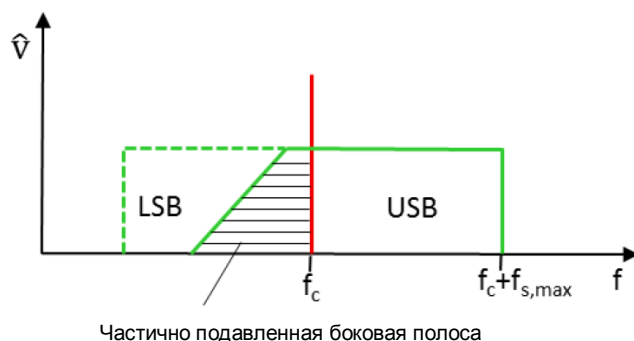


Рисунок 2-14 – Частичное подавление нижней боковой полосы при модуляции с частично подавленной боковой полосой

Поскольку при АМ с ЧПБП необходимо передавать всю верхнюю боковую полосу и часть нижней боковой полосы, амплитуды сигнала на низких и высоких частотах после демодуляции значительно отличаются. Чтобы компенсировать это, до демодуляции используется фильтр со спадом Найквиста. Несущая частота лежит примерно в середине наклонного спада фильтра (рисунок 2-15). На высоких частотах сигнала, этот фильтр обеспечивает меньшее усиление в диапазоне нижних частот для верхней боковой полосы, чем в диапазоне верхних частот. Эти потери устраняются за счет нижней боковой полосы, которая лежит ниже спада Найквиста. В результате сигнал с компенсированной АЧХ можно подавать на демодулятор. Восстановленная информация по большей части свободна от линейных искажений. Один из вариантов использования ЧПБП – передача несущих изображений. Ширина спада фильтра Найквиста телевизионного приемника составляет 1,5 МГц.

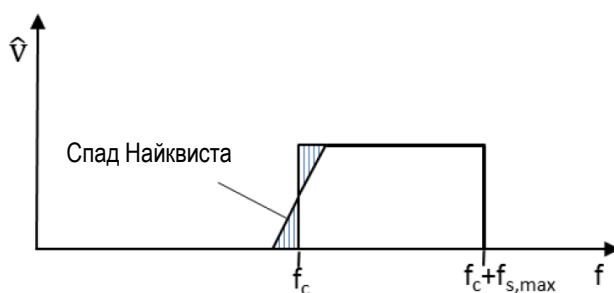


Рисунок 2-15 – Компенсация АЧХ с помощью фильтра со спадом Найквиста на приемной стороне

2.1.4 Угловая модуляция

В отличие от амплитудной модуляции, при которой изменяется амплитуда, при угловой модуляции происходит изменение фазового угла несущего колебания в зависимости от полезного сигнала. Поскольку это вызывает одновременное изменение несущей частоты, угловую модуляцию можно считать одним из видов фазовой модуляции (ФМ) или частотной модуляции. Более подробно различия описаны в разделе 2.1.6. При обоих видах модуляции амплитуда несущего сигнала остается постоянной.

При угловой модуляции, основными видами которой являются частотная модуляция (ЧМ) и фазовая модуляция (ФМ), полезный сигнал изменяет фазовый угол несущего сигнала. Это приводит к изменению несущей частоты или фазового угла несущего сигнала. Примером применения этих технологий является аналоговое УКВ-ЧМ радиовещание.

2.1.5 Функция времени и частотный спектр

На [рисунке 2-16](#) иллюстрируется принцип угловой модуляции. Полезный сигнал $v_s(t)$ с наложенным постоянным напряжением V_0 , а также несущий сигнал $v_c(t)$ подаются на угловой модулятор.

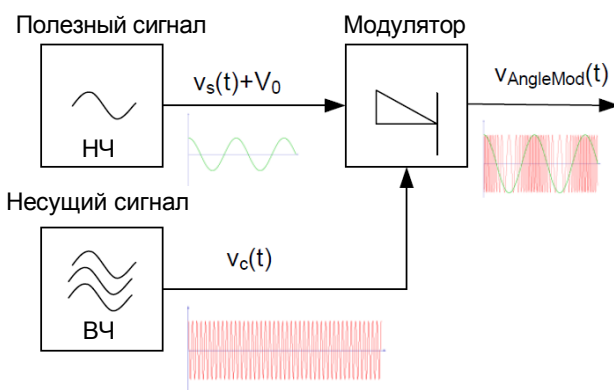


Рисунок 2-16 – Угловой модулятор

Отправной точкой для угловой модуляции является синусоидальное несущее колебание:

Уравнение 2-15:

$$v_c(t) = \hat{v}_c \cdot \cos \omega_c t = \hat{v}_c \cdot \cos \varphi_c(t),$$

$$\text{где } \varphi_c(t) = \omega_c \cdot t = 2\pi \cdot f_c \cdot t$$

При постоянной частоте несущей f_c фазовый угол $\varphi_c(t)$ растет пропорционально времени (рисунок 2-17а). Угловой модулятор воздействует на фазовый угол несущей с помощью полезного сигнала. В модуляционной составляющей $v_{\text{AngleMod}}(t)$ фазовый угол $\varphi_c(t)$ преобразуется в фазовый угол $\varphi_{\text{AngleMod}}(t)$, который зависит от полезного сигнала. Он состоит из зависящей от времени составляющей $\varphi_c(t)$ и переменной составляющей, которая зависит от полезного сигнала, $\varphi_{ca}(t)$ (рисунок 2-17б).

Уравнение 2-16:

$$\varphi_{\text{AngleMod}}(t) = \varphi_c(t) + \varphi_{ca}(t) = \omega_c \cdot t + \Delta\varphi_c \cdot \cos\omega_s t$$

$\Delta\varphi_c$ – девиация фазы. Она пропорциональна амплитуде $\hat{v}_s$ полезного сигнала и является максимальным изменением фазового угла $\varphi_{\text{AngleMod}}(t)$ относительно фазового угла несущей $\varphi_c(t)$.

Функция времени колебания с угловой модуляцией может быть описана следующим образом:

Уравнение 2-17:

$$u_{\text{AngleMod}}(t) = \hat{v}_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \Delta\varphi_c \cdot \cos\omega_s \cdot t) \text{ (см. также рисунок 2-17д).}$$

$$\text{Учитывая общепринятое положение } \omega = \frac{d\varphi_{\text{AngleMod}}}{dt},$$

мгновенная частота $f_{\text{AngleMod}}(t)$ колебания с угловой модуляцией рассчитывается как:

Уравнение 2-18:

$$f_{\text{AngleMod}}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{\text{WM}}}{dt} = f_c - \Delta\varphi_c \cdot f_s \cdot \sin\omega_s \cdot t = f_c - \Delta f_c \cdot \sin\omega_s \cdot t \text{ (см. также рисунок 2-17с).}$$

Из уравнения 2-18 видно, что мгновенная частота $f_{\text{AngleMod}}(t)$ состоит из постоянной частотной составляющей f_c и переменной составляющей $f_{ca} = -\Delta f_c \cdot \sin\omega_s t$. Отсюда девиация частоты рассчитывается как:

Уравнение 2-19:

$$\Delta f_c = \Delta\varphi_c \cdot f_s$$

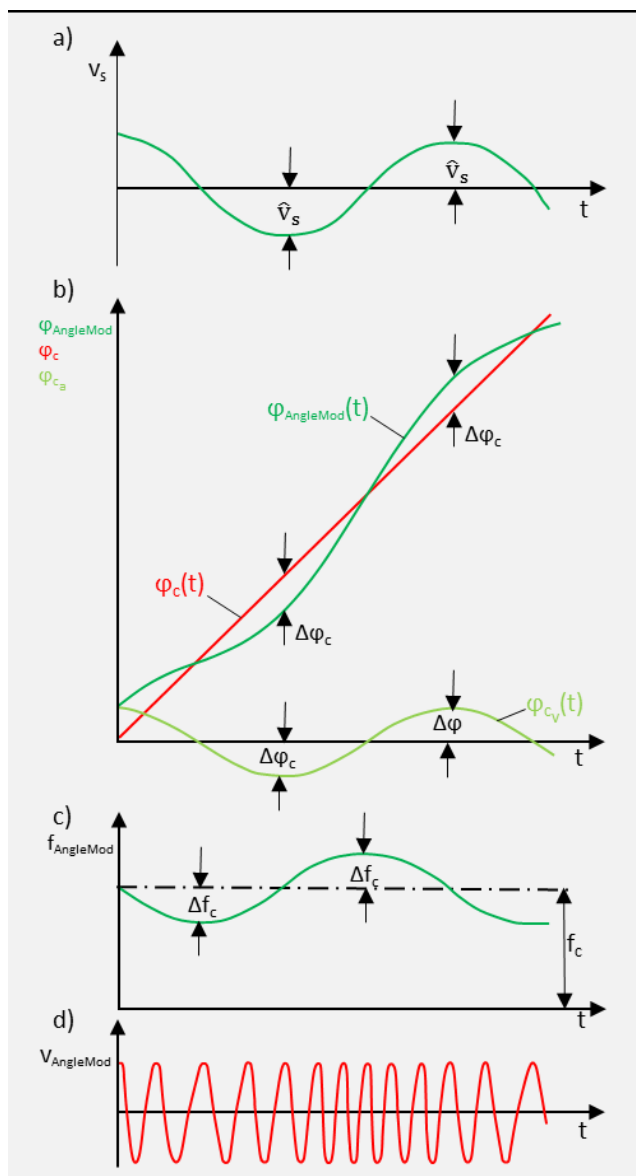


Рисунок 2-17 – Фазовый угол и частота сигнала с угловой модуляцией полезным сигналом. а) полезный сигнал, б) фазовый угол, в) частота, г) функция времени колебания с угловой модуляцией

Как и для амплитудной модуляции (см. [уравнение 2-11](#)), для получения представления о частотном спектре можно использовать уравнение для угловой модуляции $v_{AngleMod}(t)$. Поскольку простые тригонометрические преобразования выражения $\cos(\omega_c \cdot t + \Delta\varphi_c \cdot \cos \omega_c \cdot t)$ из [уравнения 2-17](#) невозможны, для вывода потребуется использовать комплексную форму записи, а затем применить разложение функции e в степенной ряд. Полный вывод здесь не приводится. Результат использования данного метода выглядит следующим образом:

Уравнение 2-20:

$$v_{\text{AngleMod}}(t) = \hat{v}_c \cdot [J_0(\Delta\varphi_c) \cdot \cos\omega_c t - J_1(\Delta\varphi_c) \cdot [\sin(\omega_c + \omega_s)t + \sin(\omega_c - \omega_s)t] - J_2(\Delta\varphi_c) \cdot [\cos(\omega_c + 2\omega_s)t + \cos(\omega_c - 2\omega_s)t] + J_3(\Delta\varphi_c) \cdot [\sin(\omega_c + 3\omega_s)t + \sin(\omega_c - 3\omega_s)t] + \dots]$$

Из приведенного выше уравнения видно, что спектр колебания с угловой модуляцией содержит не только несущий сигнал с частотой f_c , но и теоретически бесконечное число дискретных боковых полос на частотах $f_c \pm n \cdot f_s$, расположенных симметрично относительно несущей частоты. Амплитуды отдельных частотных составляющих вычисляются по значениям функции Бесселя первого рода $J_n(\Delta\varphi_c)$ и n -го рода (рисунок 2-18). Даже там, где функции Бесселя имеют отрицательные значения, значения амплитуд двух боковых линий отображаются как положительные числа в спектре. На фазовой диаграмме это обозначено сдвигом фазы 180° .

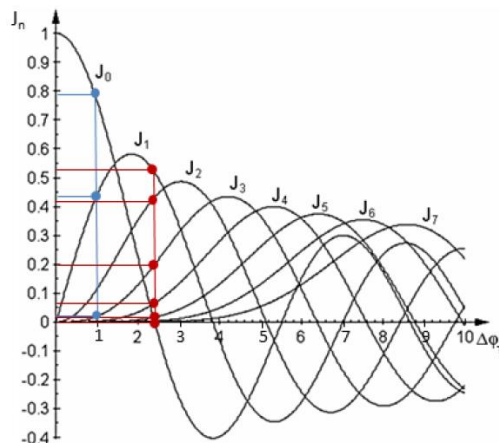


Рисунок 2-18 – Функция Бесселя $J_n(\Delta\varphi_c)$ для $n=0 \dots 7$ в диапазоне от $\Delta\varphi_c=0$ до $\Delta\varphi_c=10$

Примеры значений на рисунке 2-18 для $\Delta\varphi_c$ ($\Delta\varphi_c = 1$, синий; $\Delta\varphi_c = 2,4$ красный) обуславливают спектр, показанный на рисунке 2-19, для синусоидального колебания с угловой модуляцией.

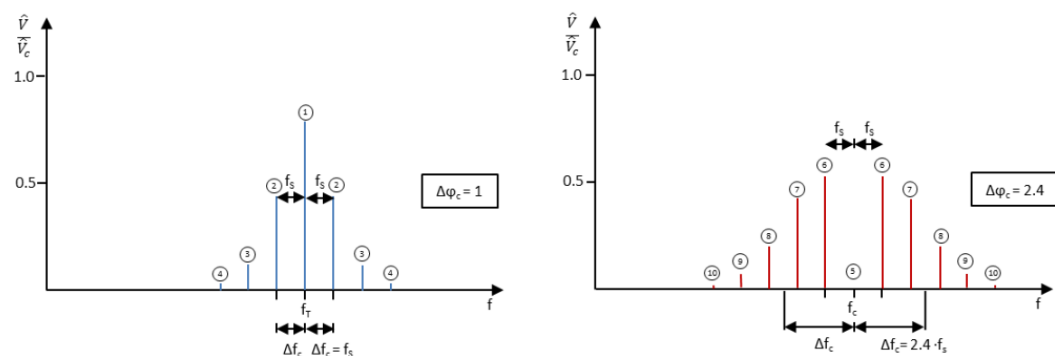


Рисунок 2-19 – Частотный спектр для колебания с угловой модуляцией при различных девиациях фазы $\Delta\varphi_c$

Как видно из функций Бесселя, несущее колебание или отдельные колебания боковых частот могут достигать в зависимости от $\Delta\varphi_c$ нуля при определенных значениях. Например, при $\Delta\varphi_c=2,4$ несущая полностью исчезает из спектра. Также можно видеть, что амплитуда несущей зависит от девиации фазы и поэтому принимает наибольшие значения в отсутствии модуляции ($\Delta\varphi_c=0$).

Согласно [уравнению 2-20](#) полоса частот сигнала с угловой модуляцией может быть очень большой. В частности, увеличение девиации фазы вызовет появление еще большего количества колебаний боковых полос. Поэтому на практике полоса частот считается конечной. В нее включают все спектральные линии с амплитудами примерно до 10 % или 1 % от амплитуды несущей. В результате, 90 или 99 % спектральных линий лежат в пределах полосы частот, рассчитанной с помощью [уравнения 2-21](#) или [уравнения 2-22](#).

Уравнение 2-21:

$$B_{\text{AngleMod}_{10\%}} = 2 \cdot f_{s_{\max}} \cdot (\Delta\varphi_c + 1) \text{ для среднего качества передачи}$$

Уравнение 2-22:

$$B_{\text{AngleMod}_{1\%}} = 2 \cdot f_{s_{\max}} \cdot (\Delta\varphi_{Tc} + 2) \text{ для высокого качества передачи}$$

Это означает, что полоса частот сигнала с угловой модуляцией ($\Delta\varphi_c > 0$) всегда больше, чем полоса частот амплитудно-модулированного сигнала.

2.1.6 Дифференцирование частоты или фазовая модуляция при угловой модуляции

При угловой модуляции частотная модуляция (ЧМ или FM) и фазовая модуляция (ФМ или PM) происходят одновременно. Мгновенный фазовый угол $\varphi_{\text{AngleMod}}(t)$ рассчитывается согласно [уравнению 2-16](#), а мгновенная частота $f_{\text{AngleMod}}(t)$ рассчитывается согласно [уравнению 2-18](#). Между девиацией частоты и девиацией фазы существует фундаментальная взаимосвязь, как показано в [уравнении 2-19](#):

$$\Delta f_c = \Delta\varphi_c \cdot f_s$$

Тем не менее, на практике существует различие между ЧМ и ФМ при угловой модуляции. Разница заключается в способе формирования модуляционной составляющей для колебания с угловой модуляцией. По модуляционной составляющей или по представлению в виде функции времени $v_{\text{AngleMod}}(t)$ невозможно определить, идет ли речь о ЧМ или ФМ. Тем не менее, их можно различить, изучив спектр на разных частотах полезного синусоидального сигнала. Как видно из [рисунка 2-20](#), изменение частоты полезного сигнала приводит к изменению интервала между спектральными линиями как для ЧМ, так и для ФМ. При фазовой модуляции амплитуды частотных составляющих не зависят от частоты полезного сигнала. При частотной модуляции, в отличие от ФМ, амплитуды несущей и боковых колебаний претерпевают изменения.

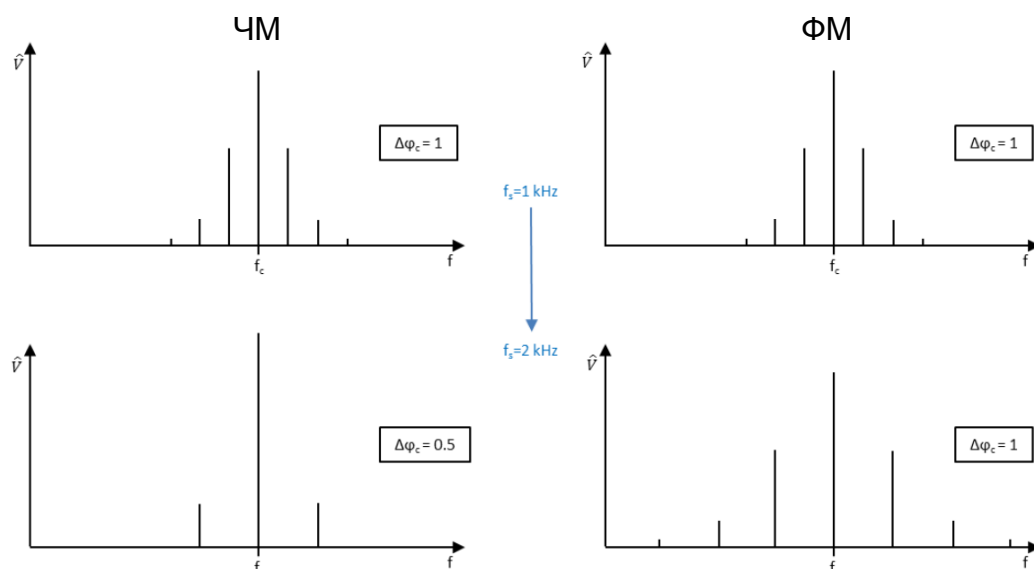


Рисунок 2-20 – Частотный спектр для ЧМ и ФМ при различных частотах и постоянной амплитуде $\hat{u}_s$ полезного сигнала

Для частотной модуляции справедливо следующее: после изменения частоты полезного сигнала с постоянной амплитудой девиация частоты остается неизменной, а девиация фазы изменяется пропорционально частоте полезного сигнала.

Для фазовой модуляции справедливо следующее: после изменения частоты полезного сигнала с постоянной амплитудой девиация фазы остается неизменной, а девиация частоты изменяется прямо пропорционально частоте полезного сигнала.

На практике, чистая фазовая модуляция не имеет особого значения для аналоговых применений. Однако она очень важна для цифровых применений и довольно часто в них используется (2.4.3).

2.1.7 Частотная модуляция с предварительным искажением

Для ЧМ на высоких частотах полезного сигнала амплитуды колебаний двух боковых полос уменьшаются, что приводит к снижению отношения сигнал/шум в процессе радиопередачи. Причина состоит в том, что девиация фазы обратно пропорциональна частоте полезного сигнала ($\Delta\varphi_c \sim \frac{1}{f_s}$).

В ЧМ радиовещании данный недостаток уменьшения девиации фазы на высоких частотах может быть компенсирован за счет внесения предварительных искажений (предыскажений) в сигнал на стороне передатчика до модулятора с помощью RC-фильтра верхних частот. Тем самым обеспечивается нелинейное усиление амплитуд верхних частот. Обусловленный предыскажением сигнал ЧМ-передатчика обладает частотно-модулированными и фазомодулированными характеристиками. Для восстановления линейной АЧХ на стороне приемника необходимо убрать усиление амплитуд высокочастотных составляющих сигнала после ЧМ-демодулятора посредством обратной коррекции предыскажений (с помощью фильтра нижних частот).

Соответствующие стандарты определяют соответствующие постоянные времени для предварительной коррекции и искажений. Они могут быть использованы для расчета соответствующих предельных частот фильтров ФВЧ и ФНЧ.

2.1.8 Плюсы и минусы частотной и амплитудной модуляции

Поскольку при радиопередаче почти все паразитные сигналы влияют на амплитуду сигнала, но не изменяют его частоту, существенное преимущество ЧМ состоит в повышенной устойчивости к помехам. При ЧМ-демодуляции полезный сигнал восстанавливается из последовательности переходов сигнала через нуль, что означает, что изменения амплитуды ЧМ-сигнала не оказывают какого-либо влияния на прием до тех пор, пока приемник не перегружен или не работает на пределе чувствительности. Кроме того, динамический диапазон при ЧМ больше, чем при АМ, и ограничивается только расстоянием до соседнего передатчика. Сравнительно большие интервалы между несущими частотами передатчиков для УКВ-ЧМ связи обеспечивают хорошее качество передачи низких частот, поскольку может использоваться почти вся полоса частот. Полоса частот для ЧМ составляет 15 кГц, в то время как для АМ это 4,5 кГц. Максимальная частота полезного сигнала для АМ зависит от смещения относительно соседней несущей частоты. При смещении 4,5 кГц верхняя предельная частота аналогична частоте для телефонии.

Недостаток ЧМ состоит в том, что технически реализовать необходимые предискажения сигнала (см. раздел [2.1.7](#)) сложнее, чем для АМ.

2.2 Методы цифровой модуляции

Снизить влияние помех на передаваемые информационные сигналы можно посредством расширения спектра информационного сигнала для выбранного метода модуляции. Примерами могут служить аналоговая частотная модуляция и фазовая модуляция, описанные в разделе 2.1.4.

Другой, более эффективный способ передачи сигналов (по возможности без помех) заключается в использовании методов цифровой модуляции. Только цифровая модуляция обладает такими методами, как кодирование, которые позволяют восстановить искаженный информационный сигнал посредством исправления ошибок при декодировании в приемнике. Помехи от некоторых методов цифровой модуляции могут быть проанализированы с помощью глазковой диаграммы или диаграммы сигнального созвездия, которая отображает передаваемые символы в комплексной плоскости.

Цифровой информационный сигнал передается либо в своей первоначальной частотной области по проводам (прямая передача) или по радиоканалу. Радиопередача осуществляется посредством модуляции (манипуляции) высокочастотной несущей.

К методам прямой передачи относятся, например, импульсно-кодовая модуляция и дельта-модуляция. Эти виды модуляции в настоящем документе не обсуждаются. Радиопередача с использованием манипуляции высокочастотной синусоидальной несущей, применяемая в беспроводной связи, более подробно описана в разделе 2.4.

Методы цифровой модуляции позволяют передавать символы, которые однозначно определены для передатчика и приемника. Символ представляет собой наименьший элемент информации. Символы содержат в себе – в зависимости от режима модуляции – n отдельных битов, где n берется из множества натуральных чисел. Эти символы образуют набор чисел, используемый режимом модуляции. Пропускная способность радиоинтерфейса ограничивается скоростью передачи символов и количеством битов в символе. Форма символов должна меняться путем фильтрации (фильтрация в основной полосе) таким образом, чтобы необходимый для передачи спектр оставался в установленной полосе частот канала передачи. Аналоговые сигналы (речь, музыка) должны быть оцифрованы для передачи посредством применяемого метода цифровой модуляции. Затем цифровые данные преобразуются в передаваемые символы. Сигнал цифровой модуляции содержит действительные значения с определенным интервалом дискретизации и, следовательно, является дискретным по времени. Интервал времени между точками выборки определяет символьную скорость. Сигнал цифровой модуляции передает лишь конечное число различных значений, и поэтому он является дискретным по уровню. Передача может содержать 2^n чисел из n битов. Таким образом, по отношению к передаваемому информационному сигналу цифровая модуляция считается методом модуляции с дискретизацией по времени и дискретизацией по уровню. С другой стороны, временные характеристики высокочастотного сигнала модуляции непрерывны по времени и непрерывны по уровню.

Некоторые из методов цифровой модуляции получены напрямую из аналоговых методов модуляции. При изучении сигнала с цифровой модуляцией на векторной диаграмме становится ясно, что цифровая модуляция – это всего лишь аналоговая модуляция с конечным числом дискретных состояний.

Важную роль здесь играет фазовая модуляция, в первую очередь, для беспроводной связи (см. 2.4.3). Однако существует также целый ряд видов цифровой модуляции, которые не происходят напрямую от аналоговых методов; здесь они подробно не рассматриваются. Например, широтно-импульсная модуляция представляет собой особый вид цифровой угловой модуляции, которая также может использоваться для временной дискретизации аналогового сигнала.

Методы цифровой модуляции также могут использоваться для того, чтобы распределить поток полезных данных по нескольким несущим (модуляция с несколькими несущими). Это приводит к дополнительной возможности оптимального согласования с характеристиками канала передачи. Если узкополосная помеха возникает в пределах спектра полезного сигнала, то этот метод может использоваться для исключения несущих, на которые влияют помехи от передачи данных. Хотя при этом несколько снижается общая пропускная способность, передача данных остается возможной, несмотря на помехи. Поскольку разрушающая помеха (ослабляющая интерференция) в результате многолучевого приема (замираний) затрагивает только отдельные несущие, способ передачи с несколькими несущими имеет явное преимущество над методом с одной несущей.

Типичным методом модуляции с несколькими несущими является ортогональное частотное разделение каналов (ОЧРК или OFDM), которое используется в стандарте LTE мобильной сотовой связи. Сюда также относится метод кодированного ортогонального частотного разделения каналов (КОЧРК или COFDM), который используется, например, для цифрового наземного телевидения DVB-T.

2.3 Принципы квадратурной (I/Q) модуляции

Традиционные методы аналоговой модуляции изменяют высокочастотный сигнал только в одном измерении. При амплитудной модуляции меняется только амплитуда $A(t)$, в то время как при частотной и фазовой модуляции меняются, соответственно, только частота или фаза $\varphi(t)$ несущей. Амплитудная модуляция осуществляется главным образом на этапе вывода ВЧ-сигнала, а частотная и фазовая модуляции происходят на этапах его генерации. Сигнал модуляции имеет форму полезного сигнала.

Современные квадратурные (I/Q) модуляторы изменяют несущий ВЧ-сигнал в двух измерениях. Они формируют сигнал модуляции из суммы двух модулирующих сигналов, $i(t)$ и $q(t)$, где $i(t)$ представляет собой синфазную составляющую, а $q(t)$ – квадратурную составляющую. Ортогонально расположенные на квадратурной плоскости они формируют вектор с длиной $A(t)$ и фазой $\varphi(t)$; см. [рисунок 2-21](#). Составляющие $i(t)$ и $q(t)$ нормированы к постоянной величине ≤ 1 .

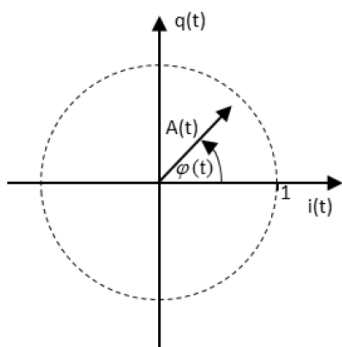


Рисунок 2-21 – Вектор модуляции на I/Q-плоскости

Модулированный ВЧ-сигнал генерируется путем сложения несущей, модулированной синфазной составляющей $i(t)$, и несущей, модулированной квадратурной составляющей $q(t)$ со сдвигом фазы 90° ; см. [рисунок 2-22](#).

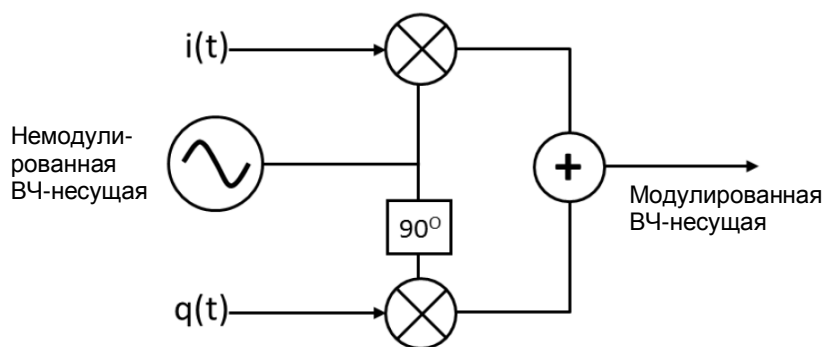


Рисунок 2-22 – Перенос модулирующих сигналов на высокую частоту

С помощью двух модулирующих сигналов можно определить модуль, а также фазу модулированного сигнала в любой заданный момент времени. Это также позволяет достаточно легко реализовывать аналоговую модуляцию.

Амплитудная модуляция выполняется путем изменения длины вектора $\varphi(t)$ в зависимости от времени без изменения фазы. Частотная модуляция и фазовая модуляция предполагает изменение фазы $\varphi(t)$ суммарного вектора без изменения амплитуды (см. также описание квадратурного модулятора в разделе 1.2.2.1).

Диаграмма сигнального созвездия

Диаграмма сигнального созвездия обеспечивает графическое представление синфазной и квадратурной составляющих сигнала с цифровой модуляцией. Она отображает вектор в декартовой системе координат, а также амплитуду и фазу данной несущей в дискретный момент времени. Поскольку передаваемые символы представляют собой комплексные числа, они могут быть отображены в виде точек на диаграмме сигнального созвездия, которая соответствует комплексной плоскости. Эти точки в свою очередь, соответствуют концам соответствующих квадратурных векторов.

На [рисунке 2-23](#) показана диаграмма сигнального созвездия для двоичной фазовой манипуляции (BPSK) и для модуляции 4-PSK (см. раздел 2.4.3). Как можно здесь видеть, показанные I/Q-состояния находятся в устойчивых положениях во времени переходов.

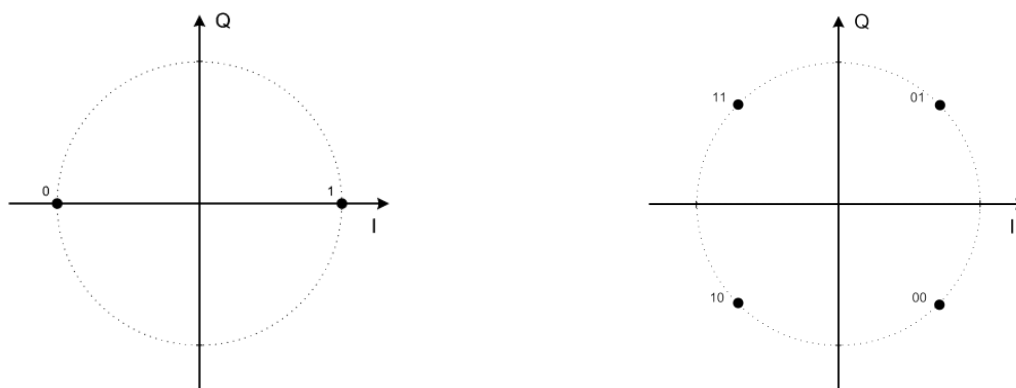


Рисунок 2-23 – Диаграмма сигнального созвездия для модуляции BPSK (слева) и 4-PSK (справа)

2.4 Цифровая модуляция синусоидальной несущей

Как и при аналоговой модуляции, для беспроводной передачи цифрового модулирующего сигнала требуется его перенос на более высокие частоты путем модуляции синусоидальной несущей. По-прежнему, цифровым модулирующим сигналом можно воздействовать на один или нескольких параметров несущего колебания, т. е. амплитуду, частоту или фазу. Поскольку цифровой сигнал колеблется между двумя фиксированными значениями сигнала, то считается, что это не модуляция, а манипуляция несущего колебания. Таким образом, существует три варианта манипуляции:

- ┌ Амплитудная манипуляция (АМн или ASK)
- ┌ Частотная манипуляция (ЧМн или FSK)
- ┌ Фазовая манипуляция (ФМн или PSK)

С помощью несущей, которая может принимать $M = 2^n$ состояний для амплитуды, частоты или фазы, одновременно за один тактовый шаг можно передать группу из n битов. Это значение включено в название метода, например, 2-ASK, 4-PSK или 8-FSK.

2.4.1 Амплитудная манипуляция (АМн)

Если цифровая последовательность битов изменяет только амплитуду несущей, этот процесс называется амплитудной манипуляцией. Для цифрового разряда с высоким логическим уровнем "1" передается несущая с максимальной амплитудой. Для разряда с низким логическим уровнем "0" несущая отключается (рисунок 2-24). АМн может выполняться с использованием нескольких приращений амплитуды несущей. Например, с использованием четырех приращений амплитуды, можно одновременно передать 2 бита (00, 01, 10, 11) с двойной скоростью. Поскольку помехи в канале передачи почти всегда являются амплитудными, многозначная АМн наиболее подвержена помехам.

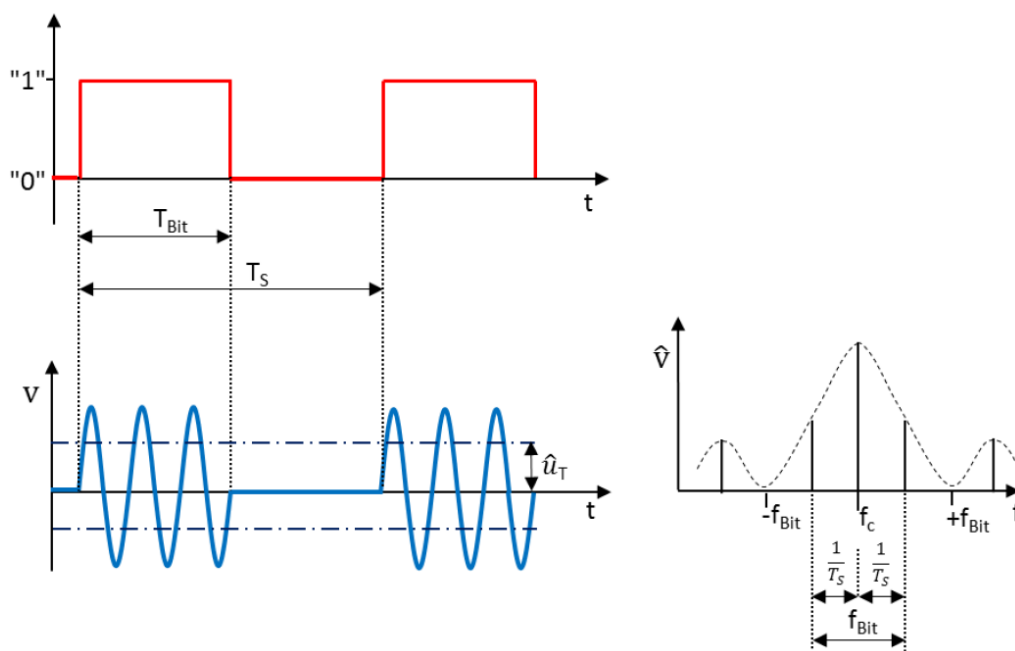


Рисунок 2-24 – Амплитудная манипуляция (АМн или ASK) во временной и частотной областях для периодической битовой последовательности 1-0.

Амплитудная манипуляция сигнала (двоичного кода) на [рисунке 2-24](#) с длительностью шага T_{Bit} и периодом T_s выполняется с помощью значений $2 \cdot \hat{v}_c$ и 0 для амплитуд несущих. Таким образом, сигнал 2-ASK можно определить следующим образом:

Уравнение 2-23:

$$v(t) = \begin{cases} 0 & \text{для логического "0"} \\ \hat{v}_T \cdot \cos \omega_c t & \text{для логической "1"} \end{cases}$$

Спектр модуляционной составляющей получается путем свертки спектра кодового сигнала с несущей частотой f_c или посредством перемножения рядов Фурье

Уравнение 2-24:

$$c(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos 2\pi \frac{t}{T_s} - \frac{1}{3} \cos 2\pi \frac{3t}{T_s} + \dots \right)$$

и несущего колебания

Уравнение 2-25:

$$v_c(t) = \hat{V} \cdot \cos \omega_c t$$

Получающийся спектр манипулированных несущих колебаний содержит информацию о кодовом сигнале в верхней и нижней боковых полосах, расположенных симметрично несущей ([рисунок 2-24](#), справа внизу). Полоса частот АМн шире, чем у аналоговой АМ. В результате, меньшее число расположенных рядом друг с другом передатчиков могут без помех передавать АМн-сигналы в области частот передачи. Для определения состояния сигнала достаточно использовать соответствующие фильтры, чтобы убедиться, что передача содержит только спектр для колебаний первой боковой полосы.

Минимально необходимая полоса частот передачи:

Уравнение 2-26:

$$B_{\text{HF}} = 2 \cdot \frac{1}{T_s} = f_{\text{Bit}}$$

Чтобы гарантировать, что частота шага f_{bit} передается правильно, и приемник все еще может однозначно декодировать сигнал, на практике выбирается полоса частот в 1,4 раза шире, т. е.

Уравнение 2-27:

$$B_{\text{HF},pr} = 1,4 \cdot f_{\text{Bit}}$$

2.4.2 Частотная манипуляция (ЧМн)

Частотная манипуляция (ЧМн или FSK) имеет место при изменении цифровой последовательностью битов только частоты несущей. В этом случае несущее колебание хаотично изменяется при передаче цифровых данных. Например, в методе 2-FSK двоичные состояния "0" и "1" передаются с помощью частот f_1 и f_2 (см. [рисунок 2-26](#)). Эти две идентификационные частоты расположены симметрично относительно несущей частоты f_c . В случае 4-FSK каждая символьная частота одновременно передает два бита, причем каждому из символов 00, 01, 10 или 11 назначается отдельная частота.

Переключение между отдельными частотами может быть выполнено несколькими различными способами. Самый простой метод состоит в прямом переключении

цифровой информации между двумя отдельными задающими генераторами с частотами f_1 и f_2 . Этот метод известен как "жесткая" частотная манипуляция. Поскольку фазовый угол между отдельными генераторами может быть произвольным, то обычно в момент переключения имеет место прерывистый переходной процесс, обуславливающий прерывистую фазовую характеристику (рисунок 2-25). Фурье-анализ этого типа ЧМ-сигнала показывает чрезмерно высокие требования к полосе пропускания. Для передаваемого прямоугольного сигнала 2-FSK "жесткая" манипуляция может быть описана следующим образом:

Уравнение 2-28:

$$v(t) = \begin{cases} \hat{v}_c \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) & \text{для логического "0"} \\ \hat{v}_c \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) & \text{для логической "1"} \end{cases}$$

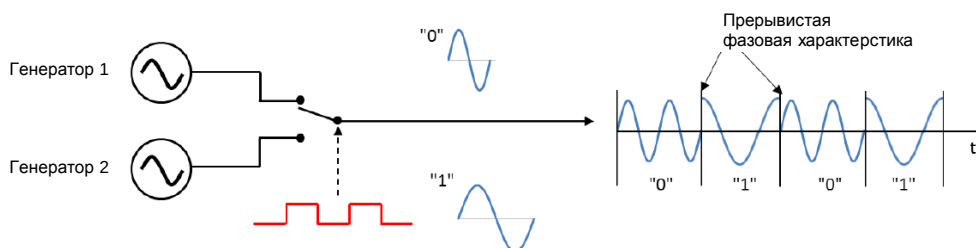


Рисунок 2-25 – "Жесткая" частотная манипуляция

Из-за высоких требований к полосе частот, обычно используется частотно-манипулированный сигнал с непрерывной фазовой характеристикой, как показано на рисунке 2-26. Такой метод модуляции также известен как частотная манипуляция без разрыва фазы (CPFSK). Сигнал может быть сгенерирован, например, с помощью ГУН или квадратурного модулятора. При этом требования к полосе частот здесь ниже, так как отдельные задающие генераторы синхронизированы друг с другом и не допускают никаких разрывов фаз. Таким образом, "жесткая" манипуляция заменяется непрерывной характеристикой. В результате требуется меньшая полоса частот, и метод носит название "мягкая" частотная манипуляция. Тем не менее, поскольку переключение между частотами передачи происходит не скачкообразно, возникает межсимвольная интерференция, которая может осложнить демодуляцию сигнала.

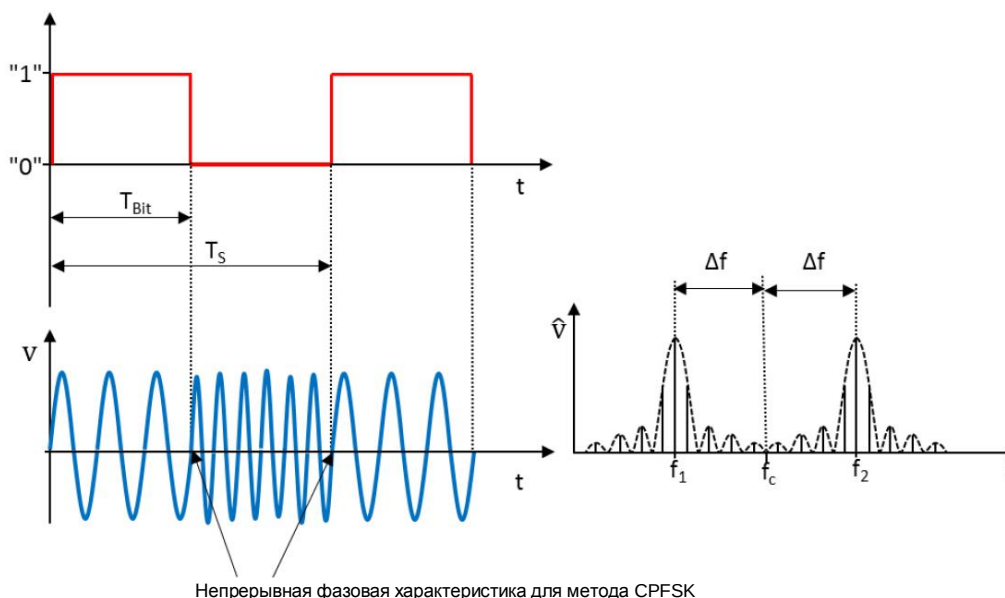


Рисунок 2-26 – Частотная манипуляция 2-FSK в частотной и временной областях для периодической битовой последовательности 1-0

Сигнал 2-FSK также можно рассматривать как суперпозицию двух амплитудно-манипулированных колебаний с частотами f_1 и f_2 . Это представление переносится на спектр, сформированный суперпозицией спектров двух АМн-сигналов. Необходимая полоса частот для сигнала 2-FSK зависит от девиации частоты Δf или от разности частот $|f_1 - f_2| = 2 \cdot \Delta f$. Для условия $2 \cdot \Delta f \gg \frac{1}{T_{Bit}}$ и периодической битовой последовательности 1-0 результатом будет симметричный спектр, показанный на [рисунке 2-26](#) внизу справа. Если распределение не равномерно, спектр будет не симметричен. Для $2 \cdot \Delta f > \frac{1}{T_{Bit}}$ можно приблизительно оценить полосу частот как:

Уравнение 2-29:

$$B_{HF} = 2 \cdot (\Delta f + B),$$

где B – полоса частот модулирующего сигнала.

Индекс модуляции m для ЧМн представляет собой произведение максимальной девиации частоты ($2 \cdot \Delta f$) на длительность символа T_{Bit} :

Уравнение 2-30:

$$m = 2 \cdot \Delta f \cdot T_{Bit}$$

Как и для аналоговой ЧМ, девиация частоты Δf определяется как максимальное отклонение мгновенной частоты от несущей частоты f_c . Из [уравнения 2-30](#) видно, что при постоянной символьной скорости индекс модуляции уменьшается по мере уменьшения смещения для двух частот f_1 и f_2 . Наименьшее возможное значение m , которое все еще обеспечивает ортогональную ЧМн, составляет 0,5. Только с ортогональной ЧМн и целочисленным множителем $m = 0,5$ межсимвольная интерференция между двумя отдельными символами остается на минимальном уровне, в результате чего взаимное влияние тоже будет минимальным. Метод, в котором используется индекс $m = 0,5$, известен как частотная манипуляция с минимальным сдвигом (ММС или MSK) или быстрая частотная манипуляция (БЧМн или FFSK). Для MSK девиация Δf между двоичными "1" и "0" составляет ровно половину скорости передачи данных.

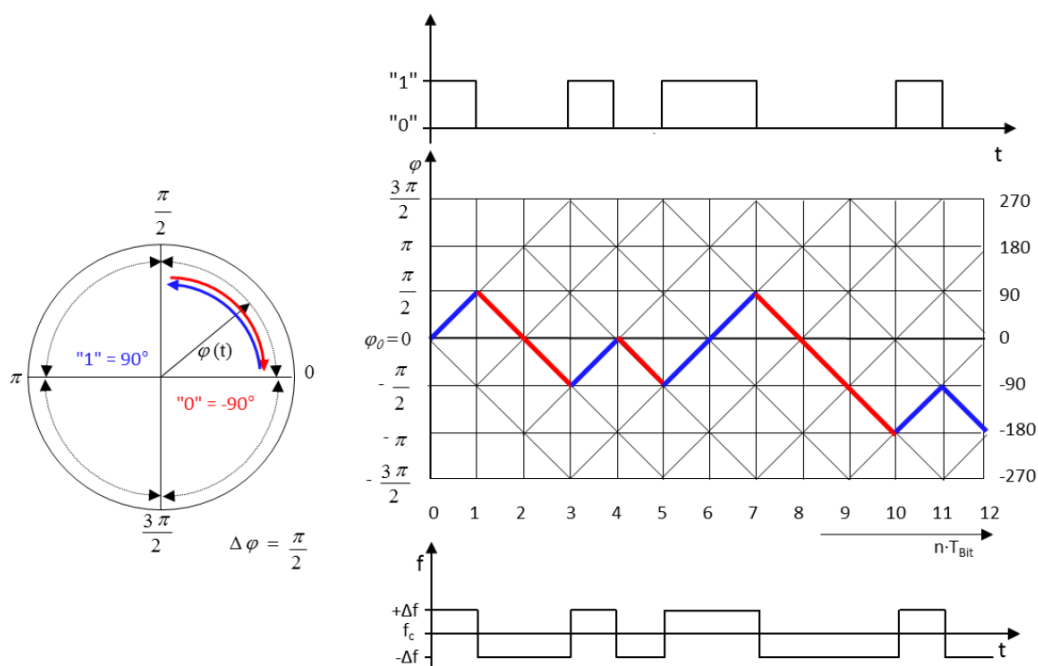


Рисунок 2-27 – Соотношение между сигналом данных, частотой и фазой для модуляции ММС (MSK)

На [рисунке 2-27](#) показаны частотные и фазовые характеристики MSK-сигнала. Как и сигнал CPFSK, MSK-сигнал обладает постоянной фазовой характеристикой. Для логических "1" или "0" на соответствующих границах битов происходит фазовый сдвиг $+90$ или -90 , в результате чего появляются точки разрыва фазы при каждой смене бита. Вокруг несущей частоты f_c скачки частоты $+\Delta f$ или $-\Delta f$ возникают в точках разрыва. Чтобы сохранить полосу частот, цифровой поток данных до модуляции фильтруется с помощью гауссовского фильтра, и манипуляция MSK превращается в гауссовскую манипуляцию с минимальным сдвигом (ГММС или GMSK). Этот фильтр сглаживает крутые фронты прямоугольных цифровых сигналов и устраняет высокочастотные составляющие сигнала. Как и сигнал 2-FSK, сигнал GMSK передает только один бит на символ. Поскольку модуляция производится путем фазового сдвига $\pm \pi/2$, возможно ровно четыре результата. Сдвиг вызывает смещение частоты в спектре, соответствующее одной четверти символьной частоты. Уровень модулированного сигнала, т. е. длина I/Q-вектора, остается неизменным. В зависимости от предыстории в результате GMSK фильтрации фактический фазовый сдвиг может быть несколько больше или меньше $\pi/2$. В каждом квадранте возникают три возможных состояния сигнала, как показано на [рисунке 2-28](#).

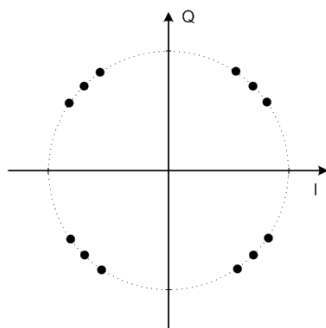


Рисунок 2-28 – Сигнальное созвездие для сигнала ГММС (GMSK)

GMSK значительно уменьшает боковые лепестки в спектре, которые могут создавать помехи соседним каналам. Примером применения GMSK может служить стандарт мобильной сотовой связи для передачи данных в глобальной системе мобильной связи (GSM). Фильтрация двоичного сигнала преобразует 3,7 мкс прямоугольные импульсы в 18,5 мкс гауссовские импульсы. На [рисунке 2-29](#) приведено сравнение спектров MSK и GMSK, которые помимо GSM используются также для улучшенной цифровой беспроводной связи (стандарт DECT). Показатель $B \cdot T$, где $T = T_{\text{Bit}}$, характеризует эффективность фильтрации. Этот показатель нормирует полосу пропускания фильтра B на длительность бита T_{Bit} . $B \cdot T_{\text{Bit}} = \infty$ соответствует модуляции MSK, т.е. без фильтрации. С уменьшением произведения времени на полосу пропускания боковые лепестки становятся менее выраженными, а межсимвольная интерференция возрастает с уменьшением требуемой полосы пропускания. Эти наложения и возникающая неверная интерпретация смежных битов в приемнике могут быть компенсированы путем исправления ошибок после демодуляции.

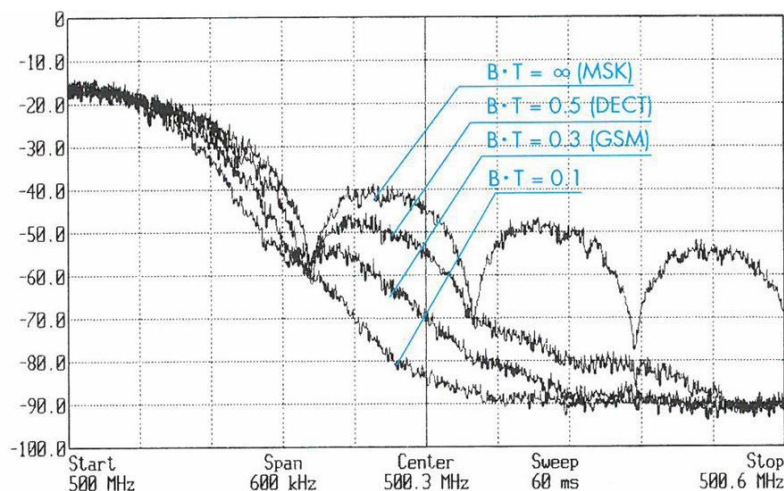


Рисунок 2-29 – Спектр сигнала ГММС (GMSK) при различных значениях $B \cdot T$.

Одной из причин использования GMSK для GSM является неизменность амплитуды. На векторной диаграмме точки созвездия лежат на окружности около нуля. Преимущество здесь состоит в том, что сигнал GMSK без искажений может быть обработан простым усилителем класса С в режиме переключения. Усилители с переключаемым коэффициентом усиления имеют очень высокий КПД, обычно более 80 %, и, таким образом, обеспечивают длительное время работы от аккумулятора для сотовых телефонов. Тем не менее, чистая скорость передачи данных для стандарта GSM в таймслоте составляет всего 33,85 кбит/с, что достаточно для передачи речи, но недостаточно для мобильной передачи данных по современным меркам. Для высоких скоростей передачи данных требуются виды модуляции более высокого порядка (которые также модулируют амплитуду). Сигналы с высоким коэффициентом амплитуды накладывают более высокие требования к усилителю, который больше не функционирует в режиме переключения и поэтому потребляет большую мощность.

2.4.3 Фазовая манипуляция (ФМн)

При фазовой манипуляции (ФМн или PSK) фаза несущего колебания смещается в соответствии с цифровой последовательностью битов. Каждому передаваемому символу назначается абсолютный фазовый угол. Для лучшего разделения фазовые состояния обычно равномерно распределены по 360° . Все виды фазовой манипуляции основаны на двоичной фазовой манипуляции (ФМн-2 или 2-PSK), которая также называется двоичной манипуляцией (BPSK). В 2-PSK для отображения двоичного "0" или "1" доступны два фазовых состояния. Таким образом в BPSK передается только один бит для каждого символа. Есть, следовательно, $2^1 = 2$ разных символа или состояния (см. [рисунок 2-30](#)). Символьная скорость равна скорости передачи данных.

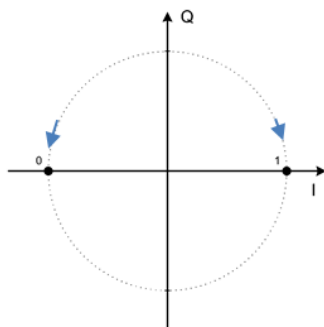


Рисунок 2-30 – Диаграмма сигнального созвездия для сигнала ФМн-2 (BPSK)

В результате, при манипуляции прямоугольным сигналом сигнал 2-PSK выглядит следующим образом:

Уравнение 2-31:

$$v(t) = \begin{cases} \hat{v}_c \cdot \cos \omega_c t & \text{для логической "1"} \\ -\hat{v}_c \cdot \cos \omega_c t & \text{для логического "0"} \end{cases}$$

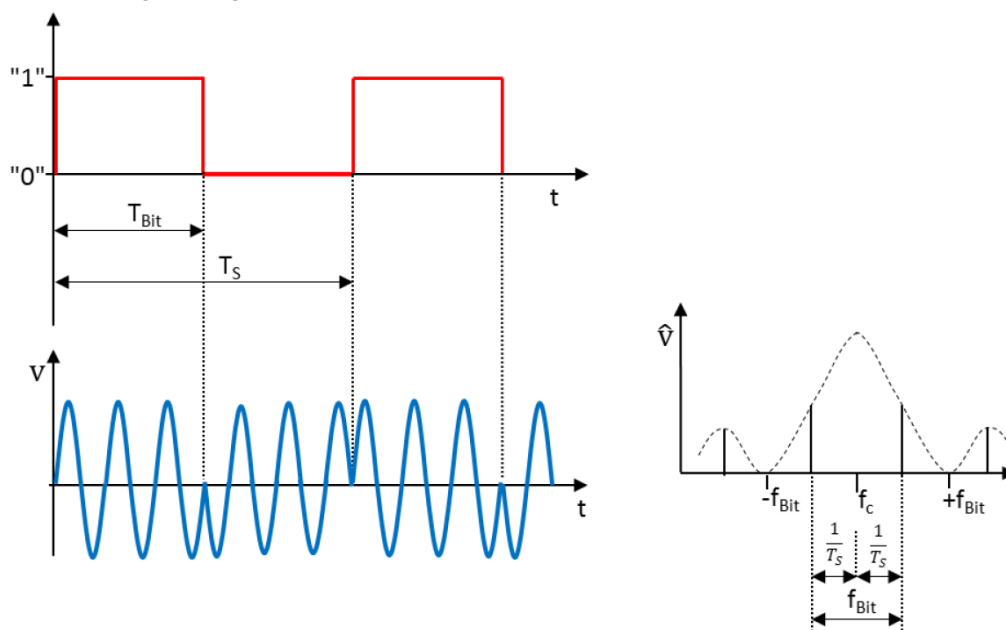


Рисунок 2-31 – Фазовая манипуляция 2-PSK в частотной и временной областях для периодической битовой последовательности 1-0

На [рисунке 2-31](#) показан сигнал данных и модуляционная составляющая во временной области, а также ее спектр. Если состояние цифрового сигнала изменяется, фаза несущего колебания меняется на 180° . Спектр сигнала с цифровой модуляцией расположен по обеим сторонам подавленной несущей. Расстояние между двумя первыми боковыми колебаниями составляет f_{Bit} . Фазовые сдвиги возникают в точках пересечения огибающей нулевых значений. Теоретически, полосы частот $B_{\text{HF}} = f_{\text{Bit}}$ достаточно для передачи сигнала или для подбора фазы в приемнике. Как и для сигнала 2-ASK, на практике полоса для сигнала 2-PSK рассчитывается с помощью значения из [уравнения 2-32](#).

Уравнение 2-32:

$$B_{\text{HF},pr} = 1,4 \cdot f_{\text{Bit}}$$

Двоичные методы манипуляции, в частности, 2-FSK обладают высокой помехоустойчивостью (см. также далее раздел "Вероятность битовых ошибок"); однако из-за того, что для каждого символа передается только один бит, эффективность использования полосы частот невысока. Более высокие скорости передачи могут быть достигнуты, например, при использовании модуляции 4-PSK. Модуляцию 4-PSK чаще всего называют квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK). При QPSK передается два бита на символ. Это соответствует $2^2 = 4$ разным символьным состояниям ([рисунке 2-32](#)).

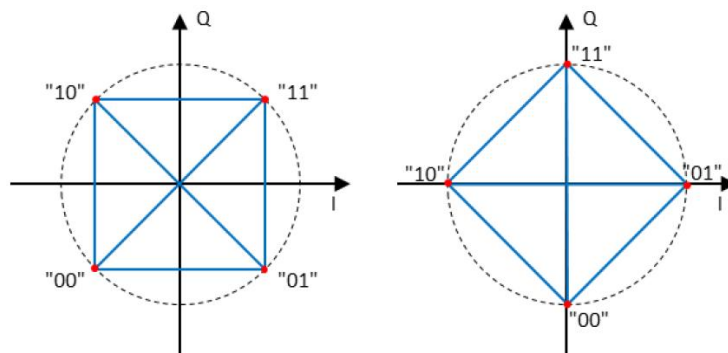


Рисунок 2-32 – Диаграмма сигнального созвездия возможных фазовых состояний и путей смещения (показаны синим цветом) для модуляции QPSK

Как видно из рисунка, в любое состояние можно "перескочить" из любого другого состояния. В отличие от GMSK, введенные позиции соответствуют определенным символам. Символы, используемые в примере на [рисунке 2-32](#) слева, могут быть определены в следующей таблице соответствия.

Таблица 2-2 – Таблица соответствия для модуляции QPSK

Символ (двухбитовый)	$\Delta\phi$
1 1	$+45^\circ$
0 1	$+135^\circ$
0 0	-135°
1 0	-45°

На [рисунке 2-33](#) показан сигнал QPSK для символьной последовательности 10 11 01 10 00. Для несущей может быть записано следующее выражение:

$v_c(t) = \hat{v}_c \cdot \cos(\omega_c t + \frac{3\pi}{4} + \Delta\phi)$. Манипуляция осуществляется в соответствии с [таблицей 2-2](#).

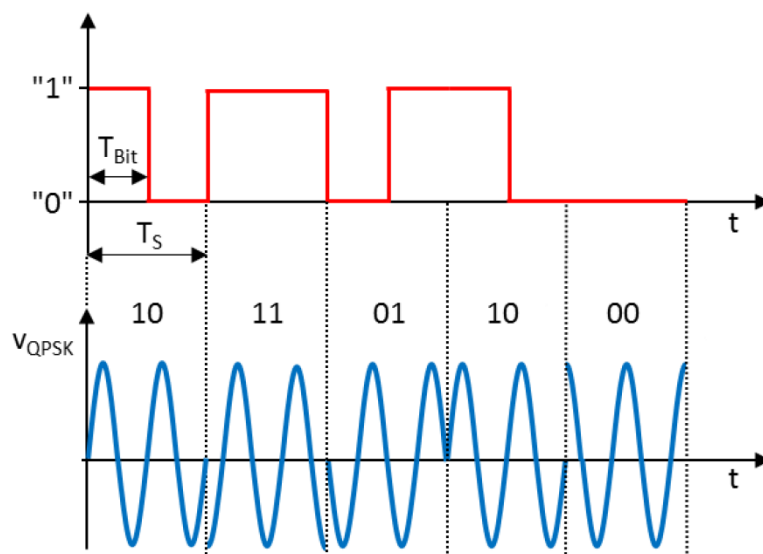


Рисунок 2-33 – Временные характеристики двоичного сигнала и несущего колебания QPSK

Для QPSK длительность шага T_s составляет: $T_s = 2T_{bit}$. Ширина спектра сигнала QPSK уменьшается наполовину по сравнению с сигналом 2-PSK (см. [рисунок 2-31](#)). Другими словами, в спектре сигнала 2-PSK на [рисунке 2-31](#) f_{bit} заменяется на $f_{bit}/2$, что приводит к следующему спектру для сигнала QPSK:

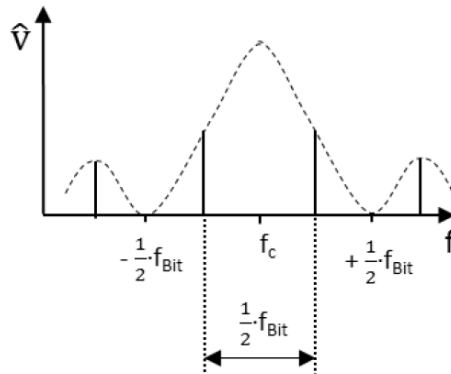


Рисунок 2-34 – Спектр сигнала QPSK

Ограничиваясь первыми двумя боковыми колебаниями, минимально необходимая полоса частот для сигнала QPSK составит:

Уравнение 2-33:

$$B_{HF} = \frac{1}{2} f_{Bit}$$

На практике полоса частот для QPSK выбирается в 1,4 раза шире, чтобы обеспечить правильную передачу частоты шага f_{bit} и возможность приемника правильно декодировать сигнал:

Уравнение 2-34:

$$B_{HF} = 0,7 \cdot f_{Bit}$$

В результате, эффективность использования полосы частот (битовая скорость на 1 Гц полосы) при QPSK теоретически в два раза выше, чем при 2-PSK. Объяснение этого утверждения заключается в том, что QPSK можно рассматривать как квадратурный метод, состоящий из двух методов 2-PSK с несущими, сдвинутыми на 90° . Эта ортогональность означает отсутствие взаимного влияния или интерференции этих двух сигналов 2-PSK. В результате скорость передачи данных может быть удвоена без увеличения передаваемой полосы частот. Однако, для достижения той же вероятности битовых ошибок, требуемое отношение сигнал/шум для QPSK на 3 дБ выше, чем для 2-PSK. Подробнее об этом см. раздел "Вероятность битовых ошибок".

Основные варианты QPSK:

Как видно на [рисунке 2-32](#), переход между двумя диагонально расположенными на комплексной плоскости точками передаваемых символов (из 10 в 01 и из 11 в 00) пересекает нулевую точку. Это означает, что мощность несущей сильно колеблется и возвращается к нулю при пересечении нулевой точки. В результате возникает нежелательно сильная амплитудная модуляция несущей. Она нежелательна, поскольку для методов модуляции без постоянной огибающей, в частности GMSK, нельзя использовать нелинейные усилители класса C с высокой эффективностью и низким энергопотреблением. С целью предотвращения сильного искажения сигнала можно было бы использовать одно из следующих средств:

- 1 Линейный усилитель класса A с небольшим КПД или

Ресурсоемкая сигнальная коррекция предскажений характеристик усилителя

Как видно из [рисунка 2-34](#), в спектре сигнала QPSK спектральная линия на несущей частоте f_c отсутствует, как впрочем для любой фазомодулированной высокочастотной несущей. В результате, текущий фазовый угол не привязан к фазе немодулированной несущей. Пересечения нулевой точки в QPSK затрудняют восстановление несущей при когерентной демодуляции, под которой понимается точное восстановление несущей частоты с соответствующим фазовым углом.

Эту проблему можно разрешить с помощью дифференциальной квадратурной фазовой манипуляции $\pi/4$ -DQPSK. Независимо от пользовательских данных, после каждого переданного символа выполняется дополнительный сдвиг фазы на $\pi/4$ (45°). Это гарантирует, что переход между двумя символами не пересекает начало координат и всегда передается только одна амплитуда несущей (см. [рисунк 2-35](#)).

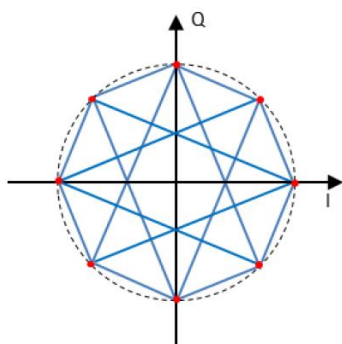


Рисунок 2-35 – Модуляция $\pi/4$ -DQPSK без пересечения нулевой точки

Кроме того, информация передается не относительно текущего фазового угла, а относительно разницы с предыдущим фазовым углом. Отсюда и название метода – относительная (дифференциальная) квадратурная фазовая манипуляция ($\pi/4$ -DQPSK). Самое большое преимущество данного метода состоит в отсутствии необходимости когерентной демодуляции и сложного процесса восстановления несущей. Кроме того, облегчена тактовая синхронизация на стороне приемника, поскольку независимо от пользовательских данных и их кодирования в принимаемом сигнале присутствуют регулярные фазовые сдвиги. В [таблице 2-3](#) перечислены допустимые фазовые состояния для модуляции $\pi/4$ -DQPSK. Видно, что в $\pi/4$ -DQPSK допустимы повороты фазы только на 45° и 135° .

Таблица 2-3 – Допустимые фазовые состояния для модуляции $\pi/4$ -DQPSK

Символ (двухбитовый)	Фазовый переход $\Delta\phi$
0 0	$0 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 45^\circ$
0 1	$1 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 3\pi/4 = 135^\circ$
1 1	$2 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 5\pi/4 = 225^\circ = -135^\circ$
1 0	$3 \cdot \pi/2 + \pi/4 = 7\pi/4 = 315^\circ = -45^\circ$

Другой вариант предотвращения пересечения нуля и соответствующего уменьшения амплитуды реализуется с помощью метода квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом (OQPSK). Чтобы добиться этого, максимальное изменение фазы для метода OQPSK составляет 90° , а не 180° как в обычных методах QPSK. При QPSK два битовых потока, используемые для генерации квадратурных сигналов, являются синхронными, т.е. изменение их знаков происходит одновременно. Если оба двоичных сигнала одновременно изменяют свое состояние при QPSK, происходит фазовый

сдвиг на 180° . В случае OQPSK два потока данных сдвигаются навстречу друг другу на половину длины шага T_s или длительности бита T_{Bit} , а затем подаются на модуляторы для I и Q составляющих (рисунок 2-36), гарантируя невозможность одновременного изменения.

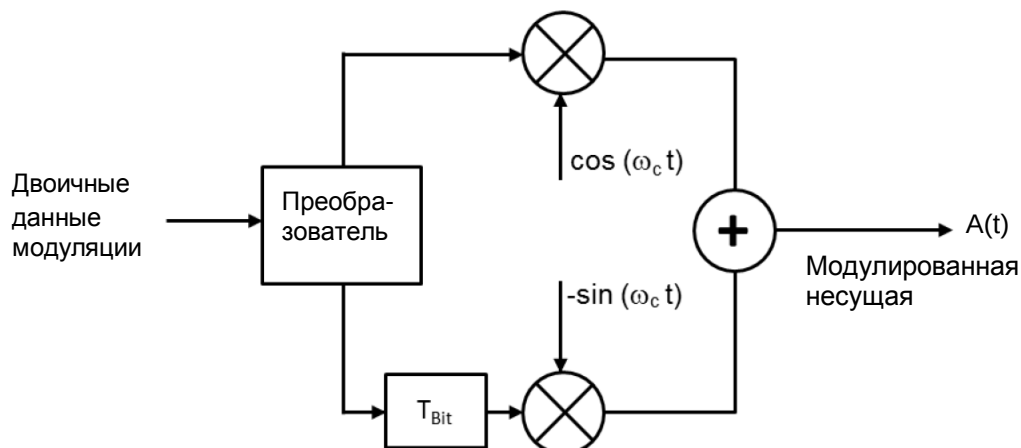


Рисунок 2-36 – Формирование сигнала QPSK со сдвигом

В результате, в момент смены бита фаза будет изменяться только в одном из двух модуляторов. Таким образом, сдвиги фазы на 180° исключаются, а вместо этого они разделены на два сдвига по 90° каждый. Пример приведен на рисунке 2-37.

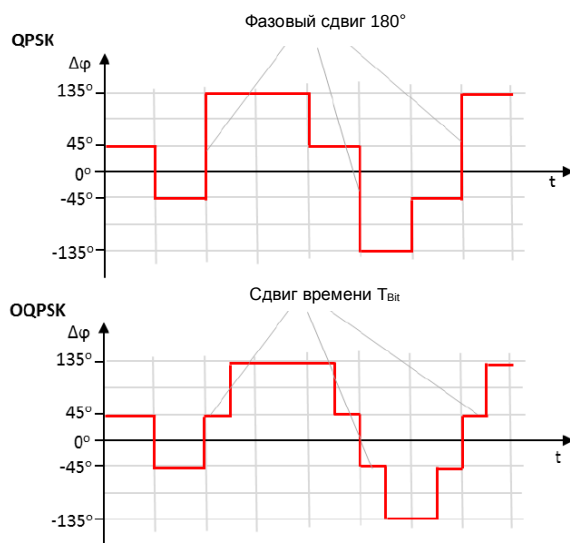


Рисунок 2-37 – Фазовые характеристики QPSK и OQPSK во времени

В отличие от исходной модуляции QPSK, переходы состояний для OQPSK формируют квадрат, определяемый четырьмя состояниями. Диагональные траектории с пересечением нулевой точки не допускаются (рисунок 2-38).

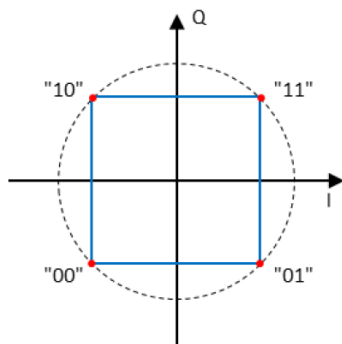


Рисунок 2-38 – Возможные фазовые состояния для модуляции OQPSK без пересечения нуля

Вероятность битовых ошибок:

При постоянном отношении сигнал/шум метод 2-PSK обеспечивает минимальную вероятность битовых ошибок. С увеличением порядка PSK неуклонно растет восприимчивость к уровню шума. Однако, поскольку передается все большее количество битов на символ, скорость передачи данных также увеличивается. Например, при модуляции 8-PSK с восемью возможными состояниями несущей, на каждый шаг или символ передается 3 бита. На векторной диаграмме [рисунка 2-39](#) показаны фазовые состояния сигналов 2-PSK и 8-PSK. Показаны также граница решения и/или пространство решений, необходимые для однозначного определения состояния сигнала. Понятно, что для безошибочной демодуляции состояния сигнала "1", амплитуда паразитного сигнала может приблизиться к значению полезной несущей. В случае с 8-PSK пространство решений значительно меньше, а это значит, что к ошибке передачи может привести значительно меньшая амплитуда паразитного сигнала.

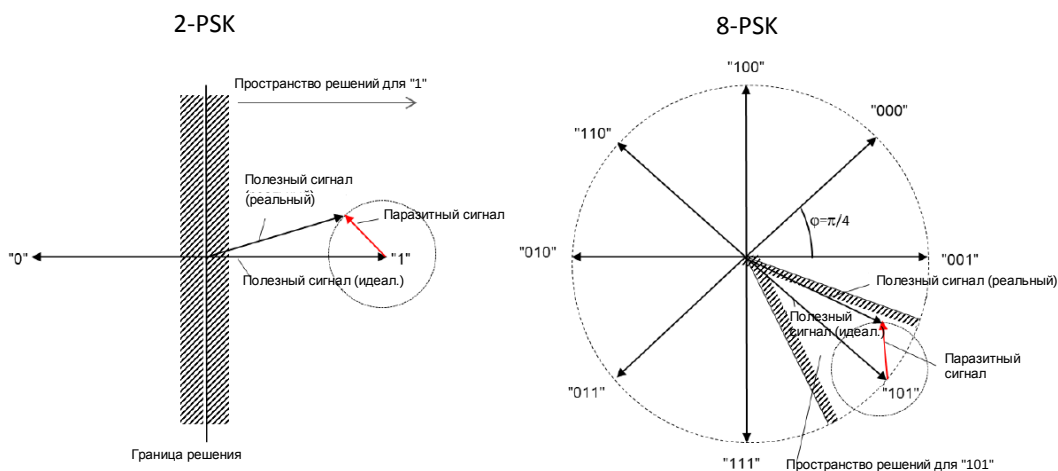


Рисунок 2-39 – Состояния и пространство решений для сигналов 2-PSK и 4-PSK на векторной диаграмме

2.4.4 Квадратурная амплитудная модуляция (КАМ)

В предыдущих разделах были представлены методы цифровой модуляции для передачи данных, в которых с помощью модулирующего двоичного сигнала изменялся только один параметр (амплитуда, частота или фаза) несущего колебания.

Увеличение скорости передачи достигается за счет модуляции как амплитуды, так и фазы высокочастотной несущей. Метод, который сочетает в себе амплитудную и фазовую модуляции называется квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ или QAM). В то время как для PSK состояния сигнала лежат на окружности, при изменении амплитуды этого не будет. Единственным исключением является 4-QAM, которая идентична модуляции 4-PSK или QPSK (см. [рисунок 2-40](#), слева). На [рисунок 2-40](#) (справа) в качестве примера показаны состояния сигнала для модуляции 16-QAM. На каждый символ передается четыре бита. В результате используется $2^4 = 16$ символов. Символьная скорость составляет $\frac{1}{4}$ битовой скорости. Такое размещение символов в сигнальном созвездии включает в себя три разных амплитуды: одна с восемью различными фазовыми значениями и две с четырьмя фазовыми значениями.

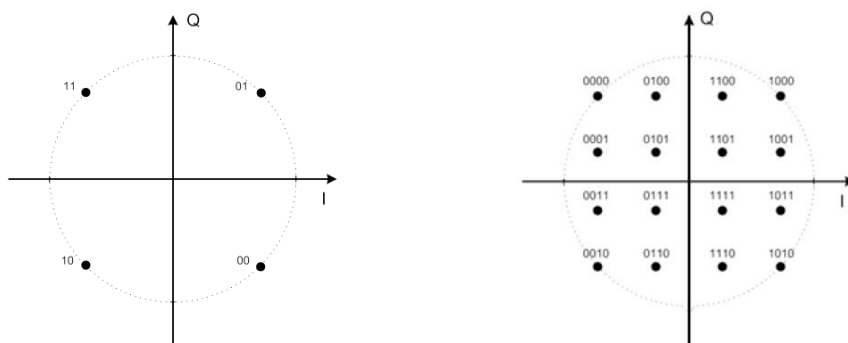


Рисунок 2-40 – Сигнальное созвездие для 4-QAM или 4-PSK (QPSK) (слева) и для 16-QAM (справа)

На [рисунок 2-41](#) показан еще один пример расположения символов при модуляции 16-QAM. На этой диаграмме амплитуда принимает четыре различных значения, для каждого из которых имеется по четыре значения для фазы.

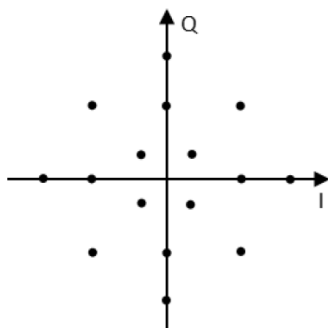


Рисунок 2-41 – Модуляция 16-QAM с 4 амплитудами, для каждой из которых имеется 4 разные фазы

Для QAM требуется меньшая мощность, чем для PSK при том же весе M и той же вероятности битовых ошибок. Для QAM-сигнала применимо следующее общее утверждение:

Уравнение 2-35:

$$v(t) = I(t) \cdot \cos \omega_c t - Q(t) \cdot \sin \omega_c t,$$

где $\omega_c = 2\pi f_c$.

Для комплексной огибающей QAM-сигнала применимо следующее выражение:

Уравнение 2-36:

$$\underline{v}(t) = I(t) + jQ(t) = \hat{v}_c(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$$

Уравнение 2-36 показывает, что и амплитуда $\hat{u}_T$, и фаза $\varphi(t)$ модулированной несущей зависят от времени.

На рисунке 2-40 (справа) на плоскости I/Q показано, как при модуляции QAM высокого порядка, в частности при 16-QAM, может быть использована единичная окружность и ограниченная ей область для эффективного распределения символов. Однако, с увеличением количества символов расстояние между соседними состояниями неизбежно уменьшается (рисунок 2-42). В результате, на стороне приемника становится труднее выделять символы, особенно когда они сопровождаются шумом от плохого канала радиосвязи.

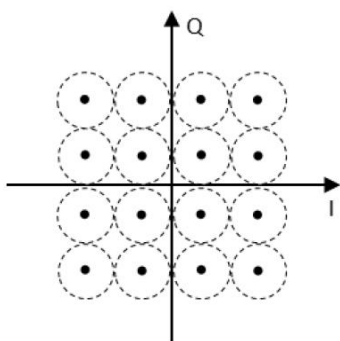


Рисунок 2-42 – Сигнал 16-QAM с областями, в которых возможно однозначное определение символа

Именно поэтому 256-позиционная квадратурная амплитудная модуляция (256-QAM), показанная на рисунке 1-43, не используется для стандартов беспроводной связи. Однако, модуляция 256-QAM и другие виды модуляции высокого порядка используются в широкополосных кабельных сетях с низким уровнем шума и надежными сигнальными уровнями, например, в сетях DVB-C. Символьная скорость равна битовой скорости / 8; следовательно, модуляция 256-QAM позволяет передавать восемь битов на символ, или $2^8 = 256$ символов.

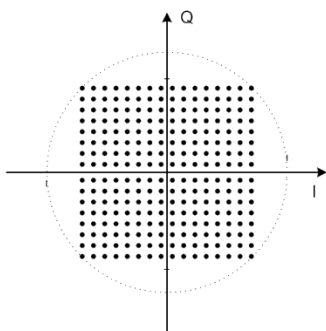


Рисунок 2-43 – Сигнальное созвездие для модуляции 256-QAM

Чем выше порядок модуляции, т.е. меньше расстояние между символами, тем дискретная модуляция ближе к непрерывной в части использования амплитуды и фазы. Однако, необходимо отметить, что количество изменений I/Q-вектора за единицу времени в аналоговой модуляции относительно невелико, в то время как для цифровой модуляции оно обычно довольно высоко. I/Q вектор должен "прыгать" туда и обратно между случайными символами.

В следующей таблице приведен обзор видов модуляции для основных стандартов беспроводной связи, а также для радио- и телевидения:

Таблица 2-4 – Области применения методов цифровой модуляции

Стандарт	Метод передачи	Модуляция
GSM	одиночная несущая частота	GMSK
EGPRS	одиночная несущая частота	8-PSK (поворот 3P/8)
TETRA	одиночная несущая частота	Pi/4-DQPSK, 16-QAM, 64-QAM
UMTS, HSPA, HSPA+	CDMA	QPSK, 16-QAM, 32-QAM
LTE	COFDM	QPSK – 64-QAM
DVB-S	одиночная несущая частота	QPSK
DVB-S2	одиночная несущая частота	QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK
DVB-T	COFDM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
DVB-C	одиночная несущая частота	64-QAM, 256-QAM
WLAN	COFDM	DBPSK – 64-QAM
DAB	COFDM	DQPSK

2.4.5 Сравнение различных методов фазовой манипуляции

Выбор правильного метода цифровой модуляции зависит от требований к эффективности использования полосы частот и требуемой помехозащищенности.

Полоса частот ВЧ-сигнала, необходимая для всех методов фазовой манипуляции, по 1-му критерию Найквиста до первой гармоники максимально быстрого переключения:

Уравнение 2-37:

$$B_{HF} = 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot T_s} = \frac{1}{T_s},$$

где $T_s = n \cdot T_{Bit}$, откуда следует:

Уравнение 2-38:

$$B_{HF} = 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot n \cdot T_{Bit}} = \frac{1}{n} \cdot f_{Bit} = \frac{1}{n} \cdot \frac{r_{Bit}}{Bit}$$

Как видно из [уравнений 2-37](#) и [2-38](#), полоса частот зависит от длительности шага T_s или символьной скорости $1/T_s$. В свою очередь, символьная скорость может быть привязана к взвешиванию типа 2^n , т.е. к количеству символов, битовой скорости r_{Bit} или частоте битовой последовательности f_{Bit} двоичного сигнала. Из 2^n взвешенных элементов сигнала можно вывести теоретическую максимальную эффективность использования полосы частот ([уравнение 2-39](#)).

Уравнение 2-39:

$$\frac{r_{Bit}}{Bit} = n \frac{bit/s}{Hz}$$

Достижимая на практике эффективность использования полосы частот лежит ниже этого числа, так как предполагается использование более широкой полосы по [уравнению 2-32](#). Фактически, эффективность использования полосы частот уменьшается в 0,7 раз ([уравнение 2-40](#)).

Уравнение 2-40:

$$\frac{r_{Bit}}{Bit} = 0.7 \cdot n \frac{bit/s}{Hz}$$

Сравнение различных взвешенных методов PSK и QAM в [таблице 2-5](#) показывает, что эффективность использования полосы частот возрастает при взвешивании метода, а полоса частот может быть уменьшена для указанной битовой скорости. В таблице также показано, что с увеличением эффективности использования полосы частот, отношение сигнал/шум должно постоянно расти, чтобы оставаться не ниже определенного коэффициента битовых ошибок (BER).

Таблица 2-5 – Сравнение различных методов фазовой манипуляции

Модуляция	2-PSK	4-PSK	8-PSK	16-PSK	16-QAM	32-QAM	64-QAM
Состояний амплитуды	1	1	1	1	3	5	9
Состояний фазы	2	4	8	16	12	28	52
Состояний несущей	2	4	8	16	16	32	64
Теоретическая максимальная эффективность использования полосы частот, (бит/с)/Гц	1	2	3	4	4	5	6
Практическая эффективность использования полосы частот, (бит/с)/Гц	0,7	1,4	2,1	2,8	2,8	3,6	4,2
Сигнал/шум в дБ для BER=10 ⁻⁶ , практ.	10,7	13,7	18,8	24	20,5	24	27

2.4.6 Требования к коэффициенту амплитуды / линейности

Амплитуда передаваемого модулированного ВЧ-сигнала всегда пропорциональна соответствующей длине вектора на плоскости модулирующего сигнала, в том числе между положениями символов во времени. При рассмотрении с этой точки зрения, очевидно, что единичная окружность часто нарушается переходами между символами. Отношение пикового значения к среднему значению называется коэффициентом амплитуды. Он определяет запас мощности, который должен быть зарезервирован в выходном каскаде передатчика.

Аналогично, [рисунок 2-44](#) показывает разрывы сигнала, проходящие через начало координат и затем возвращающиеся к нулю. Для безошибочной демодуляции на приемной стороне важно, чтобы характеристики сигнала передавались полностью без искажений. Поэтому выходной каскад передатчика должен не только поддерживать некоторый запас для высоких уровней мощности, но также обладать очень высокой линейностью во всем диапазоне мощности от 0 Вт до максимальной мощности.

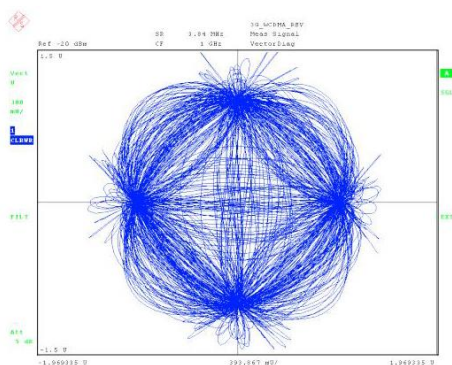


Рисунок 2-44 – Сигнальное созвездие и непрерывная векторная диаграмма

В стандарте GSM в основном используется два метода модуляции: GMSK и 8-PSK. В методе GMSK идеальный I/Q-вектор остается исключительно на единичной окружности. Теоретически нет никаких пиков мощности или провалов амплитуды, и коэффициент амплитуды не отличается от 1.

В модуляции 8-PSK переходы через нуль, которые необходимы при перестройке между противоположными символами на I/Q-диаграмме, устраняются путем поворота сигнального созвездия на $3\pi/8$ между символьными тактами. Векторная диаграмма на [рисунке 2-45](#) показывает желаемый результат, при котором пересечения нуля отсутствуют. График мощности передачи на [рисунке 2-46](#) демонстрирует перепады уровня примерно на 12 дБ при передаче данных и отсутствие падений до нуля. Таким образом, требования к линейности выходного каскада передатчика несколько снижаются.

В результате вращения на приемной стороне в процессе демодуляции будут пересчитываться около 16 символьных состояний.

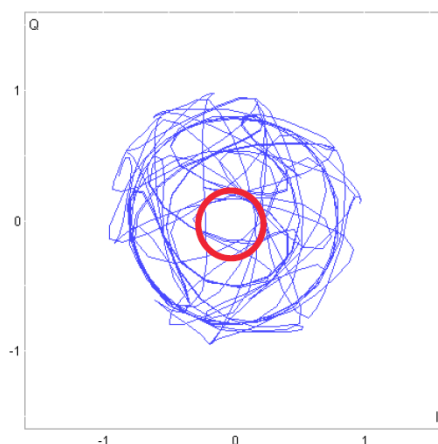


Рисунок 2-45 – Устранение пересечений нуля путем вращения сигнального созвездия

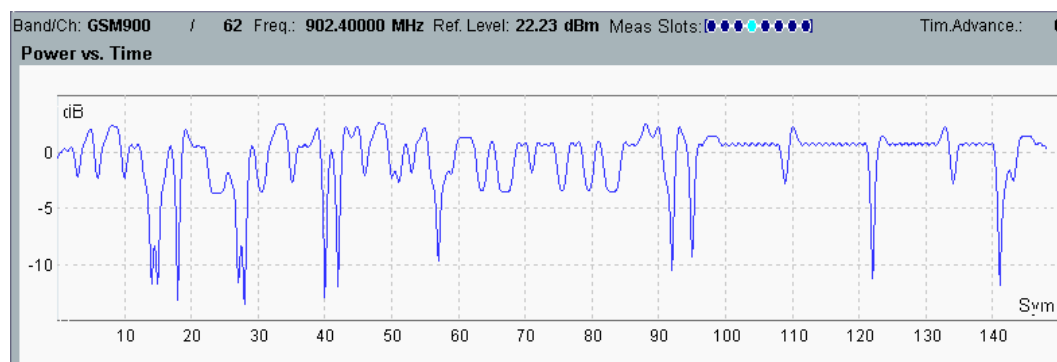


Рисунок 2-46 – Изменение мощности огибающей для сигнала с модуляцией 8-PSK и поворотом $3\pi/8$

2.5 Методы доступа

Цифровые сети беспроводной связи имеют сотовую структуру. Поскольку радиоволны обладают ограниченной дальностью распространения, можно определить зону (так называемую соту), внутри которой обслуживание абонентов осуществляется одной базовой станцией (БС). На границах приема мобильный телефон (который также называется мобильной станцией (МС) или абонентским оборудованием (АО)) автоматически переключается на соседнюю соту, которая лучше всего подходит для его обслуживания (передача обслуживания, хэндовер). Как правило, при этом также происходит изменение частоты. Исходная частота может вновь появиться в следующей соте (повторное использование частот).

Поскольку каждая сота ограничена конкретной областью действия, она может обрабатывать ограниченное количество беспроводных абонентов. Или, наоборот: Размер соты беспроводной связи в первую очередь определяется требуемой емкостью. Поскольку имеющиеся ресурсы частоты, времени и – как мы увидим позже – кодов ограничены, в местах с потенциально большим количеством абонентов должно быть много базовых станций малой мощности. Районы с меньшим количеством абонентов могут иметь большие соты с мощными базовыми станциями. Суть в том, чтобы обеспечить множеству абонентов доступ к фиксированному проценту имеющихся частотных, временных и кодовых ресурсов, независимо от восходящей / нисходящей дуплексной передачи.

Чаще всего используются три метода:

- 1 Множественный доступ с частотным разделением (FDMA)
- 1 Множественный доступ с временным разделением (TDMA)
- 1 Множественный доступ с кодовым разделением (CDMA)

Современные векторные генераторы сигналов обеспечивают реализацию этих методов для генерации совместимых со стандартом сигналов.

Рисунок 2-47 иллюстрирует основные различия между этими методами. В данном упрощенном примере рассматривается только пять абонентов (каждый из которых представлен своим цветом), все с одинаковой мощностью. Это редко бывает на практике, но этого достаточно для понимания различий между методами.

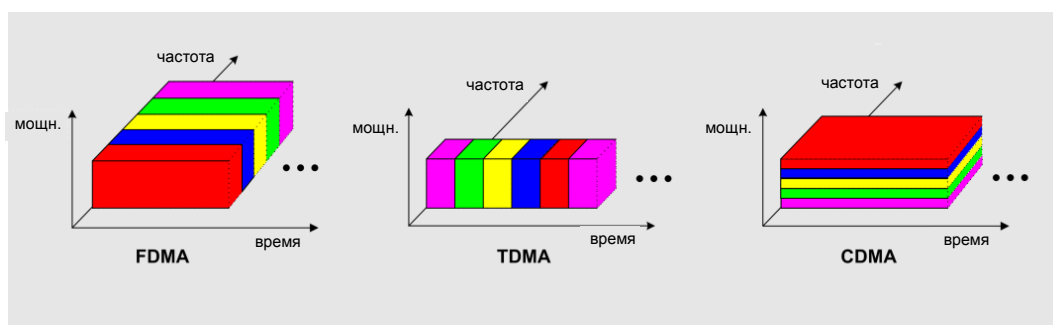


Рисунок 2-47 – Три основных метода доступа

Метод FDMA разделяет абонентов сети беспроводной связи по сотам с различными частотами. На [рисунке 2-47](#) показаны пять абонентов, распределенные по пяти частотам. Для частотного дуплексирования (FDD) это подразумевает пять пар частот. Метод FDMA очень легко реализовать. Он особенно полезен в небольших сотах, где выделенные частоты могут быть повторно использованы при удалении на небольшое расстояние. Метод FDMA часто используется в сочетании с временным дуплексированием (TDD), например в стандартах DECT¹ и WLAN² (оба стандарта специализируются на связи на коротких расстояниях).

¹ Цифровая усовершенствованная беспроводная связь

² Беспроводная локальная сеть

3 Лабораторные упражнения

3.1 Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция является одним из старейших методов модуляции. Даже если этот тип модуляции играет все меньшую роль в современном мире, амплитудно-модулированные сигналы представляют собой очень хороший способ понимания основ модуляции.

Цель данного лабораторного упражнения состоит в формировании амплитудно-модулированных сигналов и наблюдении и измерении различных параметров модуляции. Оно также даст понимание о представлении различных сигналов во временной и спектральной областях.

3.1.1 Измерительная установка

Для формирования и измерения модулированных сигналов необходимо иметь генератор, анализатор сигналов и осциллограф, как показано на [рисунке 3-1](#). Осциллограф используется для одновременного измерения модулированного сигнала и полезного немодулированного сигнала.

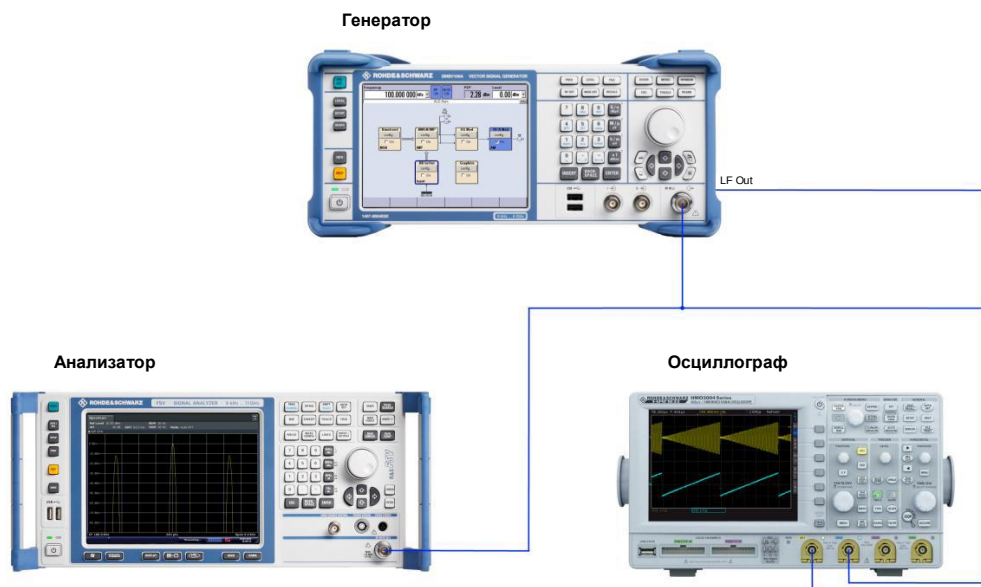


Рисунок 3-1 – Конфигурация оборудования для измерения АМ-сигналов

3.1.2 Измерение

- Настройте генератор сигналов следующим образом:

<i>Carrier frequency</i> (несущая частота)	100 kHz (100 кГц)
<i>Signal frequency</i> (частота сигнала)	1 kHz (1 кГц)
<i>Amplitude</i> (амплитуда)	0 dBm (0 дБмВт)
<i>Modulation depth</i> (коэфф. модуляции)	любой
<i>LF Gen Shape</i> (форма НЧ-сигнала)	Sine (синусоидальная)

Эти настройки выполняются в меню "RF/A Mod" > "Amplitude Modulation"; см. [рисунок 3-2](#).

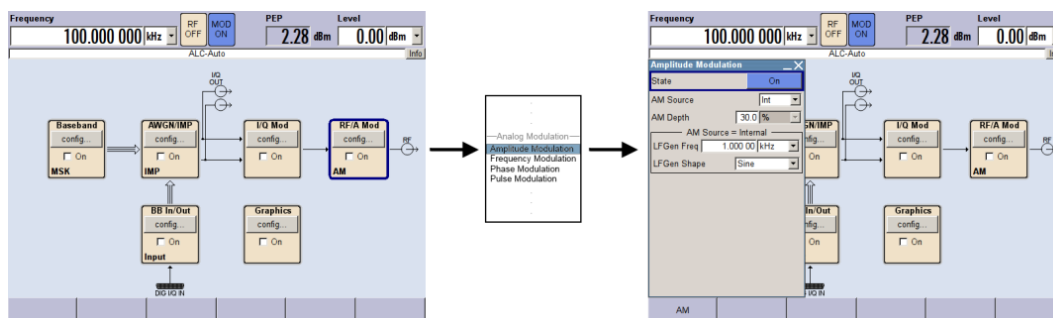


Рисунок 3-2 – Настройка генератора

Чтобы отобразить полезный сигнал на осциллографе, включите выход НЧ-генератора на приборе SMBV.

- В меню "RF/A Mod" > "LF Generator / Output" установите параметр "LF Output State" (состояние НЧ-выхода) в положение ON (вкл.) и задайте уровень 500 мВ; см. [рисунок 3-3](#).

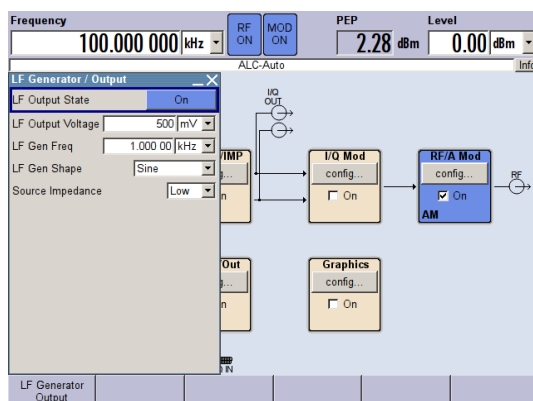


Рисунок 3-3 – Настройка НЧ-генератора

- Выполните соответствующие настройки на осциллографе

На экране должно быть четко видно не менее двух периодов полезного сигнала вместе с модулированным и исходным сигналами. Проверьте оба сигнала, уделяя особое внимание фазовому углу.

Изменяйте коэффициент модуляции и другие параметры, наблюдая их влияние на сигнал во временной области.

Измерения во временной области

Во временной области коэффициент модуляции можно рассчитать по следующей формуле $m = \frac{\hat{v}_{c,max} - \hat{v}_{c,min}}{\hat{v}_{c,max} + \hat{v}_{c,min}} = \frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_c}$; см. [рисунок 3-4](#).

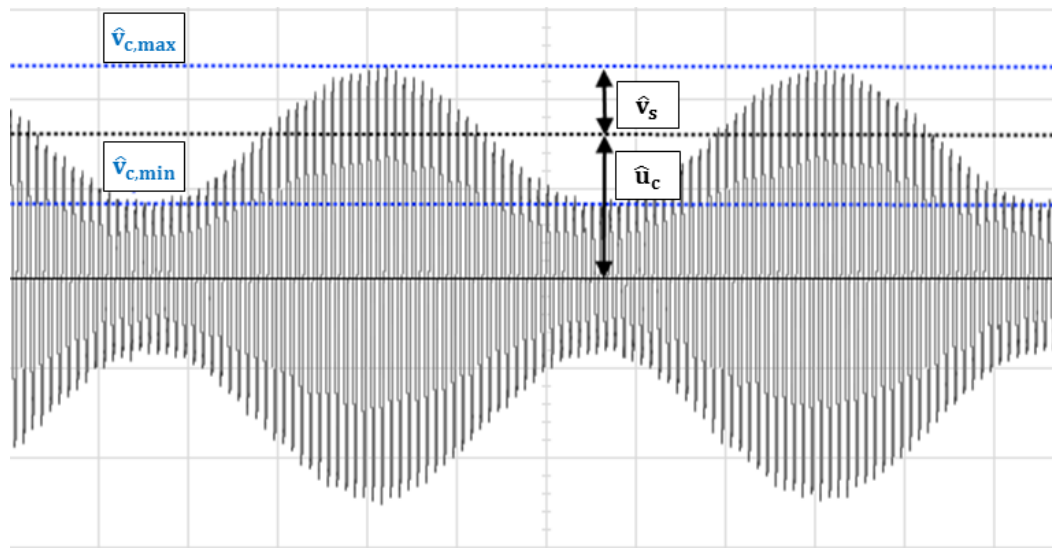


Рисунок 3-4 – Определение коэффициента модуляции во временной области

- ▶ Используйте осциллограф для расчета коэффициента модуляции при своих настройках.

Для быстрого определения коэффициента модуляции или для обнаружения нелинейных искажений можно также использовать трапецию модуляции.

- ▶ Переключите осциллограф в режим XY.
- ▶ Изменяйте коэффициент модуляции и наблюдайте его влияние.

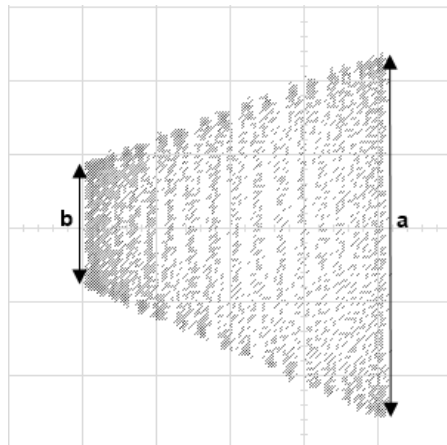


Рисунок 3-5 – Трапеция модуляции

При использовании трапеции модуляции коэффициент модуляции можно рассчитать по следующей формуле (см. [рисунок 3-5](#))

$$m = \frac{a-b}{a+b}.$$

- ▶ Используйте трапецию модуляции для расчета коэффициента модуляции при своих настройках.
- ▶ Какова форма трапеции модуляции для $m < 1$, $m = 1$ и $m \rightarrow \infty$? Каковы особенности амплитудной модуляции при $m \rightarrow \infty$?

Измерения в частотной области

- ▶ Установите на анализаторе сигналов следующие значения:

Frequency (частота) **100 kHz** (100 кГц)

Range (диапазон) **10 kHz** (10 кГц)

- ▶ Устанавливайте различные формы сигнала на генераторе и наблюдайте получающиеся спектры.

LF Gen Shape (форма НЧ-сигнала) **Square** (прямоугольная), **Triangle** (треугольная), ...

- ▶ Какие требования к полосе пропускания накладываются на канал передачи для обеспечения передачи с минимально возможными искажениями?

Для определения коэффициента модуляции по частотному спектру может использоваться формула $m = \frac{\hat{u}_{sb}}{\hat{u}_c}$. Помните, что мощность полезного сигнала разделяется на две боковые полосы и отображается в дБмВт, как показано на [рисунке 3-6](#).

- ▶ Как можно улучшить баланс передаваемой мощности? Какие соображения должны быть учтены?

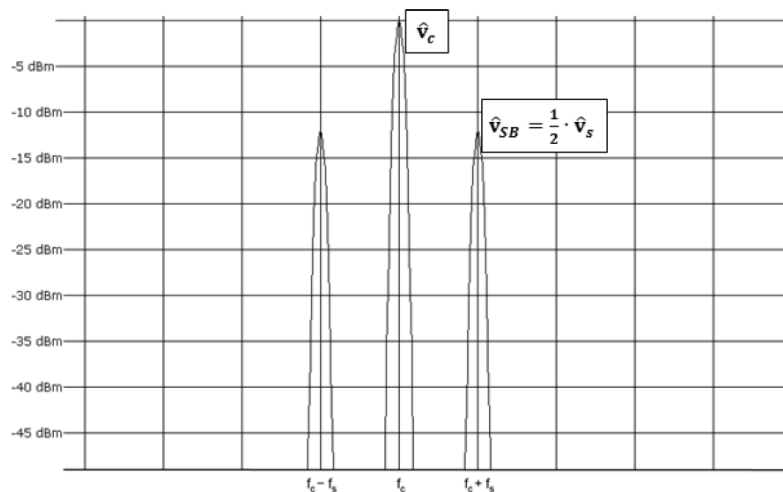


Рисунок 3-6 – Определение коэффициента модуляции по частотному спектру

- ▶ Определите коэффициент модуляции по частотному спектру при своих настройках.
- ▶ Мощность несущей АМ-сигнала составляет 7 дБмВт, коэффициент модуляции 50 %. Какова мощность одной боковой полосы?

3.2 Частотная модуляция

Цель данного лабораторного упражнения состоит в формировании и наблюдении частотно-модулированных сигналов во временной и частотной областях, а также в сравнении и сопоставлении частотной и фазовой модуляции. Также здесь проводится формирование, анализ и зашумление ЧМ стереосигнала.

3.2.1 Измерительная установка

Для формирования и измерения модулированных сигналов необходимо иметь генератор, анализатор сигналов и осциллограф, как показано на [рисунке 3-7](#). Осциллограф используется для одновременного измерения модулированного сигнала и полезного немодулированного сигнала (с выхода *LF Out*).

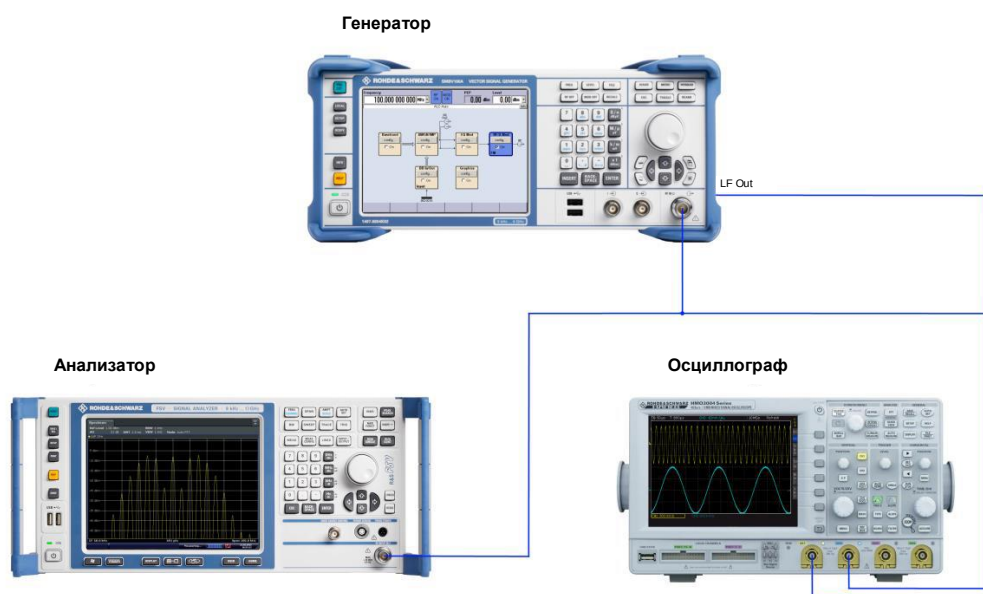


Рисунок 3-7 – Конфигурация оборудования для измерения ЧМ-сигналов

3.2.2 Измерение

В первом измерении используются типичные настройки вещательного УКВ ЧМ передатчика для частотной модуляции.

► Настройте генератор сигналов следующим образом:

<i>Carrier frequency</i> (несущая частота)	100 MHz (100 МГц)
<i>Signal frequency</i> (частота сигнала)	15 kHz (15 кГц)
<i>Amplitude</i> (амплитуда)	0 dBm (0 дБмВт)
<i>FM Mode</i> (режим ЧМ)	normal (нормальный)
<i>Frequency deviation</i> (девиация частоты)	75 kHz (75 кГц)
<i>LF Gen Shape</i> (форма НЧ-сигнала)	Sine (синусоидальная)

Эти настройки выполняются в меню "RF/A Mod" > "Frequency Modulation"; см. [рисунок 3-8](#). После выполнения настроек нажмите клавишу "TOGGLE", чтобы их включить.

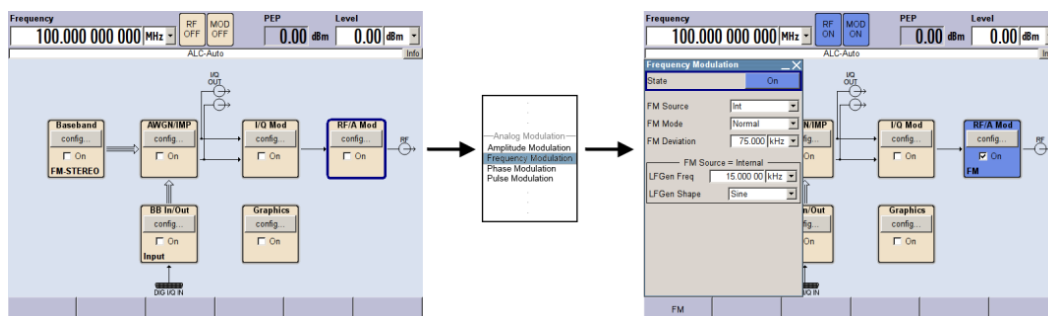


Рисунок 3-8 – Настройка генератора

- ▶ Сделайте соответствующие настройки в анализаторе спектра. Какую минимальную полосу частот следует отобразить?
- ▶ Как будет изменяться спектр, если изменять девиацию частоты или частоту полезного сигнала?
- ▶ Уменьшите частоту полезного сигнала небольшими шагами примерно до 13,7 кГц. Что вы видите? Где в спектре Бесселя может находиться сигнал?
- ▶ Верните частоту сигнала 15 кГц.

Частотная и фазовая модуляция тесно связаны. Следующий пример продемонстрирует различия и сходства двух методов модуляции.

- ▶ Рассчитайте индекс модуляции / девиацию фазы для текущих настроек.
- ▶ Переключитесь в режим фазовой модуляции, выполнив действия, показанные на [рисунке 3-8](#), и используя в качестве режима "Phase Modulation".
- ▶ Введите полученный результат для индекса модуляции в поле "PhiM Deviation".

Не смотря на изменение режима модуляции, спектр не должен измениться.

- ▶ Снова уменьшите частоту полезного сигнала. Какие различия наблюдаются по сравнению с частотной модуляцией и почему?

Переключитесь обратно в режим частотной модуляции, используя настройки на [рисунке 3-8](#).

Следующим шагом будет оценка простейшей формы цифровой частотной модуляции.

- ▶ На экране "Frequency Modulation" (частотная модуляция) установите для параметра "LF Gen Shape" (форма НЧ-сигнала) значение "Square" (прямоугольная).
- ▶ Изменяйте девиацию частоты для модуляции и наблюдайте изменения в спектре. Какие особенности можно отметить при больших и малых значениях девиации?
- ▶ Каковы требуемая полоса частот и режим модуляции для сигнала?

Для четкого отображения сигнала с частотной модуляцией на осциллографе нужно использовать параметры, которые нереальны при практическом применении.

- ▶ Настройте генератор сигналов следующим образом:

<i>Carrier frequency</i> (несущая частота)	100 kHz (100 кГц)
<i>Signal frequency</i> (частота сигнала)	5 kHz (5 кГц)
<i>Amplitude</i> (амплитуда)	0 dBm (0 дБмВт)
<i>FM Mode</i> (режим ЧМ)	normal (нормальный)
<i>Frequency deviation</i> (девиация частоты)	30 kHz (30 кГц)
<i>LF Gen Shape</i> (форма НЧ-сигнала)	Sine (синусоидальная)

Чтобы отобразить полезный сигнал на осциллографе, включите выход НЧ-генератора на приборе SMBV.

- ▶ В меню "RF/A Mod" > "LF Generator / Output" установите параметр "LF Output State" (состояние НЧ-выхода) в положение ON (вкл.) и задайте уровень 500 мВ; см. [рисунок 3-9](#).

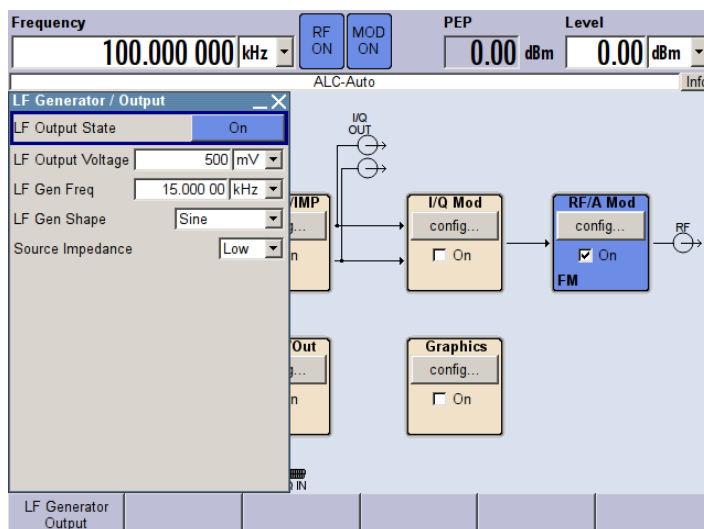


Рисунок 3-9 – Настройка НЧ-генератора

- ▶ Наблюдайте сигнал на экране осциллографа.
- ▶ Переключитесь обратно на прямоугольный сигнал.

В следующем упражнении будет модулироваться ЧМ стерео передатчик. Для этого настройте следующим образом генератор сигналов:

- ▶ Нажмите клавишу "Preset", чтобы инициализировать генератор сигналов.
- ▶ Используйте клавишу "TOGGLE", чтобы включить все блокировки, затем перейдите в меню "Baseband" > "Broadcast Standards" > FM-STEREO и введите настройки, показанные на [рисунке 3-10](#).

Также можно указать .wav-файл в поле "Audio Source".

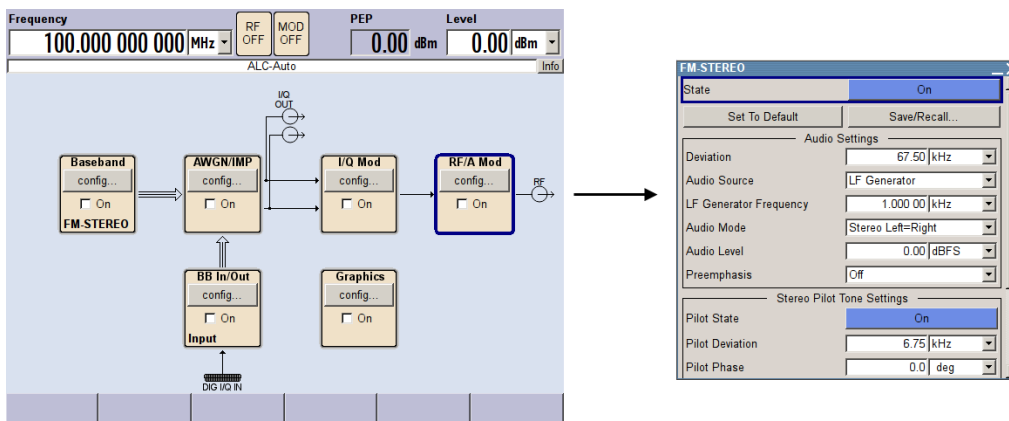


Рисунок 3-10 – Настройка ЧМ стереопередатчика

Если используется анализатор сигналов FSV с соответствующими опциями, то ЧМ-стереосигнал может быть одновременно демодулирован и измерен; см. [рисунке 3-11](#).

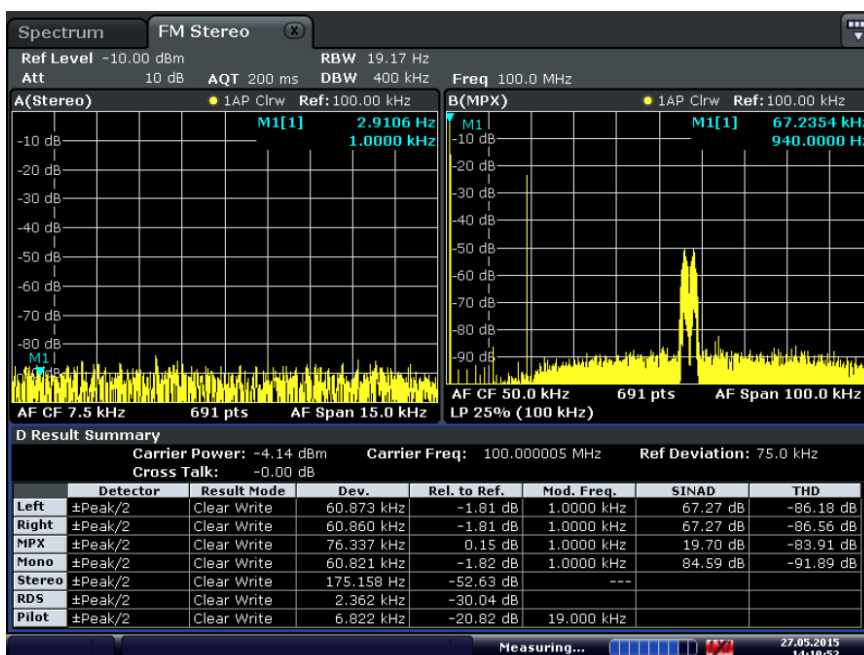


Рисунок 3-11 – Демодуляция ЧМ-сигнала

- ▶ Нажмите кнопку "MODE" и включите режим измерений ЧМ-стереосигналов.
ЧМ стереосигнал должен стать слышимым и зашумленным.

- ▶ Переключитесь обратно к отображению спектра и настройте анализатор сигналов следующим образом:

Frequency (частота) *100 MHz (100 МГц)*

Frequency range (диапазон частот) *Zero Span (нулевая полоса)*

- ▶ Установите маркер на частоту 100 МГц и включите функцию ЧМ-демодуляции "Marker Demod" → FM нажатием кнопки "MKR FUNCT".

Сигнал должен быть отчетливо слышен через гарнитуру или громкоговоритель. Помехоустойчивость ЧМ-сигналов может быть проверена с помощью искусственно добавленного шума.

- ▶ Установите выходной уровень генератора –15 дБмВт.
- ▶ В меню "AWGN/IMP" > "AWGN..." выполните настройки, как показано на [рисунке 3-12](#).

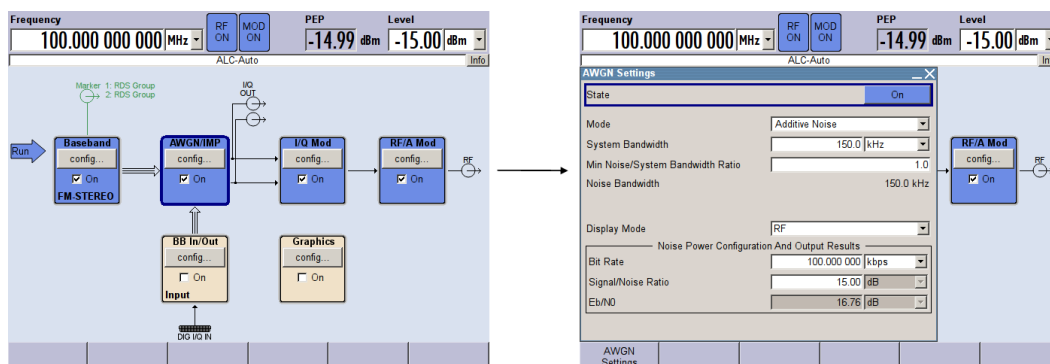


Рисунок 3-12 – Наложение аддитивного шума

- ▶ Убедитесь, что аудиосигнал остается различимым после демодуляции.

На данном этапе в качестве источника аудиосигнала в генераторе удобно выбрать .wav-файл.

- ▶ Измените настройки AWGN-шума и определите минимально необходимое отношение сигнал/шум (SNR).

3.3 Примеры цифровой модуляции

Цель данного лабораторного упражнения состоит в формировании и наблюдении сигналов с цифровой модуляцией во временной и частотной областях. Здесь также дается описание текущих показаний и методов измерений, таких как I/Q-диаграмм и методов измерения коэффициентов BER.

3.3.1 Измерительная установка

Измерительная установка состоит из генератора и анализатора сигналов. В данном упражнении для измерения и анализа нескольких различных сигналов модуляции, сформированных с помощью генератора сигналов, используется анализатор сигналов.

Для обеспечения возможности формирования и измерения сигналов модуляции анализатор необходимо соединить с генератором через разъем внешнего запуска (Marker Out 1 / Ext. Trigger In) и вход внешнего опорного сигнала (Ref Out / Ref In), как показано на [рисунке 3-13](#).

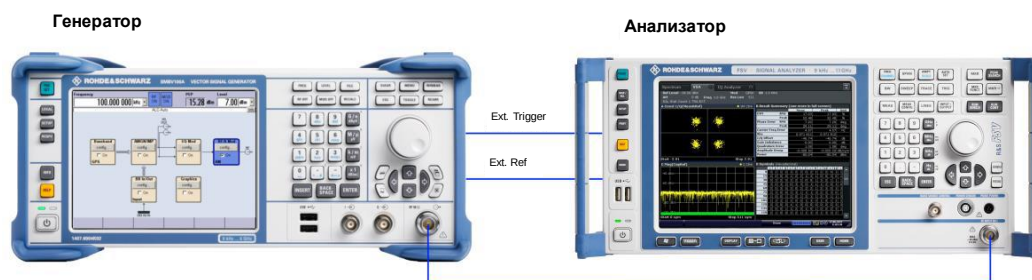


Рисунок 3-13 – Конфигурация оборудования для измерения сигналов с цифровой модуляцией

3.3.2 Конфигурации приборов

Перед началом измерений необходимо инициализировать оба прибора.

- ▶ Нажмите зеленую клавишу "PRESET" на каждом из измерительных приборов.

В первом упражнении анализируется модуляция QPSK.

Подготовка генератора

- ▶ Настройте генератор сигналов следующим образом:

<i>Frequency</i> (частота)	1 GHz (1 ГГц)
<i>Level</i> (уровень)	−30 dBm (−30 дБмВт)
<i>Data Source</i> (источник данных)	PRBS (псевдослучайная последовательность битов)
<i>PRBS Type</i> (тип PRBS)	PRBS 9
<i>Standard</i> (стандарт)	GSM (автоматически установлен в меню -> User)
<i>Symbol rate</i> (симв. скорость)	1 Msym/s (1 млн символов/с)
<i>Coding</i> (кодирование)	Off (выключено)
<i>Modulation Type</i> (вид модуляции)	PSK -> QPSK (ФМн -> ФМ-4)
<i>Filter</i> (фильтр)	Root Cosine (корень из косинуса)
<i>Roll Off Factor</i> (коэфф. скругления)	0.1

Эти настройки выполняются в меню "BASEBAND" > "Custom Digital Mod..."; см. [рисунок 3-14](#).

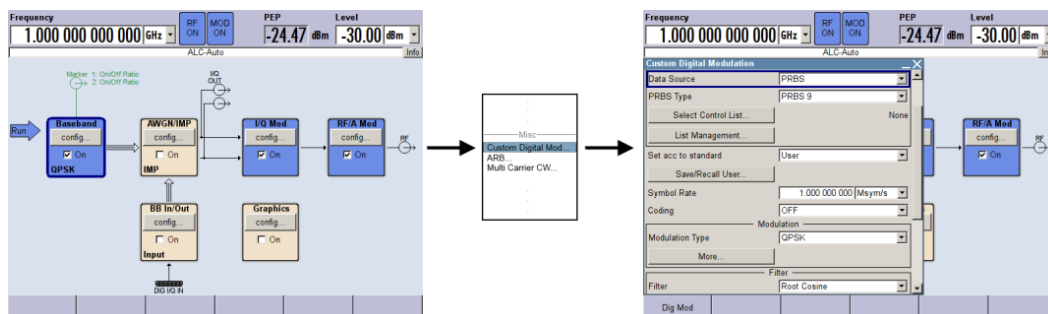


Рисунок 3-14 – Настройка генератора

Для выполнения высокоточных измерений необходимо настроить внешний опорный источник, внешний запуск и несколько опций синхронизации.

Источник данных PRBS9 генерирует случайную битовую последовательность длиной 2^9-1 . Генератор разом передает все 511 битов во внешний сигнал запуска.

- В подменю *Custom Digital Modulation* выберите функцию *Trigger/Marker ...* и сделайте следующие настройки; см. [рисунок 3-15](#):

Mode (режим)

Auto (автоматический)

Marker 1 (маркер 1):

On Time (время вкл.)

1 sym (1 символ)

Off Time (время выкл.)

510 sym (510 символов)

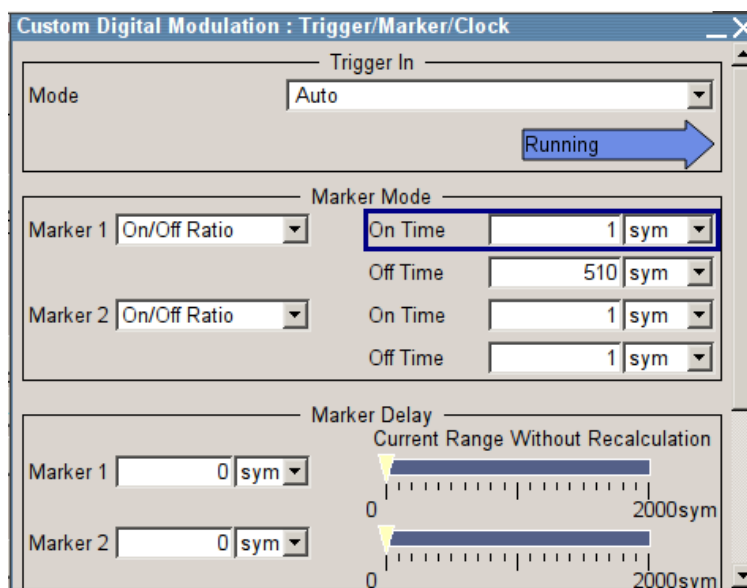


Рисунок 3-15 – Настройка внешнего запуска

Подготовка анализатора

Включите режим векторного анализатора сигналов (VSA) на анализаторе.

- Нажмите аппаратную клавишу режима *Mode*, затем щелкните по экрану для переключения в режим VSA.

Анализатор должен быть дополнительно подключен к внешнему опорному источнику:

- Нажмите аппаратную клавишу настройки *Setup*, а затем в поле опорного источника *Reference*, выберите функцию *Ext*.

Нажатие аппаратной клавиши *MEAS* отображает на экране несколько функциональных клавиш, относящихся к данным измерениям.

- Выберите функциональную клавишу обзора настроек *Settings Overview*; см. рисунок 3-16.

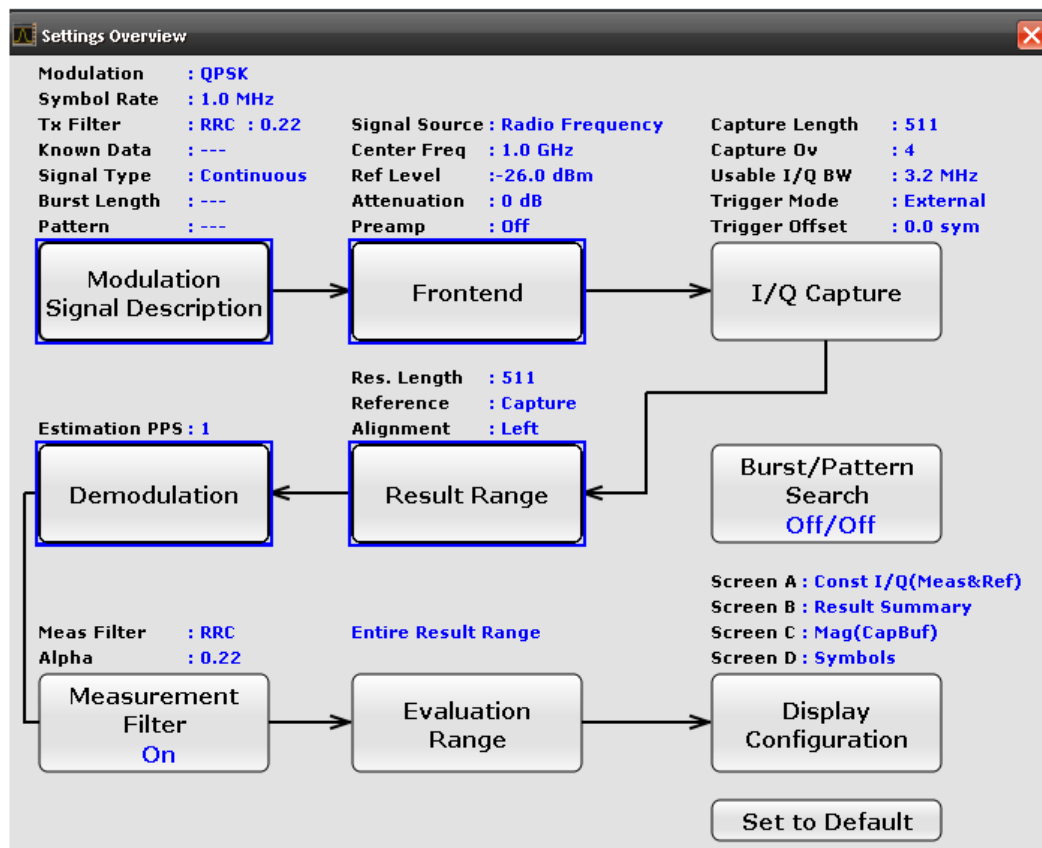


Рисунок 3-16 – Настройка анализатора

На экране будет показан текущий вид всей последовательности обработки данных.

- Установите следующие настройки в блоке описания модуляции сигнала *Modulation Signal Description*:

Modulation Settings (настройки модуляции):

Type (вид)	PSK (ФМн)
Order (порядок)	QPSK (ФМ-4)
Mapping (распределение)	Natural (обычное)
Symbol Rate (симв. скорость)	1.0 MHz (1,0 МГц)

Transmit Filter (фильтр передачи):

Type (тип)	RRC (корень из приподнятого косинуса)
Alpha/BT (альфа/полоса)	0.1

- Настройте следующий параметр в блоке входного каскада *Frontend*:

Frequency (частота)	1.0 GHz (1,0 ГГц)
---------------------	-------------------

- Настройте следующие параметры в разделе *Frontend > I/Q Capture*:

Trigger Settings (настройки модуляции):

Trigger Mode (режим запуска)	external (внешний)
------------------------------	--------------------

Data Capture Settings (настройки захвата данных):

Capture Length (длина захвата)	511 sym (511 символов)
--------------------------------	------------------------

- Настройте следующий параметр в меню *Demodulation > Measurement Filter*:

Alpha/BT (альфа/полоса) 0.1

Чтобы убедиться, что все 511 битов проанализированы, соответствующим образом должен быть настроен диапазон результатов *Result Range*.

- Настройте следующий параметр в меню *Result Range > Measurement Filter*:

Result Length (результ. длина) 511

3.3.3 Измерение цифровых сигналов

При текущей конфигурации генератор передает на анализатор случайные данные с модуляцией QPSK, которые повторяются каждые 511 битов.

Чтобы выполнить измерение, необходимо сначала включить все блоки в генераторе.

- Для этого используйте клавишу *TOGGLE*.

На анализаторе должно отображаться фиксированное изображение, похожее на приведенное на [рисунке 3-17](#).

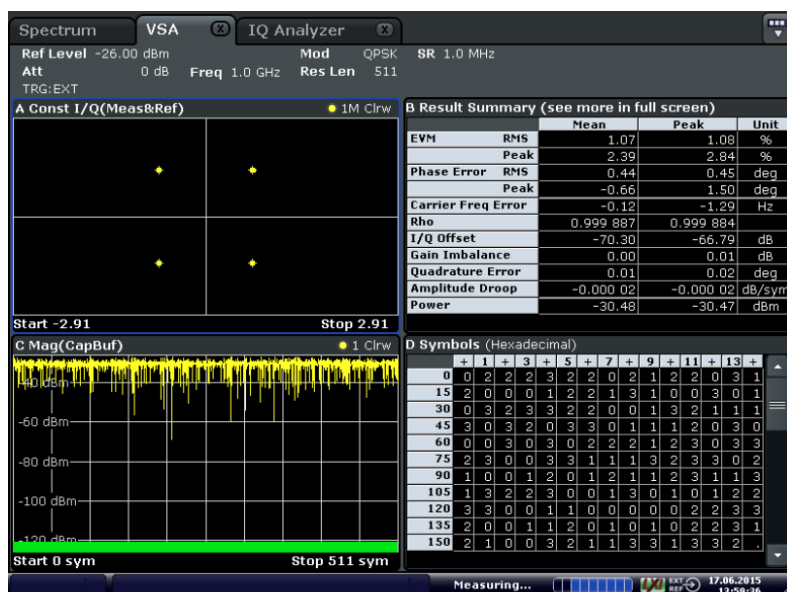


Рисунок 3-17 – Измерение сигнала QPSK

Экран анализатора делится на следующие четыре окна (слева направо) с текущими настройками:

- Сигнальное созвездие покажет символы в виде точек на комплексной плоскости
- Таблица с различными результатами измерений
- Амплитуды сигнала 511 захваченных символов
- Таблица с декодированными символами

Наблюдайте спектр сигнала, предназначенного для передачи.

- Откройте вкладку *Spectrum*. Какая полоса частот должна отображаться для оптимального представления?

- ▶ На стороне генератора измените коэффициент скругления для фильтра. Как это повлияет на спектр и какие последствия можно ожидать при передаче сигнала?

Также часто представляют интерес переходы между возможными состояниями. В режиме квадратурного анализатора *IQ Analyzer* отображаются все состояния измеряемого сигнала.

- ▶ Нажмите аппаратную клавишу *Mode* и выберите режим *IQ Analyzer*.
- ▶ В разделе конфигурации отображения *Display Config* выберите параметр *IQ Vector*, а затем используйте функцию уровня *Level* для оптимальной настройки результатов. Экран должен выглядеть примерно как показано на рисунке 3-18.

Действие коэффициента скругления не ограничивает спектр; влияние этих переменных также хорошо видно в режиме отображения I/Q-вектора.

- ▶ Каких изменений можно ожидать при различных коэффициентах скругления?
- ▶ Изменяйте значения коэффициента во всем диапазоне и проверьте свои предположения.

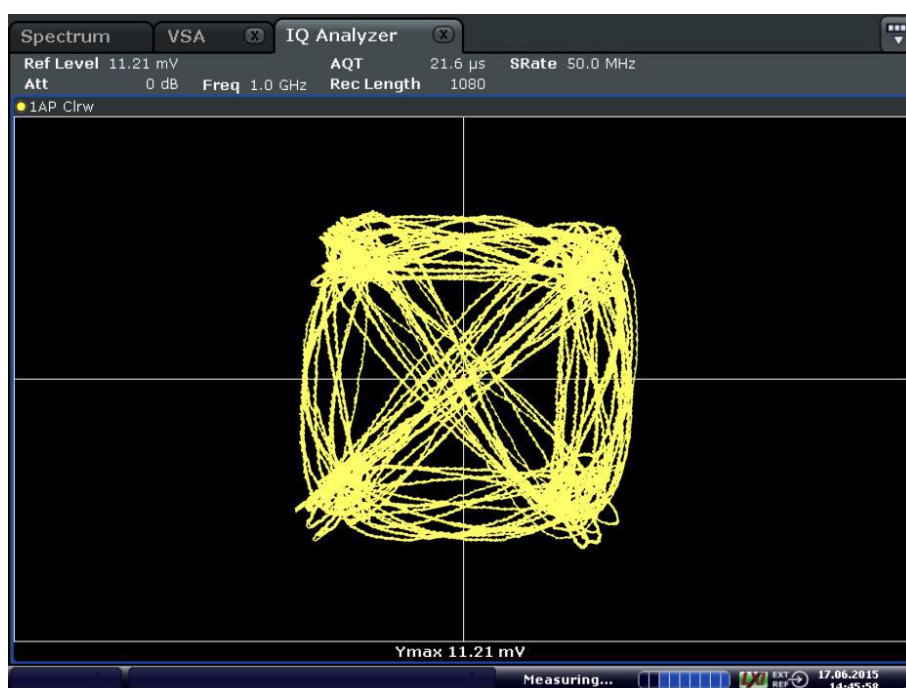


Рисунок 3-18 – I/Q-диаграмма для сигнала QPSK

Влияние I/Q-искажений при модуляции QPSK

Генератор R&S®SMBV поддерживает широкий набор параметров, позволяющих влиять на качество сигнала.

- ▶ Каков будет результат при включении квадратурного смещения?
- ▶ На стороне генератора перейдите в меню *I/Q Mod > I/Q Settings*. Установите следующие параметры:

Impairments (искажения):

State (состояние) ☒ *On* (включено)

Quadrature Offset (кв.смещ.) *10 deg* (10 градусов)

Обратите внимание, что анализатор сигнала автоматически не компенсирует смещение.

- ▶ Откройте меню обзора настроек *Settings Overview* (если параметр не отображается в виде функциональной клавиши, нажмите аппаратную клавишу *MEAS*). Отключите параметр в подменю демодуляции *Demodulation*.
- ▶ Сигнал по-прежнему узнаваем с этими параметрами? Переключитесь в режим *VSA* и проверьте свои предположения.
- ▶ Обратите особое внимание на влияние на измерение параметра *EVM*.
- ▶ Верните для квадратурного смещения значение *0 deg*.

В следующем упражнении показан порядок добавления *I/Q*-смещения.

- ▶ Выполните следующие настройки и наблюдайте их действие на сигнал в режимах *VSA* и *I/Q analyzer*:

Impairments (искажения):

I Offset (смещение по I) *10 deg* (10 градусов)

Q Offset (смещение по Q) *10 deg* (10 градусов)

- ▶ Какие методы будут особенно затронуты этими изменениями?

Уровни порядка -30 дБмВт редко можно увидеть на приемнике при передаче по радиоканалу. Таким образом, методы модуляции рассчитаны на значительно худшие условия. Следующее упражнение повторяет передачу в более реальных условиях.

- ▶ Верните для смещений по I и Q нулевые значения.

Снизьте уровень передачи до -70 дБмВт.

- ▶ Нажмите клавишу установки уровня *Level*, введите значение -70 и подтвердите ввод нажатием клавиши *x1/ dB(m)*.

Наряду с уменьшением принимаемой мощности также добавим аддитивный шум.

- ▶ Перейдите в меню *AWGN/IMP > AWGN...*; см. [рисунок 3-19](#).

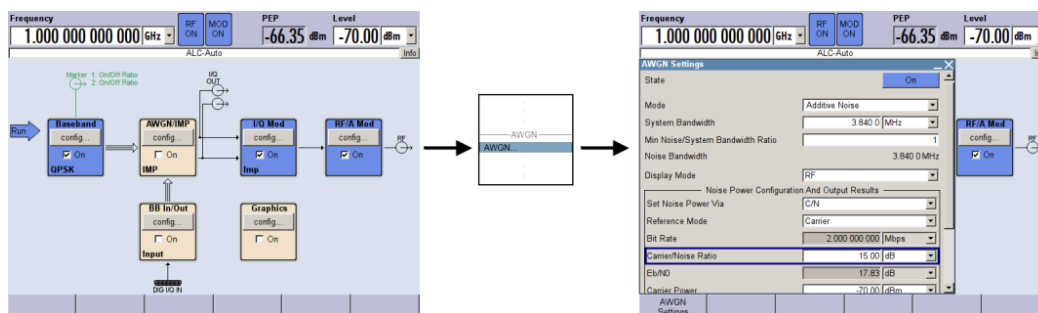


Рисунок 3-19 – Настройка шумового блока AWGN

Установите следующие параметры:

State (состояние) *On* (включено)

Carrier/Noise Ratio (отношение сигнал/шум) *15 dB* (15 дБ)

- ▶ Наблюдайте их влияние на сигнальное созвездие и спектр сигнала.
- ▶ Какое минимальное отношение сигнал/шум необходимо для этой передачи? Проверьте результат на соответствие своим предположениям.
- ▶ Можно ли по-прежнему ожидать беспомеховой передачи сигнала, показанного на рисунке 3-20. Что именно показывает измерение параметра EVM и где можно найти его значение?

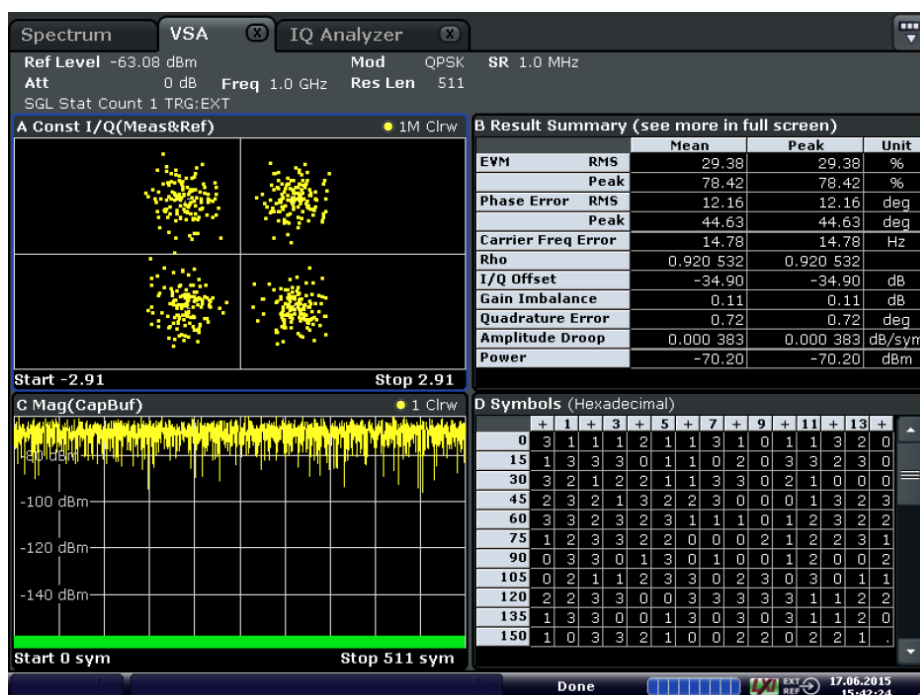


Рисунок 3-20 – Низкие значения отношения сигнал/шум при модуляции QPSK

Часто при передаче для подавления межсимвольной интерференции (МСИ) используется фильтр RRC. Этот фильтр, как правило, разделен на две части для того, чтобы добиться наилучшего подавления шума: один фильтр расположен в передатчике и один в приемнике, а их сочетание обеспечивает передаточную функцию в виде приподнятого косинуса.

- ▶ Влияет ли изменение коэффициента скругления на измерение EVM? Какой коэффициент обеспечивает наилучшие результаты и почему он не используется на практике?
- ▶ Проверьте другие фильтры и их влияние на помехи. Обратите внимание на требуемые параметры передатчика и приемника.
- ▶ Переключитесь обратно на фильтр RRC.

Использование модуляции QPSK предъявляет особые требования к усилителю, что особенно невыгодно для мобильных устройств.

- Каковы недостатки метода QPSK и как их можно обойти?

В методе $\frac{\pi}{4}$ -QPSK после каждого переданного символа вставляется дополнительный фазовый сдвиг, чтобы компенсировать недостатки метода QPSK.

Верните для уровня передачи значение -30 дБмВт.

- Установите режим модуляции $\frac{\pi}{4}$ QPSK на генераторе и анализаторе.
- Наблюдайте поведение сигнала модуляции при включенном на анализаторе режиме *IQ Analyzer*; см. [рисунок 3-21](#). (Переходы лучше видны при использовании более высоких уровней сигнала.)

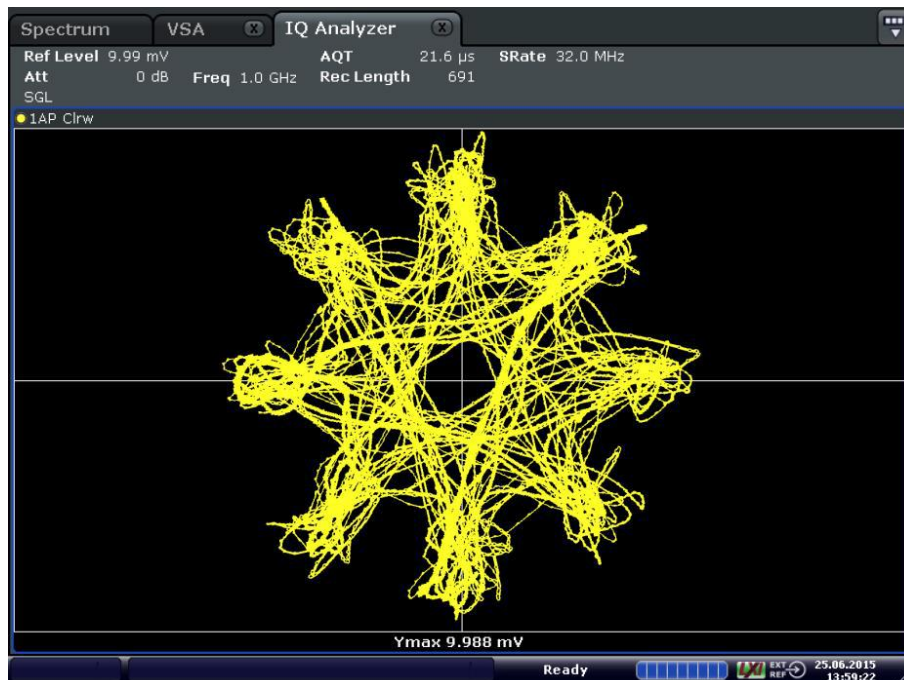


Рисунок 3-21 – I/Q-диаграмма сигнала $\frac{\pi}{4}$ -QPSK.

- Присутствует ли заметная разница в помехозащищенности?

Сигналы квадратурной амплитудной модуляции QAM

При модуляции QAM доступное сигнальное пространство улучшается за счет добавления новых состояний сигнала.

- Установите режим модуляции 16-QAM на генераторе и анализаторе.
- Добавьте одинаковые смещения по I и Q, как это делалось выше для QPSK. Оцените результаты; см. также [рисунок 3-22](#).
- Испытайте различные значения отношения сигнал/шум и сравните их с результатами, полученными в ходе измерений в режиме QPSK.

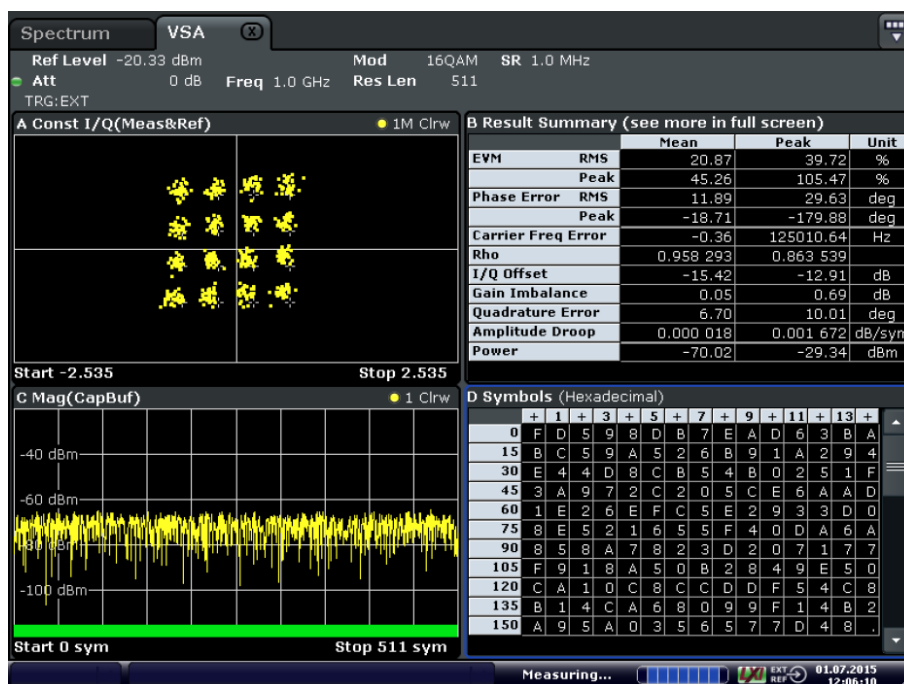


Рисунок 3-22 – Модуляция 16-QAM с искажениями по I и Q составляющим

В следующем упражнении показано, как работать со списками данных, которые могут заменить случайные последовательности. Списки данных обеспечивают лучшую синхронизацию и однозначность демодуляции, а также могут быть использованы для измерения коэффициента битовых ошибок.

В данном разделе мы создадим список данных на генераторе и демодулируем эти данные с помощью анализатора сигналов и соответствующей синхронизирующей последовательности.

- В окне пользовательской цифровой модуляции *Custom Digital Modulation* выберите подменю источника данных *Data Source*, а затем функцию *List Management*.
- Нажмите *Select Data List to Edit > New List*, затем выберите место размещения в памяти и присвойте имя новому списку.

Выберите новый список и заполните его 32 шестнадцатеричными значениями; см. [рисунок 3-23](#).

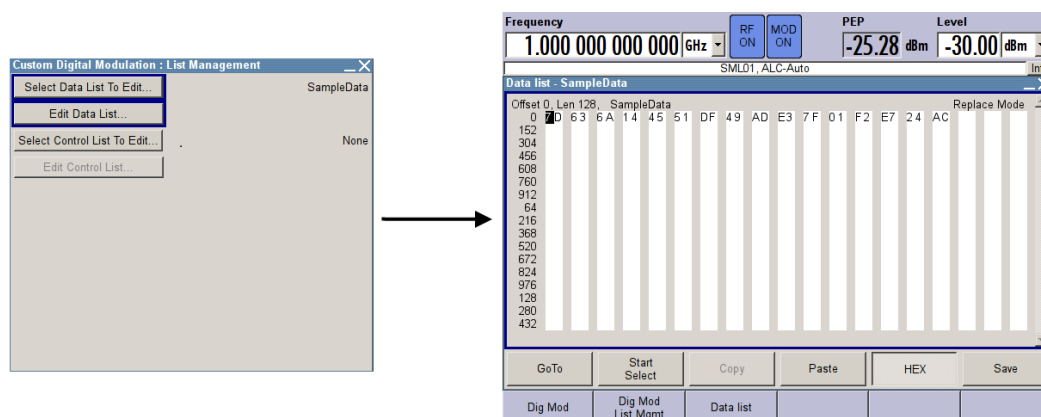


Рисунок 3-23 – Создание списка данных, содержащего 32 шестнадцатеричных значения

Поскольку битовая последовательность известна, необходимость во внешнем сигнале запуска отсутствует.

- ▶ В подменю *I/Q Capture* переключитесь в автономный режим запуска *Free Run*; см. [рисунок 3-16](#).
- ▶ Установите длину захвата *Capture Length*, равную 256 символам.

При использовании известной битовой последовательности (шаблона) можно однозначно демодулировать сигнал с модуляцией QPSK. Для этого необходимо, чтобы сегмент данных поступил в анализатор.

- ▶ Нажмите аппаратную клавишу *MEAS CONFIG* и выберите подменю *Config Pattern*.
- ▶ В разделе *All Patterns* выберите функцию *New*, чтобы создать новый шаблон. Выберите сегмент ранее созданного списка и заполните остальные поля соответствующим образом; см. [рисунок 3-24](#).

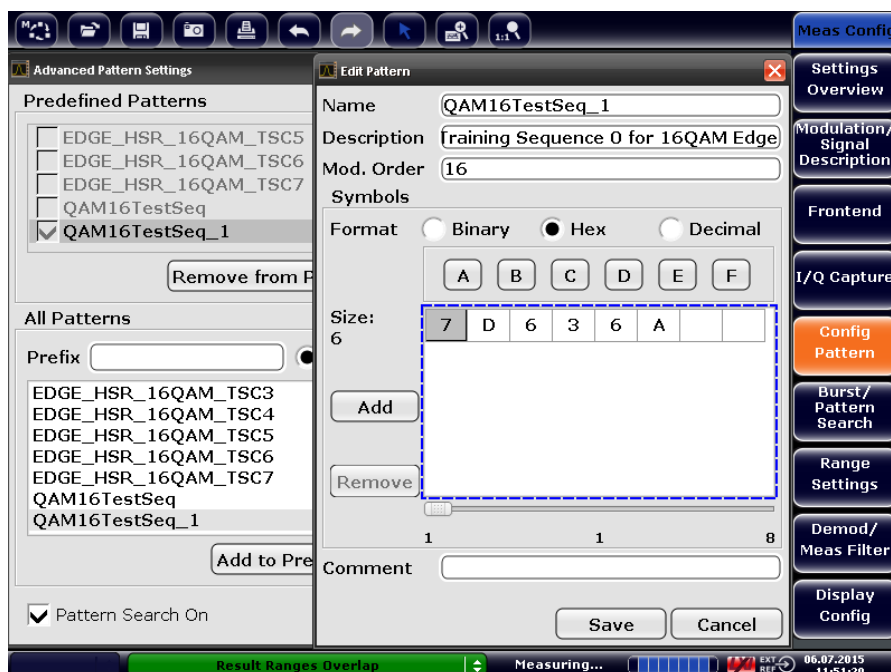


Рисунок 3-24 – Создание известной битовой последовательности (шаблона)

- ▶ Сохраните шаблон и примените настройки к столбцу *Predefined Patterns*.
- ▶ Используйте клавишу *Burst/Pattern Search*, чтобы загрузить сохраненный шаблон. Анализатор должен обнаружить заданную битовую последовательность в сигнале и правильно с ней синхронизироваться; см. [рисунок 3-25](#).

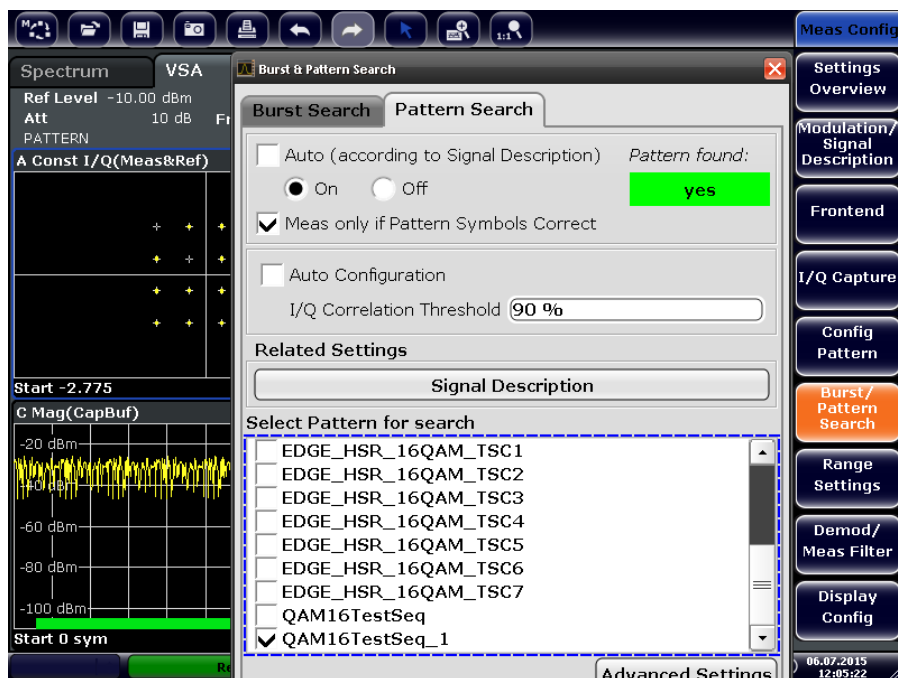


Рисунок 3-25 – Синхронизация с битовой последовательностью

Различные шаблоны обладают различной степенью эффективности синхронизации.

- ▶ Как можно оптимизировать шаблон?
- ▶ Добавьте шум в генератор и испытайте различные шаблоны и настройки корреляции; см. [рисунок 3-25](#).

Измерение коэффициента битовых ошибок BER

После того, как содержание сигнала известно, можно выполнить измерение коэффициента битовых ошибок, чтобы оценить качество передачи.

Для этого файл формата .xml, который содержит информацию о характеристиках сигнала, должна быть помещен в анализатор. В следующем упражнении используется шаблон с [рисунка 3-23](#):

```
<RS_VSA_KNOWN_DATA_FILE
Version="01.00">
<Comment> 16 QAM for BLER Testing </Comment>
<Base>16</Base>
<ModulationOrder>16</ModulationOrder>
<ResultLength>32</ResultLength>
<Data>7D 63 6A 14 45 51 DF 49 AD E3 7F 01 F2 E7 24 AC</Data>
</RS_VSA_KNOWN_DATA_FILE>
```

Загрузите файл в анализатор R&S®FSV.

- ▶ В меню описания сигнала модуляции *Modulation Signal Description* используйте функцию *Known Data* для загрузки данных.

Завершите установку остальных настроек, как показано на [рисунке 3-26](#).

- ▶ Шаблон *QAM16TestSeq* включает все содержимое для передачи (7Dh ... AC_h).
- ▶ Настройте измерение коэффициента BER в меню *Display Configuration > Modulation Accuracy > Bit Error Rate*.

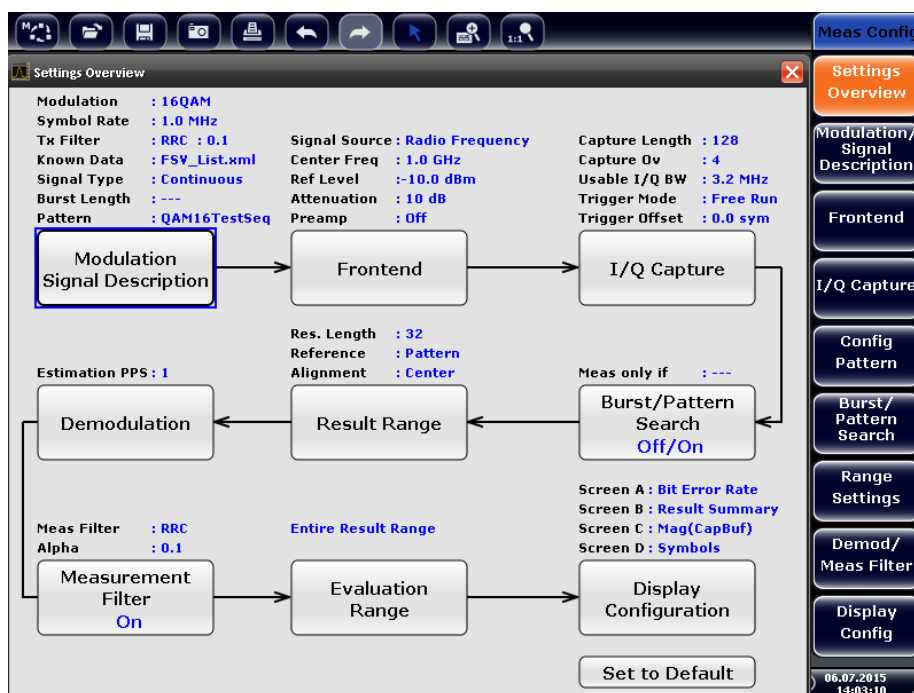


Рисунок 3-26 – Настройка измерения коэффициента BER

При низком уровне шума результаты будут выглядеть как показано на [рисунке 3-27](#).

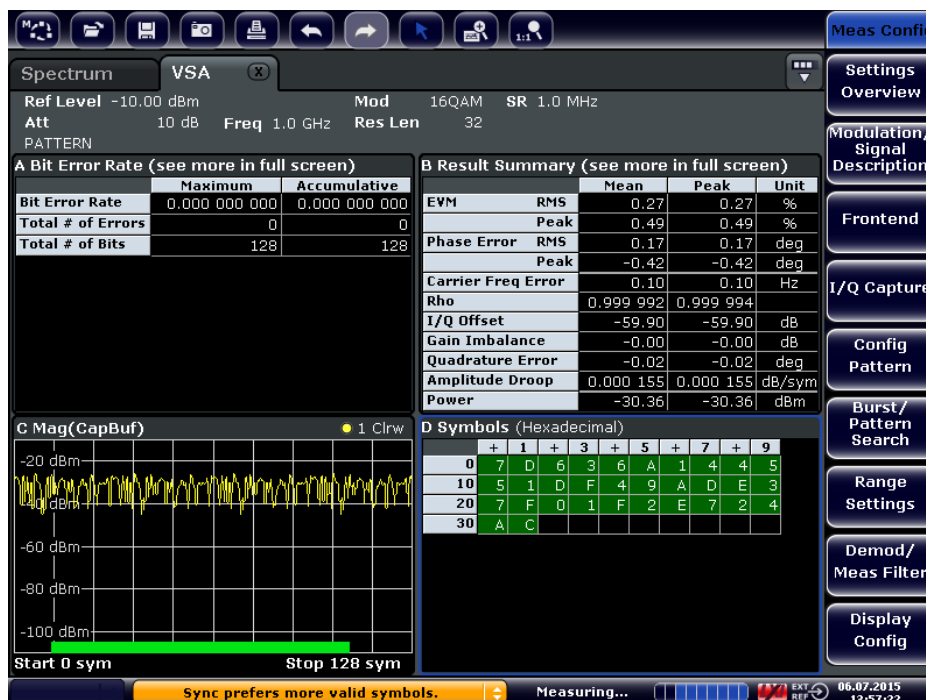


Рисунок 3-27 – Измерение коэффициента BER при хороших условиях передачи

Сигналы универсальной системы мобильной связи UMTS

В этом последнем наборе упражнений будет сформирован простой сигнал сотовой сети UMTS и проведены измерения нескольких параметров. Цель упражнений состоит в получении представления о спектре и базовой структуре сигналов WCDMA.

Настройте генератор сигналов для формирования сигналов UMTS:

- ▶ В блоке *Baseband* откройте пункт *3GPP FDD* (в разделе *CDMA Standards*).
- ▶ Используйте функцию *State > On*, чтобы включить генерацию сигналов UMTS.
- ▶ Увеличьте частоту до 2110 МГц (диапазон 1).

Генератор будет формировать нисходящие сигналы UMTS из имитируемой базовой станции.

Убедитесь в том, что анализатор настроен на правильную частоту и наблюдайте спектр передаваемых сигналов WCDMA.

Анализатор должен находиться в режиме *3G FDD BTS*, чтобы иметь возможность измерения параметров базовой станции UMTS.

- ▶ Нажмите аппаратную клавишу *MODE*, чтобы перейти в режим *3G FDD BTS*.

Перед началом измерений необходимо ознакомиться с возможными настройками анализатора в этом режиме.

- ▶ Используйте функциональную клавишу *Settings Overview*, чтобы открыть окно со сводной информацией о настройках; см. [рисунок 3-28](#).

Первое измерение ([рисунок 3-29](#)), отображаемое после переключения в режим *3G FDD BTS*, показывает уровень для всех обнаруженных каналов (желтым цветом) в выбранном слоте. Коды, которые не могут быть отнесены к каналу, показаны бирюзовым цветом.

- Каково предназначение каналообразующих кодов *Channelization Codes* и кодов скремблирования *Scrambling Codes*?

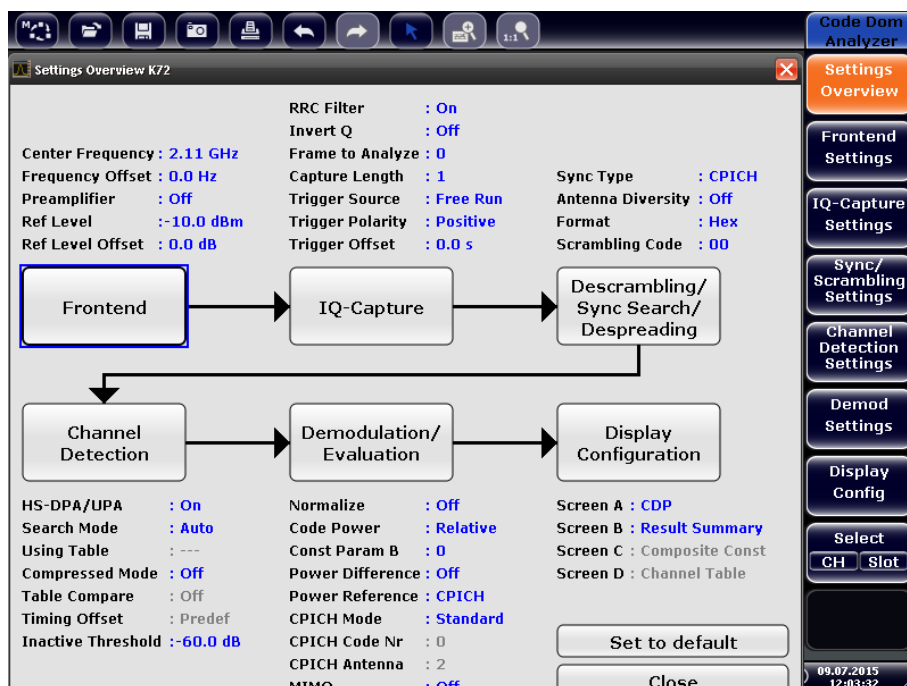


Рисунок 3-28 – Обзор настроек режима UMTS

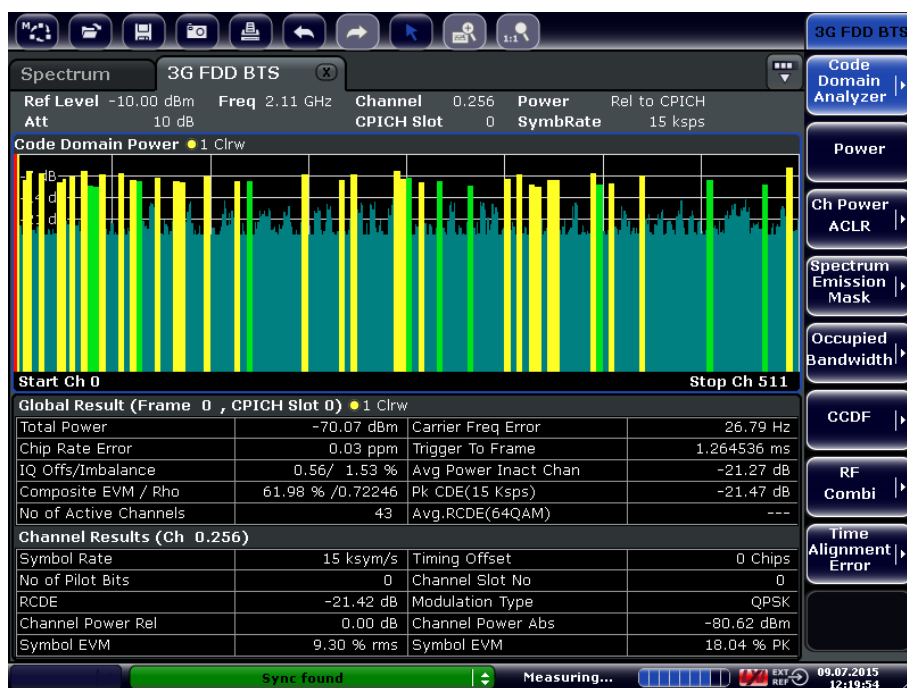


Рисунок 3-29 – Отображение всех обнаруженных каналов и их уровня

Анализатор R&S®FSV также позволяет выполнять одновременное измерение уровней соседних каналов (ACLR), выделенной полосы частот и спектральных масок излучения (SEM).

- Запустите комбинированное ВЧ-измерение *RF Combi*.

Используемый канал (TX1; синий) отображается в центре, а соседние каналы (Adj, Alt1) отображаются по обеим сторонам от него. Разнесение каналов составляет 5 МГц, а полоса частот сигнала составляет 3,84 МГц для каждого канала. Анализатор измеряет средний уровень сигнала для каждого канала, результаты измерений отображаются в таблице на экране.

Спектр и соответствующие маски излучения позволяют проверить соответствие сигнала стандарту UMTS.

4 Библиография

- [1] **Analog Devices. 1999.** A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis (Техническое руководство по синтезу цифровых сигналов). 1999.
- [2] **Dr. Banerjee, Markus. 2001.** Möglichkeiten und Genauigkeiten der elektronischen PegelEinstellung (Способы и точность электронной регулировки уровня). 2001. NEUES von Rohde & Schwarz® Heft 171.
- [3] **Liebl, Detlev. 2014.** Moderne Mobilfunkmessungen (Современные методы измерений в мобильной связи). *Educational Note*. s.l. : Rohde & Schwarz®, 2014. 1MA231_3d.
- [4] **Mäusl, Rudolf. 1988.** Analoge Modulationsverfahren (Аналоговые виды модуляции). s.l. : Hüthig Verlag, 1988. Vol. 1.
- [5] **—. 1991.** Digitale Modulationsverfahren (Цифровые виды модуляции). s.l. : Hüthig Verlag, 1991. Vol. 2.
- [6] **National Instruments. 2015.** NI Tutorial. *Understanding Direct Digital Synthesis* (Представление о прямом цифровом синтезе. Руководство). 2015.
- [7] **Pehl, Erich. 1998.** Digitale und analoge Nachrichtenübertragung (Цифровая и аналоговая связь). s.l. : Hüthig Verlag, 1998. 2.
- [8] R&S® SMB100A. Генераторы ВЧ и СВЧ сигналов (брошюра).
- [9] R&S® SMBV100A. Векторный генератор сигналов. Руководство по эксплуатации.
- [10] R&S® SMF. Генератор СВЧ-сигналов (брошюра).
- [11] R&SV® SMBV100A. Векторный генератор сигналов. Технические данные, вер.6.00.
- [12] **Rauscher, Christoph. 2011.** Grundlagen der Spektrumanalyse (Основы спектрального анализа). s.l. : Rohde & Schwarz®, 2011. 5.
- [13] **Rohde & Schwarz®.** Digitale Modulation im Mobilfunk (Цифровая модуляция в мобильной связи). PD 757.3470.12.
- [14] **—. Spannungs- und Leistungsmeßtechnik** (Приборы для измерения напряжения и мощности). PD 757.0835.13.
- [15] **Texas Instruments. 1999.** Fractional/Integer-N PLL Basics (Основы ФАПЧ). 1999. Technical Brief SWRA029.
- [16] **Wolf, Josef. 1995.** Messung des Phasenrauschens mit den Spektrumanalysatoren der FSE-Familie (Измерение фазового шума с помощью анализаторов спектра семейства FSE). *Application Note 1EPAN 16D*. s.l. : Rohde & Schwarz, 1995.

О компании Rohde & Schwarz

Группа компаний Rohde & Schwarz, специализирующаяся на производстве электронного оборудования, предлагает инновационные решения в следующих направлениях: контрольно-измерительное оборудование, теле- и радиовещание, защищенная связь, кибербезопасность, радиомониторинг и радиолокация. Основанная более 80 лет назад эта независимая компания имеет широкую торгово-сервисную сеть и представлена более чем в 70 странах.

Группа компаний Rohde & Schwarz – один из мировых лидеров в своей области. Штаб-квартира компании расположена в г. Мюнхен (Германия). Компания имеет региональные штаб-квартиры в Сингапуре и Колумбии (шт. Мэриленд, США) для управления операциями в этих регионах.

Представительство в Москве:

115093 Москва, ул. Павловская, 7, стр.1, этаж 5
тел. +7 (495) 981 35 60, факс +7 (495) 981 35 65
info.russia@rohde-schwarz.com
www.rohde-schwarz.ru

Контакты в регионах

Европа, Африка, Ближний Восток
+49 89 4129 12345

customersupport@rohde-schwarz.com

Северная Америка

1-888-TEST-RSA (1-888-837-8772)

customer.support@rsa.rohde-schwarz.com

Латинская Америка

+1-410-910-7988

customersupport.la@rohde-schwarz.com

Азия/Тихий океан

+65 65 13 04 88

customersupport.asia@rohde-schwarz.com

Китай

+86-800-810-8228 / +86-400-650-5896

customersupport.china@rohde-schwarz.com

Обязательства по охране окружающей среды

- Экологическая безопасность и экологический след
- Энергоэффективность и низкий уровень выбросов
- Долгий срок службы и оптимизированные производственные расходы



Данный документ и поставляемые программы могут применяться только при соблюдении условий, изложенных в области загрузки веб-сайта Rohde & Schwarz.

R&S® является зарегистрированным товарным знаком компании Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. Товарные знаки и торговые марки принадлежат соответствующим владельцам.

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG

Mühlhofstraße 15 | D - 81671 München

Тел. + 49 89 4129 - 0 | Факс + 49 89 4129 - 13777

www.rohde-schwarz.com