

Signal N2

Архитектура трактов приема и передачи		Tx/Rx Architecture
Тракт синтеза частот		Frequency Synthesizers
Основные параметры компонентов РЧ блоков		RF parameters
Тестирование РЧ компонентов		RF Testing
Параметры приемников и передатчиков		Tx/Rx parameters
Многодиапазонные и многомодовые РЧ блоки		MultiBand and MultiMode applications

• Основы схемотехники радиооборудования систем связи с подвижными объектами. Часть 2

С.И. Дингес.

Основы схемотехники радиооборудования систем связи с
подвижными объектами. Часть 2/ Радиодизайн, RFDesign.ru.
-М., 2010. -98 с.

© Дингес Сергей Иванович

© Радиодизайн, RFDesign.ru

rfdesign@yandex.ru

-М., 2010

05. Архитектура тракта приема	5
Супергетеродинные приемники	5
Тракт приема с двойным преобразованием частоты	5
Тракт приема с одним преобразованием частоты	6
Тракт приема с прямым преобразованием	7
Утечка сигнала гетеродина и его самосмещение	8
Просачивание сигнала помехи	9
Утечка сигнала гетеродина на антенный вход и его излучение	9
Смещение постоянной составляющей	10
Фликкер-шум	11
Тракт приема с субдискретизацией (подвыборками)	12
Тракт приема с цифровой ПЧ	12
Квадратурная обработка сигналов	14
06. Архитектура тракта передачи	16
Особенности архитектуры тракта передачи	16
Квадратурные модуляторы	16
Передатчики с прямой модуляцией на РЧ	17
Архитектура тракта передачи с прямой квадратурной модуляцией	18
Проблемы использования архитектуры с прямой модуляцией	19
Прямая модуляция с удвоением частоты гетеродина	21
Передатчики с непрямой модуляцией	21
Передатчики с петлей трансляции	22
Передатчик с прямой модуляцией ГУН на основе петли ФАПЧ	24
Передатчик с квадратурным модулятором внутри петли обратной связи	25
Передатчик с петлей трансляции и модуляцией опорного сигнала	25
Получение модулированной опорной частоты с помощью ПЦС	26
Использование тракта передачи с цифровой ПЧ	26
07. Тракт синтеза частот РЧ блоков	28
Гетеродины, синтезаторы	28
Синтезаторы частот	28
Быстродействие синтезаторов частоты	31
Влияние шумов опорных сигналов на качество работы устройств СПРВ	32
Литература к разделу	34
Основные параметры компонентов РЧ блоков	35
Показатели качества РЧ компонентов	35
Малосигнальные параметры и характеристики РЧ компонентов ...	36
Частотные характеристики устройства	36
Связь между частотными и временными характеристиками	39
Тестирование РЧ компонентов с помощью сложных сигналов	41
Нелинейные явления в РЧ устройствах	42
Точка компрессии (1 dB compression point)	43
Блокирование (Blocking)	45
Точка пересечения второго порядка (Second-order Intercept Point)	46
Интермодуляция (Intermodulation)	48
Двухтоновое испытание устройств	49

Точки пересечения для двухтонового испытательного сигнала	50
Динамический диапазон (Dynamic Range)	52
Литература к разделу	54
Оценка нелинейности устройств для модулированных сигналов	55
Использование при тестировании модулированных сигналов	55
Подрост спектра SR	56
Коэффициент мощности в соседнем канале ACPR и ACLR	58
Коэффициент мощности шума NPR.....	60
Литература к разделу	60
09. Радиоприемники ССПО	62
Функционирование радиоприемных устройств в ССПО	62
Ухудшение качества функционирования трактов приема	62
РЧ параметры приемопередатчика.....	63
Основные показатели качества приемника.....	63
Вероятностные характеристики приемных устройств	64
Чувствительность приемника.....	65
Параметры, определяемые наличием побочных каналов приема..	67
Образование зеркального канала	67
Проблема выбора значения ПЧ.....	68
Параметры, обусловленные нелинейностью тракта приема	69
Интермодуляция	70
Блокирование.....	71
Динамический диапазон приемника	72
Избирательность.....	73
Избирательность по соседнему каналу	73
Избирательность по каналам побочного приема.....	74
Обратное преобразование шумов гетеродина	74
Литература	74
10. Параметры радиопередатчиков ССПО	75
Частотные и спектральные характеристики передатчиков.....	75
Основные параметры передатчиков ССПО.....	76
Векторный анализ сигналов	77
Величина вектора ошибки EVM.....	78
Измерение величины вектора ошибки.....	79
Интегральная функция распределения CCDF.....	79
12. Радиочастотные блоки многодиапазонных и многомодовых АУ ССПО	83
Многодиапазонные устройства	83
Универсальное абонентское устройство будущего	84
Архитектура и частотный план РЧ блоков	87
Многодиапазонные РЧ блоки с частотным дуплексированием.....	89
Эволюция интегральных схем для РЧ блоков.....	90
Многодиапазонные устройства GSM.....	91
Программно определяемое радиооборудование SDR.....	94
Реконфигурируемое радиооборудование.....	97
Заключение	98
Литература	98

05. Архитектура тракта приема

Супергетеродинные приемники

В супергетеродинной структуре тракта приема происходит последовательный перенос сигнала на одну или несколько промежуточных частот.

В приемном тракте устройств DECT достаточно часто используется архитектура с одним (*Single-Conversion*) или двойным преобразованием (*Double-Conversion*) частоты. В обеих схемах изменение используемого частотного канала, т.е. перестройка приемника по частоте производится с помощью перестраиваемого по частоте гетеродина РЧ ГУН, сигнал которого подается на первый (от антенны) смеситель, чтобы трансформировать полезный сигнал вниз по частоте. Сигнал гетеродина вырабатывается генератором, управляемым напряжением, ГУН частота которого стабилизируется с помощью синтезатора частоты СЧ.

Тракт приема с двойным преобразованием частоты

На рис. 5.1 показана классическая архитектура супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты.

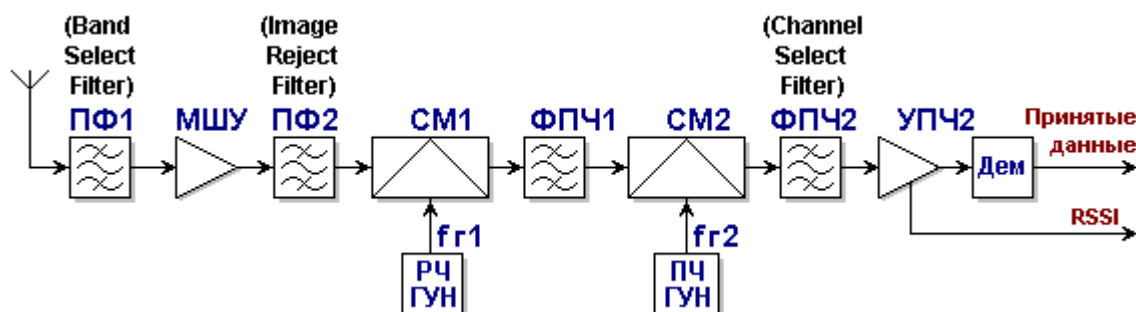


Рис. 5.1. Архитектура тракта приема с двойным преобразованием частоты

Полосовой ВЧ фильтр (*Band Select Filter*) ПФ1, предшествующий малошумящему усилителю МШУ (*low noise amplifier*) уменьшает внеполосные сигналы, а также уровень помех по зеркальному каналу совместно с фильтром ПФ2 (*image reject filter*). Затем весь спектр преобразуется вниз по частоте на фиксированную промежуточную частоту (*Intermediate Frequency, IF*) с использованием перестраиваемого гетеродина РЧ ГУН. Зеркальный сигнал и другие нежелательные продукты преобразования уменьшаются далее до приемлемого уровня, с помощью внешнего фильтра ФПЧ1 перед еще одним преобразованием вниз по частоте. Выбор рабочего канала обычно осуществляется фильтром ПЧ2 (*Channel Select Filter*) после окончательного преобразования вниз. Это ослабляет требования к динамическому диапазону следующих блоков. От правильного выбора значения промежуточных частот зависят получаемые величины селективности и чувствительности приемника. Второе

преобразование вниз по частоте в современных трактах приема обычно происходит в квадратурных схемах, чтобы облегчить цифровую обработку синфазных и квадратурного сигналов I и Q.

В приемнике с двойным преобразованием частоты существенно снижаются требования к элементам фильтрации. Супергетеродинная архитектура приемного тракта считается наиболее надежной, так как в ней высокие значения селективности и чувствительности могут быть достигнуты надлежащим выбором значений ПЧ и параметров фильтров. Эффекты смещения постоянной составляющей (**DC offset**) и утечки (**leakage**), более подробно рассмотренные далее, не влияют на характеристики приемника из-за использования нескольких шагов преобразования.

Однако, достижение высоких значений параметров и характеристик приемника приводит к увеличению стоимости устройства и его размеров. Это происходит за счет применения внешних высокочастотных полосовых фильтров, необходимых для подавления зеркального канала и выбора рабочего канала. Так как выбор рабочего канала происходит в первом каскаде ПЧ, перестраиваемый гетеродин требует качественного выполнения и использования внешнего колебательного контура для достижения хорошей характеристики по шумам. Указанные факторы затрудняют полную интеграцию приемопередатчика в единственной микросхеме.

Достоинства супергетеродинных структур:

- Использование пассивной фильтрации позволяют реализовать устройства с большим динамическим диапазоном;
- Номиналы ПЧ и РЧ частот значительно отличаются, фильтрация и усиление производится в нескольких каскадах последовательно. Это позволяет реализовать в тракте приема устойчивые высокие коэффициенты усиления, минимизировать паразитные обратные связи, уменьшить утечки сигналов гетеродинов.

Недостатки супергетеродинных структур:

- Необходимость использования внешних элементов фильтрации препятствует комплексной интеграции всего РЧ блока и выполнению его в виде одной ИС;
- Наличие на выходе смесителей нежелательных комбинационных составляющих. Появление паразитных каналов приема.
- Устройство получается относительно дорогим.

Тракт приема с одним преобразованием частоты

На рис. 5.2 показана доминирующая архитектура радиоблока DECT - приемник с одним преобразованием, в котором принимаемый сигнал переносится в первом смесителе на частоту ПЧ, имеющую для DECT типовое значение около 110 МГц.

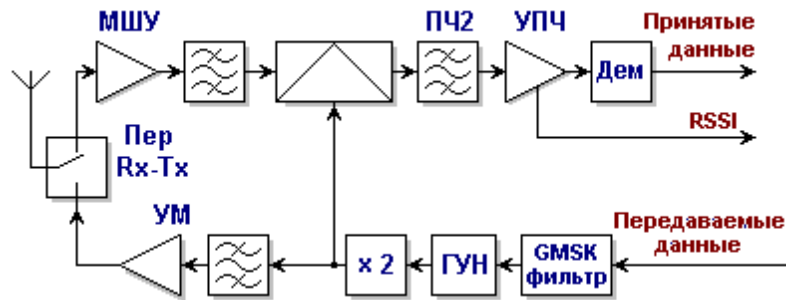


Рис. 5.2. Архитектура приемопередатчика с одним преобразованием частоты в приемнике

Тракт приема с прямым преобразованием

Стремление разработчиков уменьшить количество используемых в РЧ блоке навесных компонентов привело к использованию архитектуры приемника с прямым преобразованием (АПП) сигнала (***Direct Conversion Receiver, DCR, Dicon***).

В приемнике прямого преобразования происходит перенос спектра принимаемого сигнала рабочего канала непосредственно в область низких частот цифрового (бейсбэнд) тракта, где и осуществляется его обработка в процессорном устройстве.

Достаточно часто эту архитектуру называют иногда архитектурой с нулевой ПЧ (***Zero-IF receivers***) [2, 3]. На рис. 5.3 показана блок-схема такого устройства. Как и в классической супергетеродинной архитектуре, в данной архитектуре используется перестраиваемый высокочастотный гетеродин, с помощью которого и производится выбор рабочего канала. Для достижения высоких качественных характеристик РЧ блока в нем необходимо использовать высоколинейный смеситель.

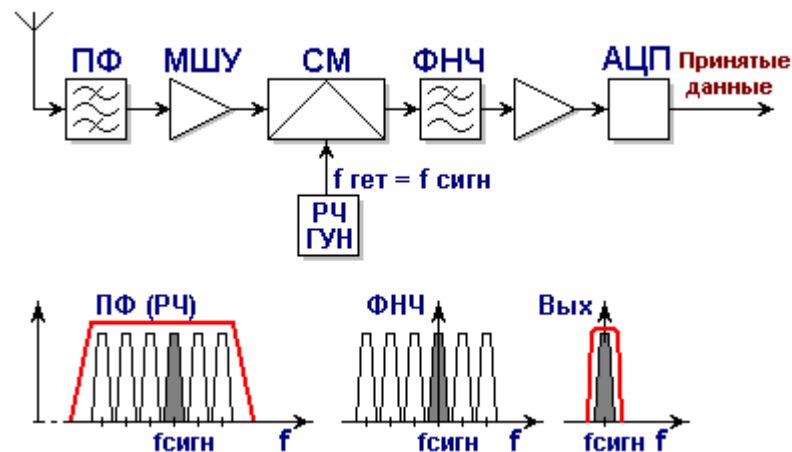


Fig. 5.3. Обобщенная структура РЧ блока с прямым преобразованием частоты

На рис. 5.3 показан соответствующий процесс преобразования сигнала рабочего канала в области частот. Тракт усиления после смесителя должен производить усиление в том числе и постоянной составляющей сигнала, чтобы не потерять важные компоненты принимаемой информации.

В структуре используется фильтр низких частот с крутыми фронтами (**high roll-off low-pass filter**), осуществляющий выбор рабочего канала (**Channel Select Filter**). В такой структуре отсутствует зеркальный канал приема и поэтому нет необходимости в использовании внешнего высокочастотного фильтра подавления зеркального сигнала. Процесс обратного преобразования шумов гетеродина уменьшен, так как для полного преобразования сигнала используется только один гетеродин. В целом, эта архитектура является весьма привлекательной в силу меньших стоимости, потребляемой мощности и массо-габаритных показателей. Отсутствие навесных компонентов делает эту архитектуру очень перспективной для интеграции.

Однако, несмотря на простоту и ряд других достоинств этой архитектуры она не стала достаточно распространенной в РЧ блоках. Прямое преобразование сигнала влечет за собой возникновение ряда проблем, не существующих или не настолько серьезно проявляющихся в гетеродинном приемнике. Обнаружению и обработке сигнала могут препятствовать проблемы, вызванные утечкой сигнала гетеродина (**LO leakage**), изменяющимся по времени смещением постоянной составляющей (**DC offset**) и фликкер-шум (**Flicker noise**). Эта архитектура также весьма склонна к созданию интермодуляционных искажений второго порядка IM2 (**second-order intermodulation distortion product**).

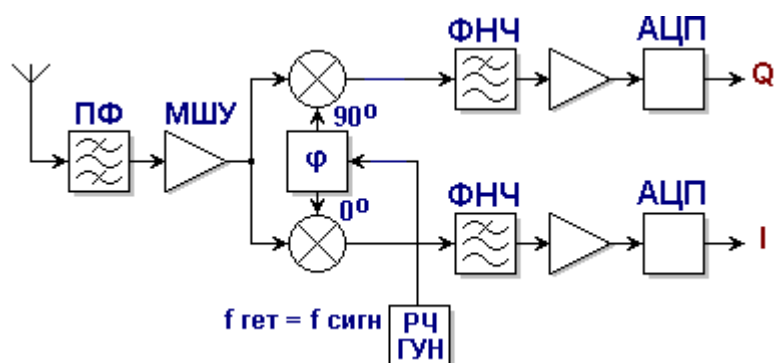


Рис. 5.4. Приемный тракт с прямым преобразованием сигнала в квадратурных каналах

Утечка сигнала гетеродина и его самосмещение

Изоляция между сигнальным и гетеродинным входами смесителя и МШУ не идеальна. Возникают паразитные пути проникновения сигнала с выхода гетеродина на вход МШУ и сигнальный вход гетеродина (рис. 5.5), т.е. создаются наводки напряжения гетеродина. Этот эффект, называемый "утечка сигнала гетеродина" (**LO Leakage**), является результатом емкостных связей, связи по подложке и печатной плате. Если сигнал гетеродина подается на ИС от внешнего внекорпусного источника, возникают паразитные связи по соединительным проводникам и кабелям. Сигнал утечки, появляющийся на входах МШУ и смесителя смешивается с сигналом гетеродина, таким образом создавая постоянную составляющую сигнала на выходе ФНЧ. Это явление называется иногда самосмещение (**self-mixing**).

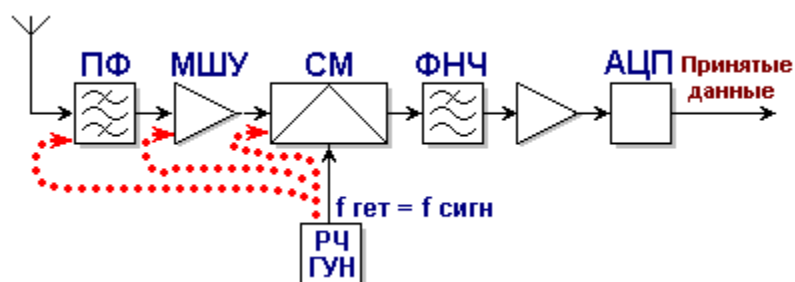


Рис. 5.5. Явление утечки сигнала гетеродина

Просачивание сигнала помехи

Подобный эффект наблюдается, если на гетеродинный вход смесителя со входа или выхода МШУ попадает **сигнал сильной входной помехи** и перемножается сам с собой (рис. 5.6) Данное явление называют "просачивание сигнала помехи" (**Interferer Leakage**). Зачастую этим мешающим сигналом может оказаться даже внеполосный сигнал мощных телевизионных передатчиков.

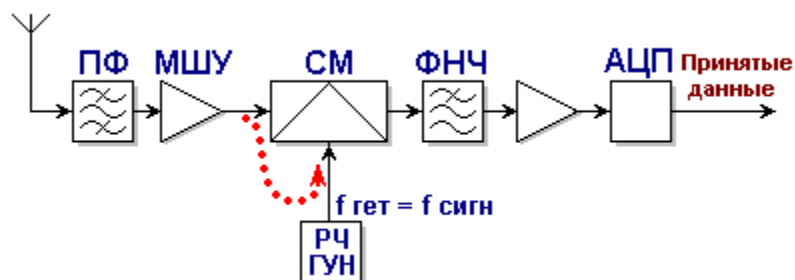


Рис. 5.6. Просачивание сигнала мощной помехи

Утечка сигнала гетеродина на антенный вход и его излучение

Утечка сигнала гетеродина через смеситель и МШУ **на антенный вход и излучение** его оттуда создает в рабочем диапазоне помеху для других приемников. Каждый беспроводной стандарт, международные и национальные нормативные документы налагают ограничения на максимальную величину внутриполосного излучения гетеродина. Важно заметить, что частота гетеродина в приемниках с прямым преобразованием располагается внутри диапазона приема, и фильтры предварительной фильтрации не могут подавить излучения гетеродина. Проблема утечки меньше сказывается в супергетеродинных приемниках и смесителях с подавлением зеркального канала, потому что частоты их гетеродинов обычно находятся вне диапазона приема.

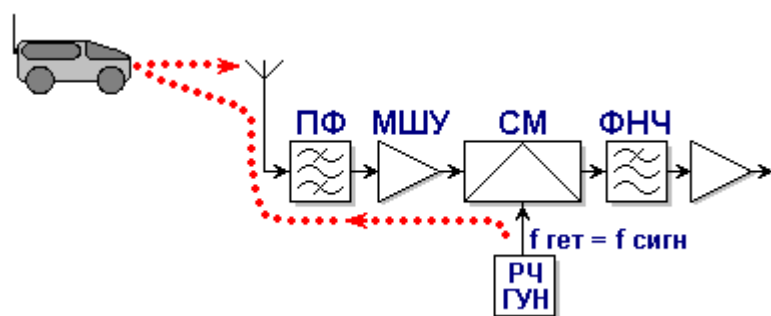


Рис. 5.6. Утечка сигнала гетеродина на антенный вход и его излучение

Кроме этого, излучаемый сигнал гетеродина может быть отражен различными стационарными или движущимися объектами и возвращен в антенну, как показано на рис. 5.6. При этом амплитуда и фаза отраженного сигнала имеют случайные, постоянно меняющиеся значения, что приводит, в конечном счете, к случайным неустраняемым флуктуациям величины постоянной составляющей сигнала на выходе тракта приема.

Проблема утечки становится постепенно менее серьезной, так как все больше узлов РЧ приемопередатчиков размещается в одном корпусе микросхемы при тщательной конструктивной и технологической проработке, уменьшающей рассмотренные явления. Использование дифференциальных схем гетеродинов и смесителей также снижают остроту проблемы.

Смещение постоянной составляющей

Так как в приемнике с прямым преобразованием сигнала происходит перенос сигнала на нулевую частоту, в тракте приема необходимо производить усиление в том числе и постоянной составляющей сигнала, содержащей важные информационные компоненты. Дрейф "нуля", возникающий в операционных усилителях, паразитное напряжение смещения уровня нуля (**DC offsets**) или смещение постоянной составляющей могут исказить сигнал и, что даже более важно, перевести последующие каскады в состояние насыщения. Это явление может возникать из-за целого ряда факторов, например влияния на характеристики компонентов тракта усиления окружающей среды и, прежде всего, температуры. Смещение постоянной составляющей возникает в результате разбаланса дифференциальных (квадратурных) каналов тракта приема, а также нестабильности амплитуды сигнала гетеродина.

Проблема смещения постоянной составляющей из-за самосмещения является особенно сильной, так как при этом на выходе тракта возникает паразитное смещение постоянной составляющей, величина которой зависит от фазовых соотношений напряжений наводок. Особенно тяжелым является возникновение изменяющейся во времени паразитной постоянной составляющей. Это происходит, например, когда протекающий на антенну сигнал гетеродина излучается, а затем, отражаясь от объектов, в особенности перемещающихся, поступает опять на вход приемника.

Для достижения требуемых характеристик приемника, например его высокой чувствительности, тракт приема должен обеспечивать

значительное усиление принятого сигнала. При этом уровень принятого сигнала должен быть больше, чем напряжение смещения. Таким образом, зачастую достижимые характеристики приемника с прямым преобразованием сигнала ограничиваются именно процессом паразитного смещения постоянной составляющей.

Эффект смещения постоянной составляющей может быть компенсирован при использовании различных мер, например, использования соответствующего цифрового сигнального процессора (ЦСП) или функции автоматической установки в ноль (**auto-zeroing function**), называемую зачастую автозероинг [3]. Компенсация смещения постоянной составляющей должна более тщательно производиться в изделиях, предназначенных для работы с более высокими скоростями передачи данных. Эффективными и простыми мерами борьбы с рассмотренными явлениями могут быть и правильная компоновка компонентов РЧ блока, тщательная экранировка узлов.

Фликкер-шум

Еще одной проблемой, связанной с применением архитектуры прямого преобразования, является проявление низкочастотных шумов, известных под названием фликкер-шума (**Flicker Noise**) или шумов типа $1/f$. При типовом значении коэффициента усиления узла МШУ/смеситель равном 30 дБ, величина преобразованного вниз сигнала составляет обычно десятки микровольт. Так как дальнейшее усиление сигнала происходит низкочастотным усилителем, НЧ шумы следующих каскадов - усилителей и фильтров, использующих обычно КМОП технологию - являются все еще заметными.

Эффект влияния фликкер-шума может быть уменьшен при использовании ряда методов и, частности, совершенствовании технологии ИС. Кроме того, низкочастотные шумовые компоненты удастся уменьшать с помощью тех же мер, что используются для уменьшения смещения постоянной составляющей [3].

Достоинства архитектуры прямого преобразования:

- Нет необходимости использовать дискретные РЧ и ПЧ фильтрующие компоненты;
- В принципе, полностью интегрируемая в одну РЧ ИС устройство;
- Необходимо использовать только один СЧ, что кроме прочего приводит к отсутствию каналов побочного приема и комбинационных помех в РЧ блоке;
- Осуществляемая в информационном тракте канальная фильтрация позволяет разрабатывать многостандартные приемопередатчики;

Недостатки архитектуры прямого преобразования:

- В высокочастотном синтезаторе необходимо использовать дорогой высококачественный ГУН;
- Наличие утечек сигнала гетеродина;
- Восприимчивость к смещению постоянной составляющей и низкочастотным помехам;
- Необходимость согласования квадратурных I/Q каналов в широком диапазоне уровней сигнала и коэффициентов усиления.

Тракт приема с субдискретизацией (подвыборками)

С появлением быстродействующих КМОП-структур ряд разработчиков начали исследование возможности использования в РЧ блоках ССПО архитектуры тракта приема с подвыборками (субвыборками) (**Sub-sampling receivers**) показана на рис. 5.7.

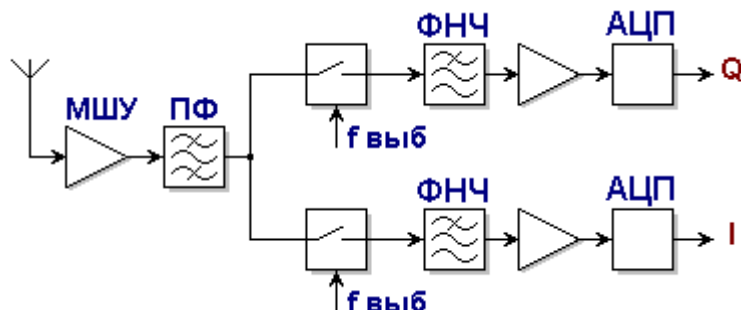


Рис. 5.7. Приемный тракт с подвыборками

Схема выборки (**Sampling circuit**) заменяет смеситель в архитектуре с нулевой ПЧ. При этом РЧ сигнал дискретизируется с Найквистовской скоростью, преобразуясь непосредственно в сигнал информационного тракта.

Тракт приема с цифровой ПЧ

Развитие техники и технологии цифровых ИС привело к тому, что заключительное преобразование сигнала и фильтрация, осуществляемые в каскадах ПЧ, могут производиться уже в цифровой области. В приемниках с цифровой ПЧ (**Digital IF receiver**) происходит оцифровывание непосредственно сигнала ПЧ. В качестве ПЧ гетеродина используется прямой цифровой синтезатор частот DDS (**Direct Digital frequency Synthesizer**) называемый иногда генератором с цифровым (программным) управлением NCO (**Numerically Controlled Oscillator**). Это устройство может быть реализовано полностью с использованием цифровой техники и выполняется в виде специализированной ИС. Генератор формирует цифровые выборки двух гармонических колебаний с точным сдвигом по фазе на 90 градусов (рис. 5.8).

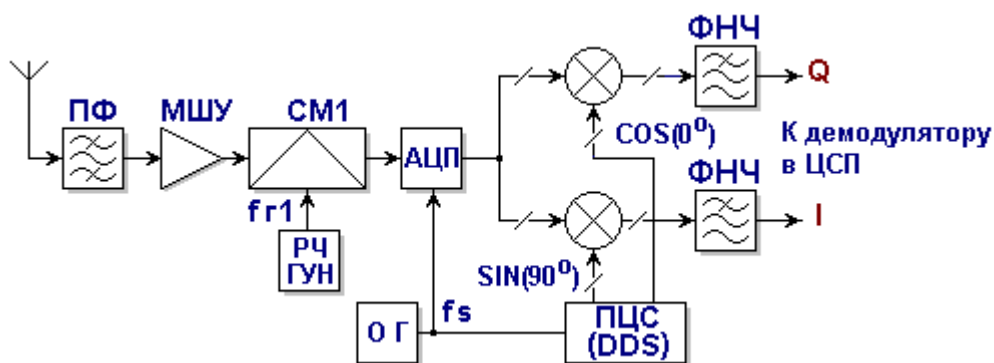


Рис. 5.8. Обобщенная структура приемника с цифровой ПЧ

Важным является то, что интенсивность формирования выходных выборок синусоиды всегда определяется опорной частотой f_s , независимо

от номинала генерируемой частоты. Номинал выходной частоты устанавливается путем изменения величины приращения фазы на выборку (***phase advance per sample***). Малое приращение фазы на выборку соответствует низким частотам, большое приращение - высоким частотам. Величина приращения фазы на выборку прямо пропорциональна выходной частоте и программируется в диапазоне от 0 до $f_s/2$. Более подробно такие устройства будут рассмотрены далее.

Важным компонентом такого приемника является цифровой смеситель, фактически состоящий из двух цифровых перемножителей (***Digital Multipliers***). Цифровые выборки (коды) входного сигнала от АЦП математически перемножаются с цифровыми выборками (кодами) синуса и косинуса, поступающими с выхода цифрового гетеродина. В отличие от аналоговых смесителей, которые создают также много нежелательных компонент на выходе смесителя, цифровые смесители являются практически идеальными устройствами и производят только два выходных сигнала суммарной и разностной частот.

Опорный сигнал АЦП f_s подается на гетеродин ПЦС. Цифровые выборки синусоиды с выхода гетеродина определяются опорной частотой f_s , и генерируются со скоростью, равной частоте выборки АЦП, будучи синхронизированными одним опорным сигналом f_s . Использование цифровой ПЧ кроме всего прочего позволяет избежать проявления разбаланса каналов I и Q, что приводит к хорошему подавлению зеркального канала. Эта архитектура, однако, требует применения быстродействующего АЦП, а это влечет за собой увеличение тока потребления всего тракта приема.

Квадратурная обработка сигналов

Очень эффективным способом преобразования сигналов в функциональных узлах РЧ блока является их обработка в квадратурных каналах, т.е. **при использовании квадратурных опорных сигналов** со сдвигом 90 градусов, что эквивалентно представлению сигнала в комплексной форме.

Основой узла, предназначенного для квадратурной обработки сигналов, является цепь, содержащая два перемножителя сигналов, в синфазном I (*In-phase*) и квадратурном Q (*Quadrature*) каналах (рис. 5.9). Подачу сигнала (опорного или же входного) на квадратурные каналы необходимо производить с помощью фазовращателя на 90 градусов.

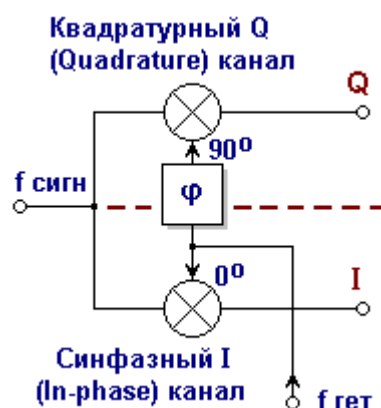


Рис. 5.9. Цепь, предназначенная для квадратурной обработки сигналов

В зависимости от конкретной топологии, т.е. способа соединения блоков, подачи сигналов, видов сигналов и применения, I/Q цепи могут иметь различные функциональные назначения и названия:

Для обработки сигналов с большинством видов фазовой и частотной модуляции в квадратурных каналах приемного тракта необходимо осуществлять фазовый сдвиг на 90 градусов в тракте гетеродина или сигнала (рис. 5.10).

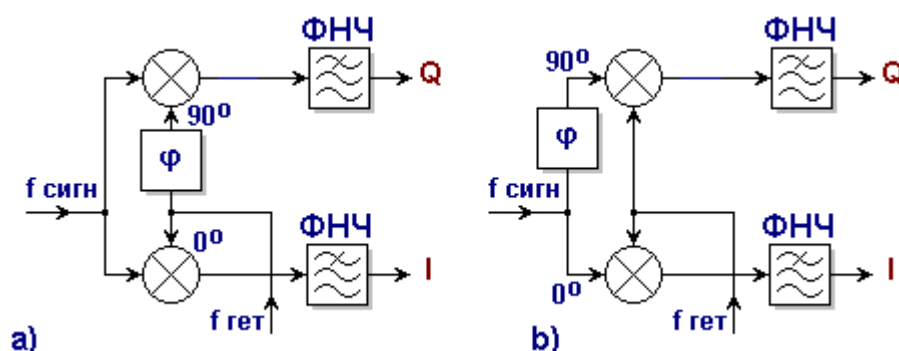


Рис. 5.10. Квадратурный сдвиг в тракте гетеродина (а) и сигнала (б)

Поскольку сдвиг по фазе принимаемого РЧ сигнала вообще может привести к его искажению и увеличению уровня шума, желательно формировать сдвиг в тракте сигнала гетеродина, где сигнал имеет постоянные параметры (рис. 5.10а). В любом случае, ошибки в точности

сдвига фаз по каналам и несоответствие амплитуд сигналов I и Q (***I/Q Mismatch***) нарушает при преобразовании вниз канонический вид принимаемого сигнального созвездия (***signal constellation***), тем самым, увеличивая коэффициент битовых ошибок. В конечном итоге все элементы схемы в I и Q каналах могут вносить вклад в погрешность амплитуды (коэффициента усиления) и фазы.

Все более широкое распространение в таких структурах получают устройства активного подавления нежелательных (зеркальных) компонент (***Image Rejecting***), в частности - **смесители с квадратурными каналами**. Использование таких смесителей позволяет решить классическую проблему фильтрации - подавление нежелательных компонент без использования на выходах смесителя громоздких фильтров, о чем более подробно будет рассказано далее.

За удобство обработки сигнала приходится платить усложнением аппаратной реализации узлов, так как в РЧ блоке происходит увеличение каналов обработки вдвое – появляются отдельные каналы для I и Q сигналов. Кроме того, эти каналы должны обладать высокой идентичностью амплитудных и фазовых характеристик в диапазоне рабочих частот.

Как правило, для получения опорных сигналов квадратурных каналов в качестве фазовращающего узла используется делитель частоты на два. Этот метод формирования опорных сигналов получил широкое распространение, так как он наиболее прост, работает в широком диапазоне изменения частот.

06. Архитектура тракта передачи

Особенности архитектуры тракта передачи

Структура тракта передачи РЧ блока обычно более простая, чем тракта приема. Архитектура ИС тракта передачи, также как и приемного тракта, отличается у различных производителей, что дает разработчикам возможность реализации своих идей и достижения компромиссов при проектировании. Необходимость быстрого изменения используемого частотного канала в системах, в особенности при передаче данных, налагает на перестраиваемый по частоте ГУН довольно жесткие требования по быстродействию.

При проектировании передатчика, используемого в современной ССПО, важнейшим является учет типа используемой модуляции. Методы модуляции могут быть разделены на две группы: методы модуляции с постоянной огибающей (*constant envelope*) и с изменяющейся огибающей (*variable envelope*). Первая группа методов имеет постоянную амплитуду промодулированного сигнала, что допускает использование в передатчиках нелинейных усилителей мощности. Примером такой модуляции является GFSK сигнал - гауссовская частотная манипуляция (*Gaussian filtered frequency shift keying*). Сигналы с постоянной огибающей более эффективны энергетически (*power efficient*), чем спектрально (*spectrally efficient*). В большинстве систем связи информационный сигнал подвергается предварительной гауссовской фильтрации, чтобы сделать формируемый сигнал спектрально более эффективным. Передатчики, формирующие такие виды модуляции, должны соответствовать требованиям спектральной маски так, чтобы излучаемый сигнал не создавал помехи другим пользователям в соседних каналах.

У сигналов с изменяющейся огибающей типа квадратурной амплитудной манипуляции QAM происходит вариация и амплитуды и фазы, что приводит к необходимости использования на выходе передатчика высоколинейного усилителя мощности. Они спектрально компактны, но энергетически не очень эффективны. Такие сигналы формируются на ПЧ с использованием схем косвенной и прямой квадратурной модуляции и далее преобразуются вверх по частоте на РЧ канал.

В последнее время появились новые разновидности архитектур передатчиков для методов модуляции с изменяющейся и постоянной огибающими, имеющие как достоинства, так и недостатки. Наиболее распространенные разновидности описаны далее.

Квадратурные модуляторы

Квадратурный модулятор (*Quadrature Modulator*) или I/Q (*In-phase/quadrature*) модулятор, типовая структура которого показана на рис. 6.1 представляет собой универсальное устройство, с помощью которого

могут быть получены сигналы практически со всеми видами модуляции, используемыми в ССПО. Квадратурный модулятор – это устройство, имеющее РЧ вход и РЧ выход и два информационных входа I и Q. РЧ сигнал может быть изображен в полярных координатах амплитудой и фазой или в декартовых координатах как величины векторов X и Y. В терминологии цифровых сигналов, вектор X заменяется на синфазный I (**In-phase**), а вектор Y заменяется на квадратурный Q (**Quadrature**), отсюда следует название I/Q модулятор/демодулятор. При использовании квадратурных модуляторов на их модуляционные IQ входы с информационного тракта поступают две информационные последовательности. Они формируются в цифровых узлах из исходного информационного потока с помощью последовательно-параллельного преобразования. В синфазной I и квадратурной Q последовательностях скорость следования символов равна половине скорости в исходной информационной последовательности.

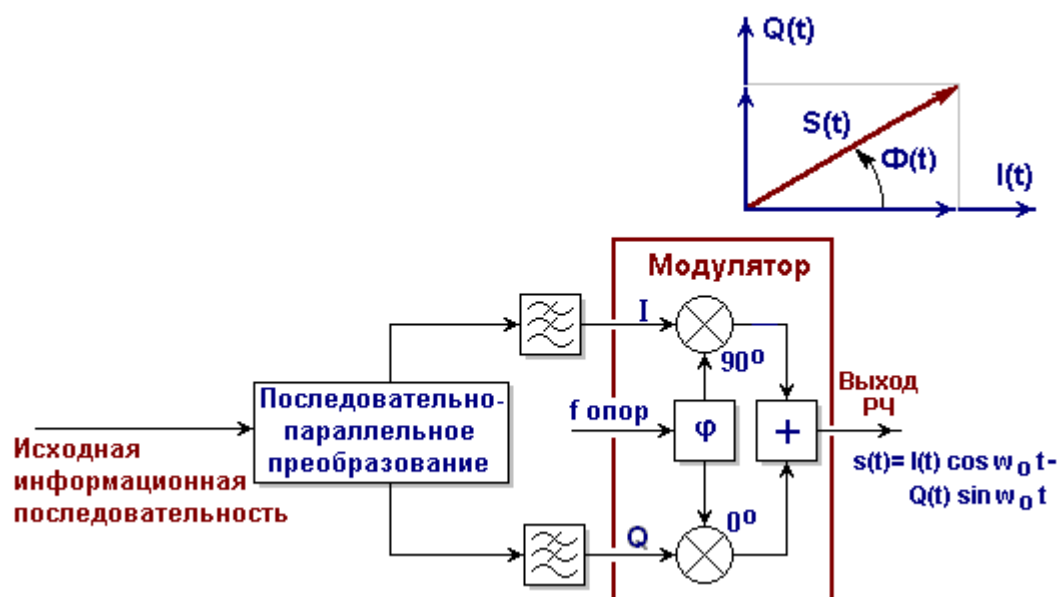


Рис. 6.1. Функционирование квадратурного модулятора

Квадратурные опорные сигналы получаются при использовании фазосдвигающего узла, формирующего два опорных ортогональных сигнала со сдвигом фазы на 90 градусов. Фаза выходного сигнала перемножителя в канале I может иметь значения 0 или 180, в канале Q – 90 или 270 градусов. После суммирования этих сигналов на выходе модулятора может быть получен модулированный сигнал с требуемыми параметрами. Амплитуду и фазу вектора промодулированного выходного РЧ сигнала определяют амплитуда и полярность информационных I/Q сигналов.

Передатчики с прямой модуляцией на РЧ

В передатчике с прямой модуляцией (*Direct modulation transmitter*), наиболее простая структура которого показана на рис. 6.2, модуляция и перенос вверх по частоте информационного сигнала происходит за один шаг. Модулирующий сигнал подается непосредственно на управляющий вход ГУН.



Рис. 6.2. Тракт передачи с прямой модуляцией на РЧ

Большинство производителей ИС предпочитают при возможности использовать в своих схемотехнических решениях архитектуру передатчиков с прямой модуляцией на РЧ, т.к. при этом уменьшаются массогабаритные показатели устройства.

Архитектура тракта передачи с прямой квадратурной модуляцией

Структура блока с прямой квадратурной модуляцией (*Direct quadrature modulation*), которая приведена на рис. 6.3, является более общей формой архитектуры прямого преобразования, используемой в тракте передачи. Эта архитектура передатчика имеет несколько преимуществ по сравнению с рассматриваемыми далее структурами с преобразованием частоты вверх и передатчиками с петлей трансляции, так как в ней не используется ПЧ гетеродин или вторая петля ФАПЧ. Кроме того, в ней не требуется преобразователь вверх, так как модулятор непосредственно выполняет преобразование сигнала вверх по частоте на РЧ частоту рабочего канала. По сравнению с архитектурой с петлей трансляции, здесь не требуется петля обратной связи, которая содержит дополнительный смеситель, фазовый детектор, делители и петлевой фильтр.

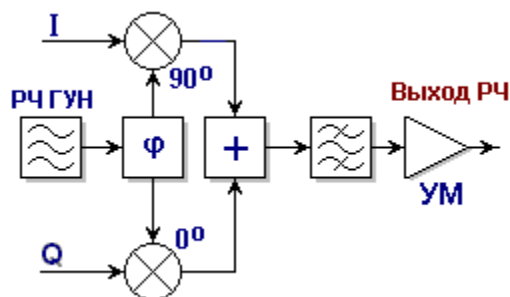


Рис. 6.3. Архитектура с прямой квадратурной модуляцией

Исторически прямые квадратурные модуляторы использовались в различных носимых устройствах ССПО, но при этом обычно требовалось применение дуплексного фильтра для обеспечения выполнения требований по коэффициенту шума в приемных трактах.

Конструктивно в таком тракте передачи используются два РЧ перемножителя сигналов и петля ФАПЧ с перестраиваемым РЧ гетеродином. Эта архитектура позволяет достигать высокой степени интеграции РЧ блока, так как подавление зеркального канала производится в активных каскадах с использованием фазовых методов. Побочные составляющие на выходе передатчика, связанные с

формированием ПЧ, отсутствуют в силу отсутствия в передатчике самой ПЧ.

В данной архитектуре, по сравнению с непрямой модуляцией, используется меньшее количество компонентов, но использование двух перемножителей, работающих на высоких канальных частотах, может привести к значительному увеличению тока, потребляемого РЧ блоком. Трудность в достижении точного сдвига фазы в квадратурных каналах на высоких частотах приводит к недостаточному подавлению сигнала зеркального канала.

Достоинствами схемы с прямой модуляцией на РЧ являются: простота, большой динамический диапазон передатчика по сравнению с передатчиком, выполненным с трактом преобразования частоты, уменьшение энергопотребления, уменьшение массогабаритных показателей устройства из-за отсутствия фильтров ПЧ, смесителей. В системах, работающих по стандарту CDMA важна работа тракта в большом динамическом диапазоне, что связано с особенностями стандарта, в частности необходимости регулировки выходной мощности передатчика в очень широких пределах. Получение большого динамического диапазона передающего тракта особенно важно для осуществления перехода к большим скоростям модуляции, обеспечивающим увеличение скоростей передачи данных при переходе к системам подвижной связи третьего поколения (**Third Generation, 3G**).

Проблемы использования архитектуры с прямой модуляцией

Рассмотренное архитектурное решение, являясь простым, может приводить к возникновению **ряда паразитных эффектов**, ухудшающих качество формируемого сигнала, которые могут возникать, когда генератор РЧ ГУН и выходной усилитель мощности работают на одной частоте:

- **Затягивание частоты** (*Frequency pulling*) генератора, управляемого напряжением - отклонение выходной частоты ГУН от номинальной величины, вызванное изменениями нагрузки на его выходе. Явление затягивания частоты должно быть минимизировано, особенно в тех случаях, когда каскады усиления мощности в структуре передатчиков функционально и конструктивно находятся близко к ГУН. При этом импульсный режим работы УМ по питанию и РЧ, присущий современным ССПО, при котором существенно меняются параметры усилителя, может воздействовать на выходную частоту ГУН. Такая паразитная связь может приводить даже к срыву процессов РЧ синхронизации ГУН.
- **Смещение частоты** (*Frequency pushing, Pushing*) - изменение выходной частоты ГУН при воздействии внешних воздействий, исключая изменение величины нагрузки генератора, при фиксированном напряжении настройки (управления ГУН). Как правило, при измерении смещения ограничиваются лишь учетом влияния изменения величины напряжения источника питания. Наблюдается сильное влияние мощного усилителя передатчика по цепи питания на ГУН. Внезапный бросок тока источника питания, вызванный изменением режима работы выходного усилителя мощности абонентского устройства, может приводить к паразитному выбросу постоянного напряжения на входе питания ГУН.

Это в свою очередь приводит к нежелательному скачку значения выходной частоты ГУН. Для уменьшения такого влияния в цепи питания УМ устанавливают фильтрующие цепочки, в качестве которых используются РЧ дроссели и параллельно включаемые емкости, отличающиеся по номиналу на несколько порядков.

- **Затягивание ГУН по входу** (*injection pulling*) - дополнительная паразитная подмодуляция УМ за счет непосредственного влияния УМ на управляющий вход ГУН. Эта точка является очень чувствительной, т.к. крутизна перестройки ГУН в ССПО может достигать 160-180 МГц/В. Наиболее действенной мерой предотвращения затягивания является оптимальное конструктивное выполнение РЧ блока, экранирование УМ и генераторов. Хотя затягивание по входу может быть уменьшено надлежащей изоляцией между УМ и генератором, трудно определить достаточность и качество уровня изоляции, пока полностью не произведено изготовление и тестирование реальной конструкции РЧ блока.
- Влияние **изменения нагрузки передатчика** на качество формируемого сигнала из-за плохого качества антенн устройства и влияния местоположения трубки относительно тела человека на ее параметры. При этом изменяется нагрузка УМ и режим работы каскадов, а следовательно меняется режим работы ГУН.
- Паразитное **просачивание сигнала несущей** от РЧ ГУН на выход передатчика (*carrier feed through*).

Затягивание частоты ГУН (*pulling of VCO*), генерирующего непосредственно несущую частоту передачи, может быть вызвано сигналом, попадающим назад с выхода усилителя мощности. Это вызывает ухудшение спектральной частоты сигнала гетеродина с последующим снижением качества промодулированного сигнала.

Чтобы уменьшать эффект затягивания частоты гетеродина, используется ряд технических решений:

- формирование гетеродинного сигнала с помощью сдвига по частоте путем смешения с сигналом второго гетеродина;
- смешение с сигналом гетеродина, поделенного по частоте;
- удвоение частоты гетеродина;
- деление его частоты;
- дробное деление и умножение с использованием регенеративного смесителя;
- использование широкополосной системы ФАПЧ.

Ранее приведенный пример использования архитектуры с прямой квадратурной модуляцией в тракте передачи может использоваться для получения **любого типа модуляции**. Эта простая архитектура имеет ослабленные требования к РЧ фильтрации выходного сигнала при меньшем количестве побочных составляющих по сравнению с архитектурой передатчика с двойным преобразованием. В таких передатчиках необходимо использовать всего один синтезатор частот. Несмотря на рассмотренные выше проблемы, GSM передатчики с использованием прямой квадратурной модуляции, и ГУН, генерирующими непосредственно несущую частоту передачи, производятся в массовом количестве.

Прямая модуляция с удвоением частоты гетеродина

Путем преодоления этих недостатков является использование буферных каскадов и удвоителей частоты после ГУН (рис. 6.4). При этом ГУН работает на половинной частоте, но в передатчике могут возникать дополнительные искажения сигнала, паразитная амплитудная модуляция (ПАМ), увеличиваться фазовый шум, ухудшаться спектральные характеристики получаемого радиосигнала.

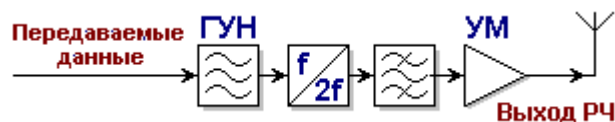


Рис. 6.4. Тракт передачи с прямой модуляцией на РЧ и удвоением частоты

В частности, именно такая структура с прямой модуляцией на РЧ применяется в приемопередатчиках систем, работающих по стандарту DECT.

Передатчики с непрямой модуляцией

В такой архитектуре происходит **последовательный перенос бейсбэнд сигнала** на канальную частоту, с применением промежуточной частоты.

Если модуляция сигнала и преобразование его вверх по частоте выполняется в два последовательных этапа, говорят об использовании архитектуры тракта передачи с двойным преобразованием (**dual conversion**) или с двухступенчатом преобразованием (**two-step conversion**). Укрупненная структура такого тракта показана на рис. 6.5.

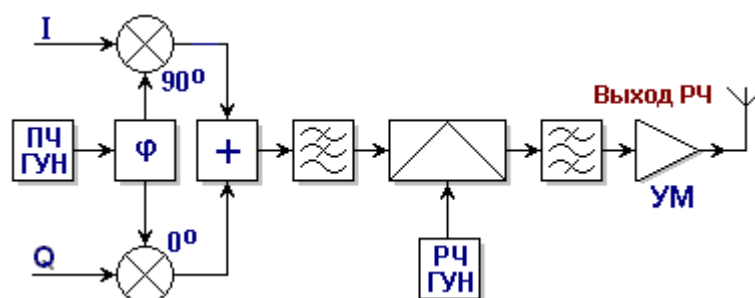


Рис. 6.5. Пример архитектуры тракта передачи с двойным преобразованием

В передатчиках с двойным преобразованием модулятор выполняет модуляцию и отчасти преобразование сигнала вверх по частоте на фиксированную частоту ПЧ. Сигнал отфильтруют с помощью ФНЧ, чтобы удалить гармоники первого гетеродина. Второй блок – смеситель с преобразованием вверх по частоте (**upconverting mixer**), выполняет преобразование на РЧ частоту рабочего канала. Внешний фильтр после второго смесителя отфильтровывает нежелательную боковую полосу также как другие возникающие нежелательные побочные составляющие. Затем сигнал усиливается и подается на выход для передачи.

Возможно использование и более двух шагов для переноса вверх по частоте сигнала информационного тракта на РЧ. В англоязычной литературе для такой архитектуры тракта передачи используется термин “передатчики с непрямой (косвенной) модуляцией” (*Indirect modulation*).

Эта архитектура может использоваться для методов модуляции с постоянной и изменяющейся огибающей. Так как квадратурная модуляция выполняется на частоте ПЧ, составляющей обычно несколько сотен МГц, может быть получена идентичность квадратурных каналов I и Q при невысоком энергопотреблении. В трактах с непрямой модуляцией можно предотвратить явления утечки сигналов гетеродинов и затягивания частоты гетеродина.

Во многих современных CDMA и TDMA мобильных телефонах используется двухступенчатый принцип построения передатчика. Хотя этот метод достаточно популярен, необходимость использования внешнего полосового фильтра для осуществления хорошего подавления побочных составляющих, не позволяет достигать основной цели разработчиков - выполнения РЧ блока в виде полностью интегрированного узла. По сравнению с прямым преобразованием, использование этого подхода создает меньше проблем, но требует добавления фильтров в тракт РЧ и ПЧ. Для подавления уровня широкополосного шума и более высоких гармоник ПЧ, сгенерированных квадратурным I/Q модулятором необходим ПЧ фильтр. Трудность в реализации фильтра нижних частот высокого порядка между каскадами ПЧ и РЧ, может приводить к недостаточному подавлению побочных сигналов, являющихся гармониками ПЧ [101, 102]. Для уменьшения уровней нежелательных боковой полосы и побочных составляющих, получаемых в результате процесса преобразования вверх, требуется РЧ фильтр.

Другой проблемой при использовании двухступенчатого построения передатчика является формирование гетеродинных частот для первого и второго преобразований сигнала вверх по частоте. По сравнению с архитектурой прямого преобразования в данной структуре должен быть сгенерирован дополнительный гетеродинный сигнал, при этом может потребоваться и вторая петля фазовой автоподстройки с низкими фазовыми шумами. Однако, частоты гетеродинов не такие высокие, как в структурах с прямым преобразованием.

Передатчики с петлей трансляции

Основным отличительным признаком архитектуры является генератор, управляемый напряжением, **расположенный непосредственно на выходе тракта передачи.**

Генератор вырабатывает сигнал непосредственно с канальной частотой, и **никаких последующих преобразований сигнала не происходит.** Перестройка ГУН по частоте и стабилизация его параметров производится с помощью петель автоподстройки различной модификации.

Универсальность петли фазовой автоподстройки частоты как умножителя частоты делает ее использование в передатчиках подвижной связи для осуществления частотной модуляции и преобразования сигнала

вверх по частоте весьма перспективным. В режиме синхронизации, петля ФАПЧ с опорной частотой F_0 и делителем в цепи обратной связи с коэффициентом деления N формирует выходную частоту F_i , номинал которой равен: **$F_i = N F_0$** .



Рис. 6.6. Обобщенная структура передатчика с петлей трансляции

Используемая в трактах передачи РЧ блоков петля ФАПЧ называется обычно петлей трансляции (*translational loop*) или сдвигающей петлей фазовой автоподстройки **OPLL (offset phase-locked loop)**. При таком подходе для минимизации внешней фильтрации на РЧ выходе передатчика используется петля фазовой автоподстройки, действующая подобно отслеживающему узкополосному полосовому фильтру. Архитектура трактов передачи с использованием петли трансляции, в значительной степени заменила вышеперечисленные архитектуры при использовании видов **модуляции с постоянной огибающей**, так как при этом обеспечивается низкий уровень шумов на выходе и низкий уровень побочных составляющих. Эта архитектура используется в GSM носимых устройствах, чтобы уменьшить их стоимость и потребляемую мощность.

Уменьшить чувствительность ГУН к затягиванию позволяет использование ФАП с полосой пропускания петли, намного большей, чем полоса частот модуляции. Низкой восприимчивостью к затягиванию обладают существующие структуры трактов передачи с петлей трансляции где частота колебаний мощного ГУН равна частоте передачи.

В стандарте GSM, где модуляция производится при постоянном сигнале огибающей, во всех этих архитектурах могут использоваться **усилители мощности, работающие в классе С**, обеспечивая хороший коэффициент полезного действия добавленной мощности PAE.

Дополнительным преимуществом систем с петлей трансляции является то, что ГУН удаляет любую остаточную АМ компоненту формируемого сигнала, что позволяет лучше управлять усилителем в классе С и дополнительно повышает КПД добавленной мощности. Петля трансляции ФАПЧ, имеющая в широкой полосе частот, приблизительно 1,5 МГц для GSM, единичный коэффициент усиления, обеспечивает достаточную защиту от затягивания частоты и устраняет необходимость использования специального экранирования.

Дополнительным достоинством использования петли трансляции является достижение низкого уровня шума, позволяющей заменить дуплексер на входе РЧ блока переключателем прием/передача. Удаление

дуплексного фильтра, вносящего дополнительные потери, позволяет усилителю мощности работать с меньшей выходной мощностью.

Для получения **частотной модуляции** с одновременным преобразованием сигнала вверх по частоте в таких передатчиках (*Up-conversion modulation loop transmitter*) можно осуществлять модуляцию опорного сигнала f_0 петли ФАПЧ или производить дополнительное управление делителем в цепи обратной связи, изменяя его коэффициент деления N в соответствии с потоком передаваемых данных. В настоящее время для технической реализации обоих этих способов разработаны различные гибридные схемы.

Передатчик с прямой модуляцией ГУН на основе петли ФАПЧ

Самый простой способ сформировать сигнал с постоянной огибающей реализован в передатчике с прямой модуляцией ГУН на основе ФАПЧ (*PLL-based direct VCO modulated transmitter*), структура которого показана на рис. 6.7. В этой архитектуре происходит непосредственная модуляция генератора РЧ ГУН, управляемого напряжением, информационными данными. Для точной начальной установки несущей частоты ГУН используется петля ФАПЧ. Затем происходит размыкание петли, и в цепь управления ГУН подается информационный поток.

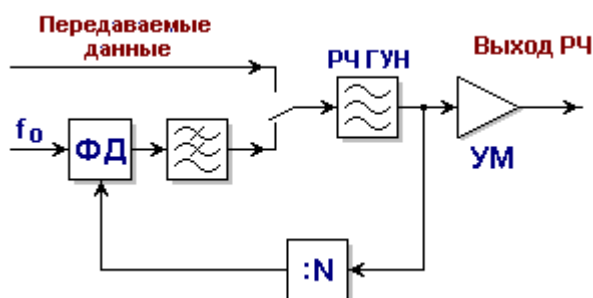


Рис. 6.7. Передатчик с прямой модуляцией ГУН на основе ФАПЧ

Этот метод чрезвычайно привлекателен для использования в ИС РЧ блока с высокой степенью интеграции и малым энергопотреблением. Так как в ГУН происходит и преобразование частоты и модуляция, в РЧ блоке используется меньшее количество компонентов. Самым большим недостатком этой разновидности архитектуры является то, что частота ГУН в разомкнутой петле дрейфует. Это приводит к расстройке выходной частоты, которая после замыкания петли должна быть скомпенсирована до подачи на ГУН модулирующего сигнала. В данной архитектуре наблюдается также явление паразитной внешней синхронизации ГУН (*Injection Locking*), что требует хорошей развязки прежде всего между ГУН и УМ.

Передатчик с квадратурным модулятором внутри петли обратной связи

На рис. 6.8 показан вариант петли трансляции, которая включает квадратурный модулятор внутри петли обратной связи. Такое построение использует I/Q модулятор, смеситель с понижением частоты, фазовый детектор с генератором тока на выходе, два программируемых делителя частоты, петлевой фильтр и ГУН. Преимущество этой архитектуры в том, что программируемые делители обеспечивают дополнительную гибкость в частотном планировании.

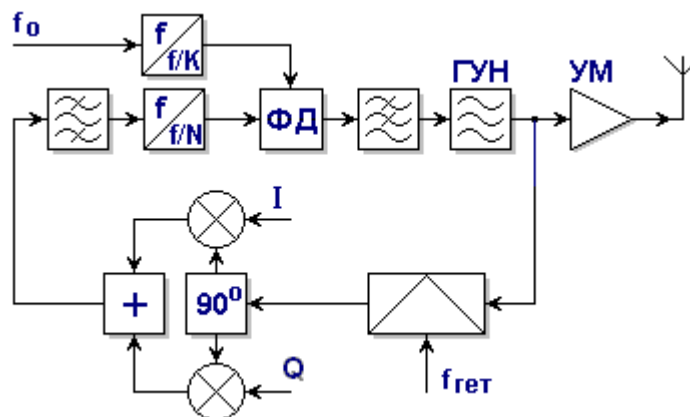


Рис. 6.8. Передатчик с квадратурным модулятором внутри петли обратной связи

Передатчик с петлей трансляции и модуляцией опорного сигнала

В передатчике на основе ФАПЧ с модуляцией опорного сигнала (*Input reference modulated transmitter*), информационный сигнал сначала переносится на частоту ПЧ в квадратурном модуляторе. Дополнительный перенос сигнала ПЧ вверх на частоту канала РЧ производится с помощью петли ФАПЧ, осуществляющей также дополнительную фильтрацию выходного сигнала. Для получения необходимого шага по частоте в петле обратной связи вместо делителя может использоваться смеситель и фильтр низких частот.

На рис. 6.9 показана структура тракта передачи, состоящего из квадратурного модулятора, смесителя с понижением частоты, фазового детектора, петлевого фильтра и ГУНа. Частота гетеродина передатчика сдвинута от несущей частоты передачи на значение $f_{пч} = f_{гун} - f_{гет}$. Сдвигающая петля ФАП действует как следящий полосовой фильтр, настроенный на выбранную частоту канала. Такое построение тракта уменьшает широкополосный уровень шума, обеспечивая преимущество над стандартным подходом с преобразованием вверх, где для уменьшения шума боковой полосы потребовалось бы применить дополнительный фильтр и дуплексер.

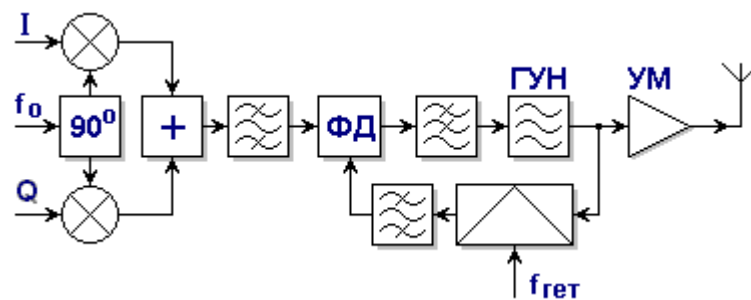


Рис. 6.9. Архитектура передатчика с модуляцией опорного сигнала

Данная архитектура проста, имеет малое энергопотребление и может быть использована при разработке РЧ блоков с высокой степенью интеграции. Узкополосная фильтрация, обеспеченная петлей ФАПЧ, устраняет необходимость в применении на выходе сложных внешних полосовых фильтров. Эта архитектура подходит только для методов модуляции с постоянной огибающей и требует дополнительных аппаратных затрат, так как для получения ПЧ частоты f_0 и РЧ частоты f_{ref} в структуре используются два отдельных ГУН. В данной структуре возможно возникновение затягивания частоты ГУН по входу, что требует лучшей развязки гетеродинов и УМ.

Получение модулированной опорной частоты с помощью ПЦС

Существует много способов формирования модулированной опорной частоты. Один из них - должен использовать квадратурную модуляцию в петле непосредственно [20]. Это минимизирует фазовую вариацию сигнала, так как на входе частотно-фазового детектора применяется постоянная опорная частота. В настоящее время достигнуто практическое использование прямого цифрового синтеза ПЦС (*Direct Digital Synthesis, DDS*) на рабочих частотах в сотни МГц. Структура тракта передачи, основанного на петле ФАПЧ с использованием ПЦС и введением модуляции в тракте опорного сигнала, приведена на рис. 6.10.

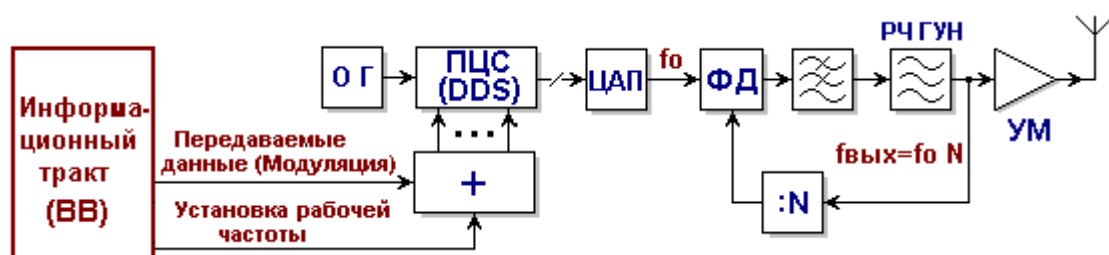


Рис. 6.10. Архитектура передатчика с использованием ПЦС в опорном тракте

Использование тракта передачи с цифровой ПЧ

Развитие техники и технологии цифровых ИС привело к тому, что модуляция, перенос по частоте и фильтрация сигналов, осуществляемые в каскадах ПЧ, могут производиться в цифровой области. В каскадах с

цифровой ПЧ (*Digital IF transmitter*) происходит формирование сигнала ПЧ (рис. 6.11) в цифровой форме. Важным компонентом такого тракта передачи является цифровой квадратурный модулятор, фактически состоящий из двух цифровых перемножителей (*Digital Multipliers*). Цифровые выборки (коды) входного бейсбенд сигнала математически перемножаются с цифровыми выборками (кодами) синуса и косинуса, поступающими с выхода цифрового ПЧ гетеродина.

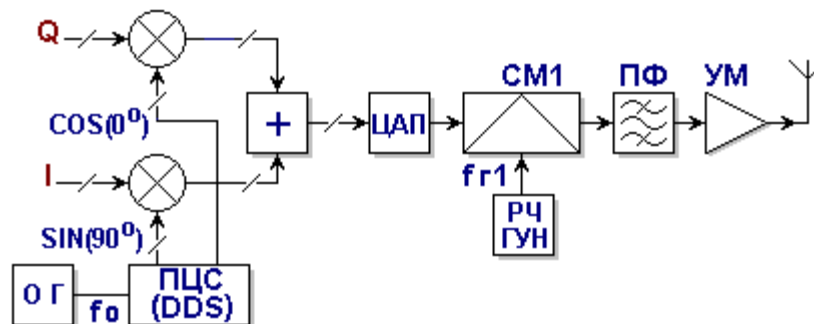


Рис. 6.11. Использование в тракте передачи цифрового квадратурного модулятора

В качестве гетеродина используется прямой цифровой синтезатор частот DDS (*Direct Digital frequency Synthesizer*) называемый иногда генератором с программным или цифровым управлением NCO (*Numerically Controlled Oscillator*). Более подробно эти СЧ будут рассмотрены в соответствующем разделе. Это устройство реализовано полностью с использованием цифровой техники. Генератор формирует цифровые выборки двух синусоидальных сигналов с точным сдвигом по фазе на 90 градусов, создавая сигналы косинуса и синуса.

Важно иметь в виду, что интенсивность формирования выходных выборок синусоиды всегда определяется опорной частотой f_s , независимо от номинала генерируемой частоты. Номинал выходной частоты изменяется путем изменения величины приращения (увеличения) фазы на выборку (*phase advance per sample*). Малое приращение фазы на выборку соответствует низким частотам, большое приращение - высоким частотам. Величина приращения фазы на выборку прямо пропорциональна выходной частоте и программируется от 0 до $f_s/2$.

Так как при формировании модулированного сигнала работа происходит только с цифровыми кодами, достигается очень высокое качество выходного модулированного сигнала в широком диапазоне частот. Таким образом, использование тракта передачи с цифровой ПЧ позволяет сформировать модулированные сигналы с очень высокой точностью.

07. Тракт синтеза частот РЧ блоков

Гетеродины, синтезаторы

Для формирования опорных частот, необходимых для обработки сигналов в РЧ блоке, используют генераторы сигналов или гетеродины (*Local Oscillators*), частоты которых стабилизируются с помощью синтезаторов частот.

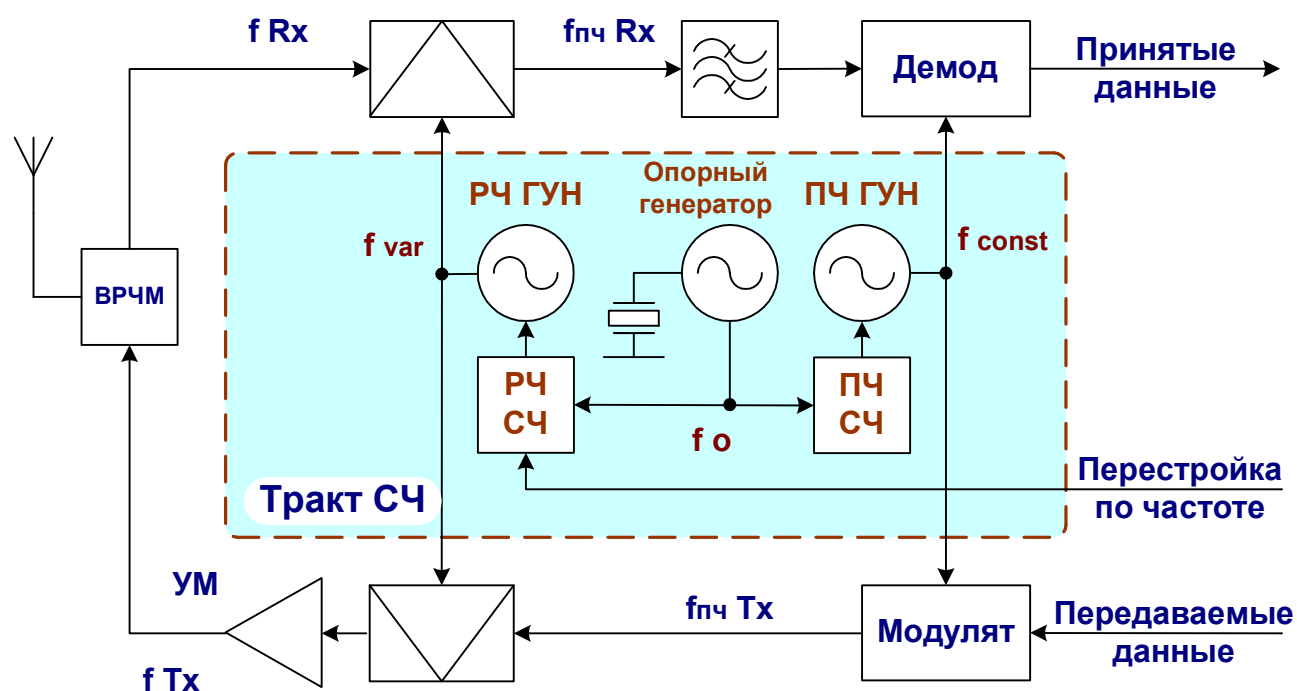


Рис. 7.1. Использование гетеродинов в РЧ блоке ССПО

Синтезаторы частот

Системой синтеза частот (ССЧ) называют устройство, осуществляющее процесс формирования одного или нескольких колебаний требуемых номиналов путем преобразования ряда опорных частот.

Для этого используются операции сложения, вычитания, деления и умножения частот. Эти операции производят соответственно с помощью делителей частоты, умножителей частоты и сумматоров частот. Очень часто умножение частоты в СЧ осуществляют с помощью петель автоподстройки частоты, состоящих из управляемого напряжением генератора ГУН, фазового или частотного детекторов ФД и делителя частоты на N .

Если ССЧ выполняется в виде функционально законченного блока или прибора, его называют **синтезатором частот**.

В том случае, если в ССЧ используется одна опорная частота, она называется одноопорной. Именно одноопорные ССЧ получили наибольшее распространение в устройствах радиосвязи. Сигнал опорной частоты получают от высококачественных генераторов, имеющих повышенную стабильность, называемых опорными генераторами (ОГ). СЧ, формирующий на выходе в каждый момент времени только одно колебание определенного номинала, будем называть одночастотным синтезатором (ОЧС). Устройство, позволяющее сформировать несколько выходных колебаний различных номиналов одновременно, называют многочастотным синтезатором (МЧС). Как правило, одночастотные СЧ имеют один выход, многочастотные - несколько.

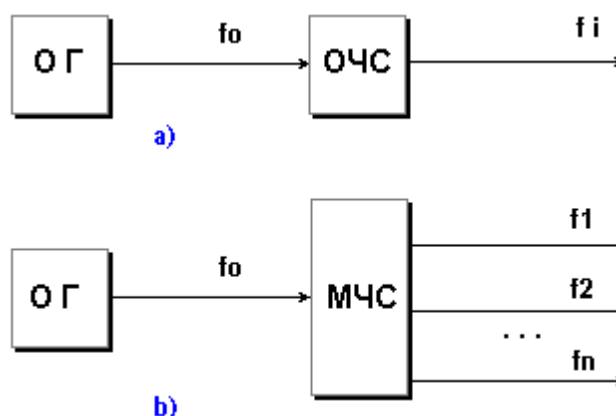


Рис. 7.2. Одночастотный (а) и многочастотный (b) синтезаторы частот

Совокупность значений частот, которые могут быть получены на выходе СЧ, принято называть **сеткой частот**. Минимальный интервал F между соседними частотами, формируемыми в СЧ, называют **шагом частот** или **шагом сетки частот**. Если шаг между всеми выходными частотами, которые могут быть получены в СЧ, одинаков, говорят, что синтезатор предназначен для создания сетки **эквидистантных частот**.

Все системы синтеза частот делят на две группы: системы активного (косвенного) и системы пассивного (прямого) синтеза.

Системами активного (косвенного) синтеза называют системы синтеза частот, в которых фильтрация колебания синтезируемой частоты осуществляется с помощью колец фазовой автоподстройки частоты или компенсационного кольца.

В системах пассивного (прямого) синтеза получение выходных частот производится без применения колец АПЧ.

Основным **достоинством систем пассивного синтеза** частот является их высокое быстродействие. В аналоговых системах быстродействие ограничивается инерционностью применяемых узлов, в цифровых - быстродействием цифровых ИС.

Наиболее существенным **недостатком** рассматриваемых синтезаторов является наличие в выходном сигнале побочных составляющих. В аналоговых системах они возникают при выполнении всех операций преобразования частот, в цифровых системах побочные составляющие

принципиально могут возникать на всех этапах получения выходного сигнала.

Системы синтеза частот можно разделить на две группы: системы, выполняемые на аналоговой элементной базе (аналоговые ССЧ) и системы, выполняемые на цифровой элементной базе (цифровые ССЧ). Идеология выполнения ССЧ в этих двух группах и основные их характеристики сильно отличаются. Цифровые ССЧ обладают более высокой технологичностью, могут быть выполнены в виде ИС, обладают лучшими массогабаритными показателями. Основным фактором, сдерживающим широкое распространение цифровых ССЧ, является не достаточно высокое быстродействие современных цифровых ИС, ограничивающее верхнюю границу частотного диапазона синтезаторов. Однако, по мере улучшения технологии цифровых ИС, повышения их быстродействия, доля цифровых СЧ среди систем синтеза увеличивается.

Быстродействие синтезаторов частоты

В системах множественного доступа с временным разделением TDMA время, необходимое синтезатору для перестройки на новую несущую частоту, определяет возможность приемопередатчика работать в соседних таймслотах на различных несущих. Если бы СЧ мог перестраиваться с одной частоты на другую за время, меньшее, чем длительность защитного интервала в системе, то прием и передача могли бы происходить без потери информации в каждом таймслоте.

Например, в системах DECT портативная часть, приняв информацию в любом таймслоте, используемом базовой станцией, должна быть способна передавать или принимать на любой частоте в любом слоте, не являющимся смежным со слотом, который используется в портативной части. Это означает, что приемопередатчик с одночастотным синтезатором должен перестроиться с одной несущей частоты на любую другую за время меньшее, чем длительность одного таймслота, т.е. за 416,7 мкс.

Если синтезатор отвечает этому требованию, но не может успеть изменить значение несущей частоты внутри защитного интервала между слотами, устройство будет иметь ряд недоступных временных слотов, называемых обычно **слепыми слотами** (*blind slots*). В слепых слотах, непосредственно примыкающим к уже занимаемым, устройство не способно использовать любые другие несущие частоты, что иллюстрирует рис. 7.3.



Рис. 7.3. Механизм образования слепых слотов

Точное время, необходимое для перестройки СЧ, зависит от ряда внутренних параметров СЧ, в частности, от ширины полосы пропускания петлевого фильтра.

Чтобы приемник или передатчик могли использовать различные несущие частоты в соседних таймслотах, необходимо применить в устройстве или **быстродействующий синтезатор** с малым временем

переключения, или **два обычных СЧ, используемых поочередно**. Один из них производит перестройку по частоте, в то время как другой, уже закончив перестройку, обеспечивает функционирование приемопередатчика в текущем таймслоте.

Влияние шумов опорных сигналов на качество работы устройств СТРВ

Опорные сигналы, необходимые для функционирования РЧ блока, имеют обычно синусоидальную или прямоугольную форму. Однако, реальные опорные сигналы, формируемые в РЧ блоках, отличаются от идеальных (рис. 7.4).

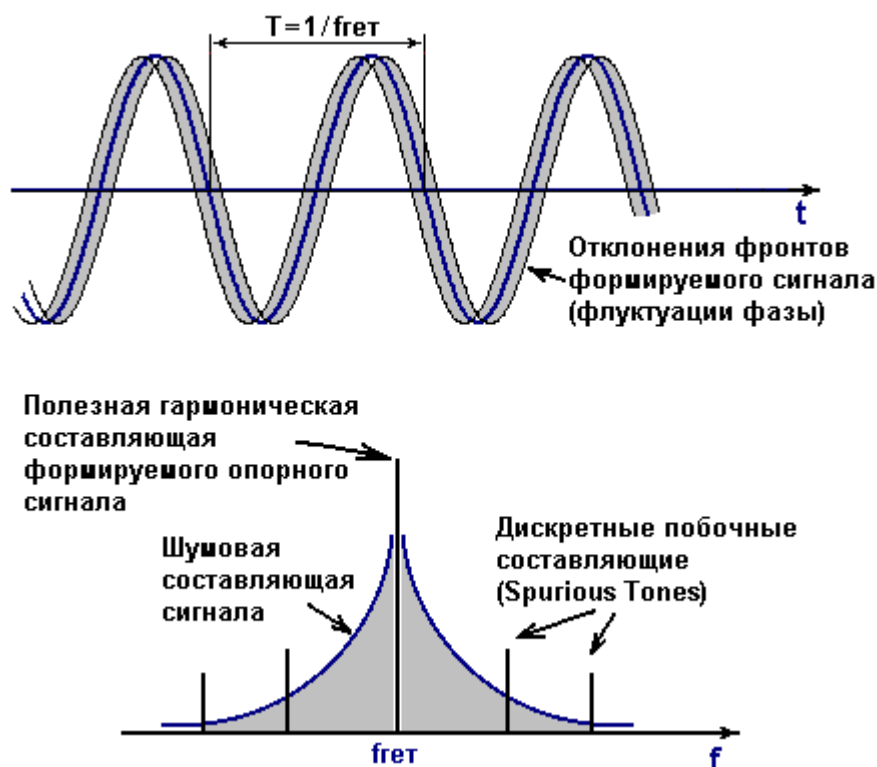


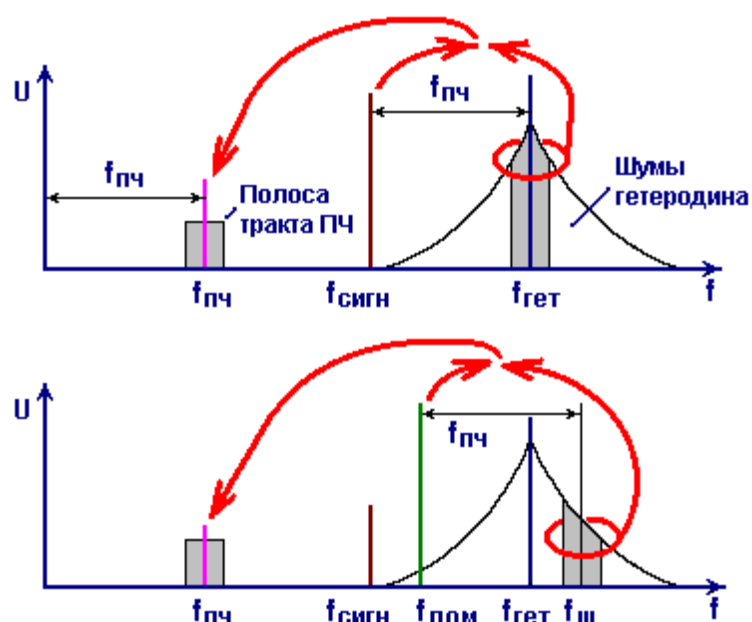
Рис. 7.4. Представление реального выходного сигнала во временной и частотной областях

В спектре реального выходного сигнала в той или иной мере всегда присутствует фазовый шум (*Phase Noise*), возникающий из-за отклонений фронтов формируемого колебания от их идеального положения, имеющих случайный характер. В спектре, как правило, присутствуют и дискретные побочные составляющие (*Spurious Tones*), появляющиеся из-за систематических изменений периода формируемого сигнала.

Качество формируемого сигнала, прежде всего величина шумовой составляющей, в области частот вблизи от опорного сигнала (при малых частотных расстройках) определяется параметрами петли обратной связи активного СЧ. Оно зависит в основном от качества опорного генератора, ГУН, петлевого фильтра, шага сетки частот, и шумов элементов схемы, включая уровень шума фазового детектора. Шумы при больших частотных

расстройках определяются, прежде всего, качеством и параметрами генератора, управляемого напряжением, и не зависит от параметров петли.

Фазовый шум опорных колебаний (сигналов гетеродинов), формируемых с помощью синтезаторов частоты, влияет на характеристики устройств в таких областях как многосигнальная избирательность (**multiple signal selectivity**) и отношение сигнал-шум (**signal to noise ratio**). Эта **шумовая составляющая** может существенно ухудшить качество функционирования приемопередатчиков СПРВ, за счет увеличения уровня шумов сигналов, обрабатываемых с помощью зашумленных опорных сигналов. При этом существуют **два основных механизма влияния шумов** опорных сигналов, которые могут быть проиллюстрированы на примере приемного устройства (рис. 7.5).



- Во-первых, шумы гетеродина попадают в полосу тракта ПЧ вследствие прямого преобразования при смешивании с полезным сигналом f сигн.

- Во-вторых, шумы гетеродина попадают в полосу пропускания тракта ПЧ вследствие их преобразования из-за воздействия мощной помехи с частотой f пом, для которой справедливо соотношение $f_{пч} = f_{ш} - f_{пом}$ или $f_{пч} = f_{пом} - f_{ш}$. Данное явление называется обратным преобразованием шумов гетеродина (*Reciprocal Mixing*).

Рис. 7.5. Влияние шумов опорных сигналов на качество функционирования РЧ блока

Тракт синтеза частот нуждается в тщательном экранировании и развязке узлов, чтобы предотвратить влияние на него выходных мощных каскадов, приводящее к паразитной модуляции чувствительного ГУН. Необходимо производить местную стабилизацию источников питания, чтобы минимизировать фазовый шум ГУН.

В настоящее время в системах подвижной связи в основном используются цифровые СЧ, выполненные по методу активного синтеза.

Литература к разделу

1. Шапиро Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. – М.: Радио и связь, 1981. –264 с.
2. Манассевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование): Пер. с англ. /Под ред. А.С. Галина. – М.: Радио и связь, 1979. –384 с.

Основные параметры компонентов РЧ блоков

Показатели качества РЧ компонентов

РЧ блок в целом, отдельные его тракты, компоненты и узлы могут быть охарактеризованы совокупностью различных параметров и характеристик. Для объективной оценки качества устройств, их сравнения широко используется понятие «показатель качества» ПК.

||| **Показатель качества устройства** - количественная (численная) характеристика устройства, монотонно связанная с его качеством.

Для получения необходимых РЧ параметров и характеристик, на вход тестируемого устройства необходимо подать испытательный сигнал с известными параметрами и зафиксировать сигнал на выходе.

||| Входной и выходной сигнал в этом случае часто называют **входным или тестовым воздействием** и **откликом устройства** (цепи) на входное воздействие соответственно (рис.....).

В англоязычной литературе для обозначения тестируемого устройства используется аббревиатура DUT (*Device Under Test*).



Рис. Тестирование РЧ устройств

Основными, наиболее простыми, параметрами и характеристиками компонентов, используемых в РЧ блоках ССПО, являются:

- Коэффициент усиления (*Gain*) и его неравномерность (*flatness*);
- Частотно-фазовая характеристика (*Phase*);
- Групповая задержка (*Group delay*);
- Полное входное сопротивление (*Input impedance*);
- Полное выходное сопротивление (*Output Impedance*);
- Выходная канальная мощность (*Output channel power*);
- Потери на отражение (*Return loss*);
- Коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН (*Voltage Standing-Wave Ratio, VSWR*);
- Гармонические искажения (*Harmonic distortion*).

Малосигнальные параметры и характеристики РЧ компонентов

Если амплитуды сигналов, действующих на входе устройств малы, то можно считать, что устройство работает в линейном режиме. Для количественной оценки свойств компонентов используется ряд общих малосигнальных РЧ параметров и характеристик (показателей качества), которые не учитывают нелинейные явления, возникающие в каскадах:

- Коэффициент передачи;
- Амплитудно-частотная характеристика;
- Переходная характеристика.

Характеристика устройства	Вид тестового сигнала
• Коэффициент передачи;	Гармонический (синусоидальный) сигнал
• Амплитудно-частотная характеристика;	Гармонический сигнал с постоянной амплитудой, изменяющийся по частоте
• Переходная характеристика	Единичный скачок напряжения или тока

Существует ряд и других малосигнальных параметров, о некоторых будет упомянуто далее.

Частотные характеристики устройства

Частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) - это зависимость коэффициента передачи цепи от частоты. При снятии частотных характеристик для оси частот принято использовать логарифмический масштаб, при котором абсцисса x точки, соответствующей частоте f , пропорциональна логарифму $f / f_{нач}$: $x = x_{10} \lg (f / f_{нач})$, где

- $f_{нач}$ - начальная частота анализа;
- x_{10} - длина шкалы частот, соответствующая одной декаде, т.е. десятикратному изменению частоты.

При использовании логарифмического масштаба длины шкалы всех декад одинаковы, что позволяет детально просматривать локальное поведение частотных характеристик на различных частотах при снятии ЧХ даже в очень широких пределах (рис...).

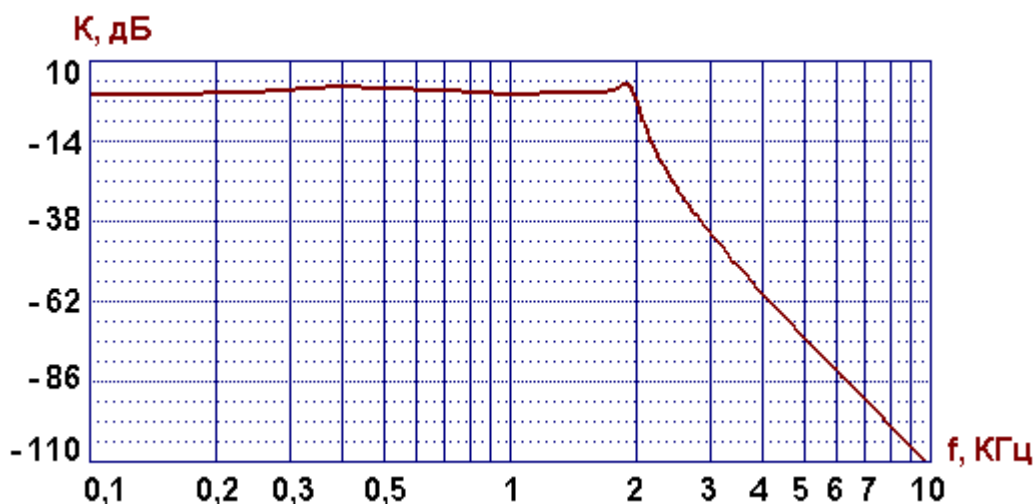


Рис... Применение логарифмических масштабов при снятии АЧХ

Просмотреть более детально вид АЧХ при значительном изменении коэффициента передачи $K(j\omega)$ позволяет способ выражения $K(j\omega)$ в логарифмических единицах - децибелах (дБ). Коэффициент усиления, выраженный в децибелах, может быть найден по формуле

$$K = 20 \lg |K(f)|.$$

Для цепи, ослабляющей сигнал, $|K(f)| < 1$, коэффициент усиления, выраженный в децибелах, будет отрицателен. Для перевода обычных значений коэффициента усиления в логарифмические значения и наоборот можно использовать табл. 1, хотя основные значения целесообразно запомнить.

Таблица 1. Значения коэффициента передачи цепи, выраженные в дБ

дБ	$K(f)$	дБ	$K(f)$	дБ	$K(f)$	дБ	$K(f)$
- 10	0,316	- 0,1	0,989	-1	0,891	- 10	0,316
- 20	0,1	- 0,2	0,977	- 2	0,794	- 20	0,1
- 30	0,0316	- 0,3	0,966	- 3	0,708	- 30	0,0316
- 40	0,01	- 0,4	0,955	- 4	0,631	- 40	0,01
- 50	0,00316	- 0,5	0,944	- 5	0,562	- 50	0,00316
- 60	0,001	- 0,6	0,933	- 6	0,501	- 60	0,001
- 70	0,0003	- 0,7	0,923	- 7	0,447	- 70	0,0003
- 80	0,0001	- 0,8	0,912	- 8	0,398	- 80	0,0001
- 90	0,00003	- 0,9	0,902	- 9	0,355	- 90	0,00003
- 100	0,00001					- 100	0,00001

Из рассмотрения таблицы видно, что при использовании логарифмических единиц можно детально просматривать неравномерность АЧХ в полосе пропускания, расположенной в верхней части графика и более детально отображаемой из-за растянутости масштаба в этой части графика. При последовательном соединении нескольких цепей общий коэффициент усиления может быть найден алгебраическим суммированием коэффициентов отдельных звеньев, выраженных в децибелах.

Для **предварительной оценки диапазона частот f_{min} - f_{max}** , в котором следует снимать частотные характеристики исследуемой цепи, следует найти минимальную **T_{min}** и максимальную **T_{max}** постоянную времени цепи. Далее приближенная оценка диапазона производится по формулам: **$f_{min} = 1 / T_{max}$; $f_{max} = T_{min}$**

Связь между частотными и временными характеристиками

Между частотной и временной характеристиками цепи существует жесткая связь, которая условно иллюстрируется рис...

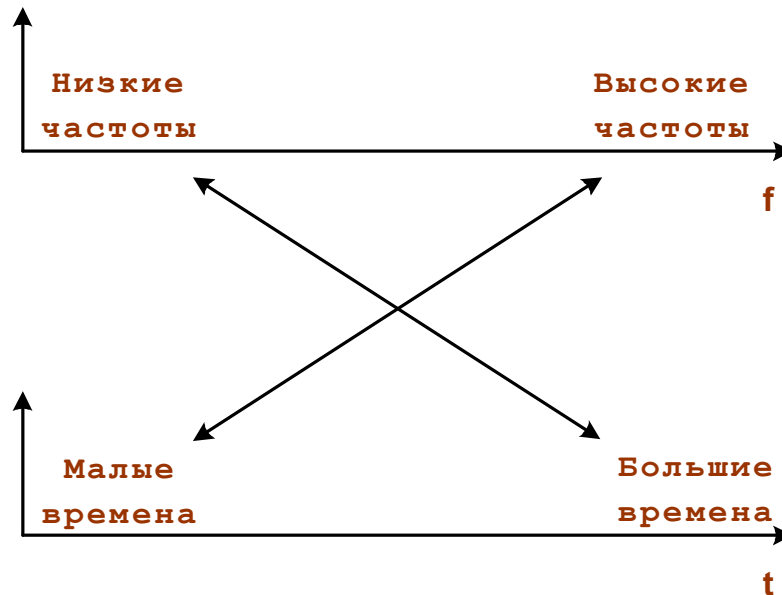


Рис. Связь между частотными и временными характеристиками

Поведение ПХ в области больших времен (f стремится к 0) соответствует поведению АЧХ в области малых (низких) частот. И, наоборот, вид ПХ в области малых времен соответствует поведению АЧХ в области высоких частот.

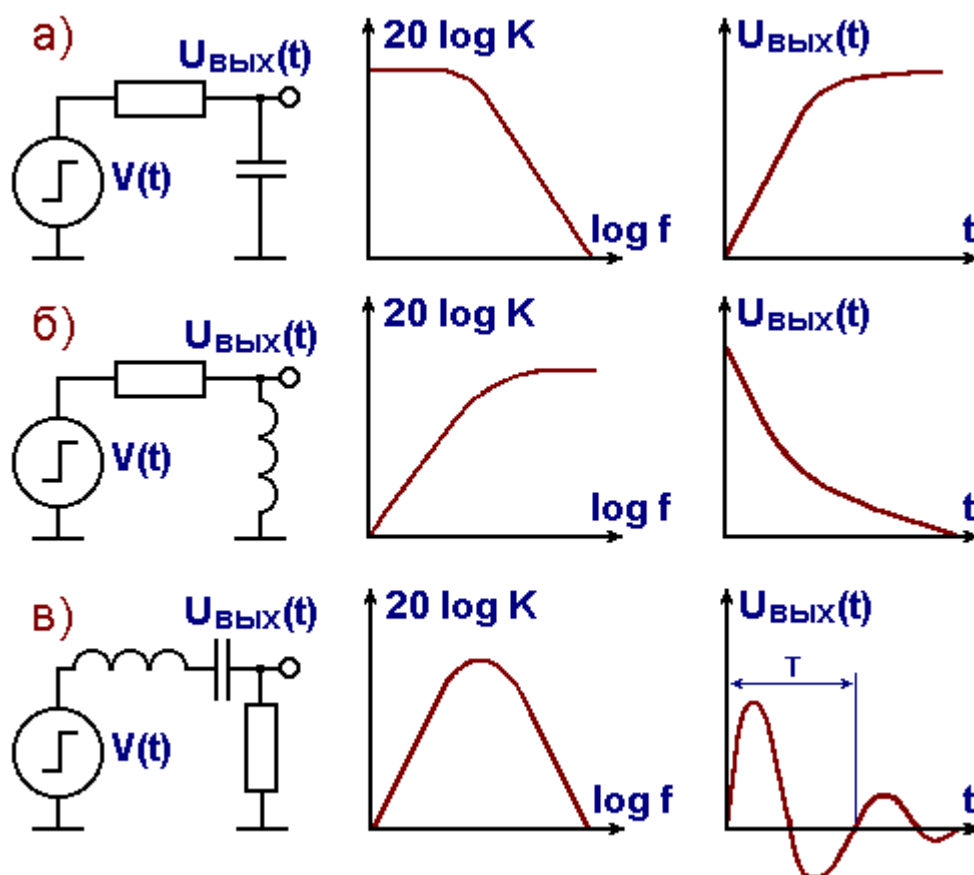


Рис... Связь между частотными и временными характеристиками цепи

В силу того, что высокочастотные составляющие сигнала, формирующие передний фронт, ослабляются, напряжение на выходе ФНЧ не может резко возрасти и устанавливается постепенно (рис. 4 а). Количественно переходная характеристика может быть оценена величинами, выражающими отклонение реальной ПХ от идеальной. К ним относится, прежде всего, **время нарастания** переднего фронта, в течение которого ПХ изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося (максимального) значения (рис. 3). Между временем нарастания t_n и граничной частотой АЧХ $f_{гр}$, отсчитанной на уровне - 3 дБ, существует связь, которая может быть оценена приближенным выражением $t_n \approx 0,35 f_{гр}$.

Процесс установления может быть аperiodическим или колебательным, как это показано на рис. 4 в. **Период этих колебаний**, проявляющийся в области средних времен, может быть на снятой ПХ измерен и сопоставлен с параметрами схемы при ее анализе. Как правило, колебательный процесс наблюдается на выходе схем, содержащих полосно-заграждающие или полосно-пропускающие цепи достаточной добротности.

Тестирование РЧ компонентов с помощью сложных сигналов

Обрабатываемые в РЧ блоках современных цифровых ССПО сигналы, как правило, имеют сложную шумоподобную структуру. Из-за неидеальности характеристик используемых узлов нарушается "тонкая" структура сложных сигналов. Такие нарушения не удается обнаружить с помощью традиционных методов изучения сигнала во временной и спектральной областях. Из практики же известно, что даже незначительное нарушение "тонкой" структуры сложного сигнала приводит к заметному ухудшению качества функционирования системы связи в целом.

Традиционные показатели качества и характеристики не позволяют оценить степень влияния реальных РЧ компонентов на качество обрабатываемых в РЧ блоках современных ССПО сигналов. Для этого был введен ряд новых параметров и характеристик, широко используемых в настоящее время. Как правило, для получения этих параметров необходимо использовать новые методы тестирования РЧ трактов в целом и отдельных функциональных узлов. В качестве тестовых в этом случае применяются сложные сигналы, дающие наиболее объективные оценки.

Основные параметры приведены ниже в таблице и более подробно рассмотрены далее.

Вид тестового сигнала	Характеристика устройства
Двухтоновый сигнал (<i>Two-Tone Signal</i>)	<ul style="list-style-type: none"> • Интермодуляционные искажения (<i>Intermodulation Distortion</i>); • Точка пересечения третьего порядка (<i>Third-Order Intercept Point</i>);
Модулированный или многотоновый сигнал (<i>Multitone, Multicarrier</i>)	<ul style="list-style-type: none"> • ACPR (<i>Adjacent channel power ratio</i>); • Многотоновые интермодуляционные искажения (<i>Multitone Intermodulation Ratio</i>)
Белый шум (<i>White Noise</i>)	<ul style="list-style-type: none"> • Коэффициент мощности шума NPR (<i>Noise Power Ratio</i>)

Нелинейные явления в РЧ устройствах

При подаче на вход устройства синусоидального сигнала на его выходе появляются высшие гармоники основного сигнала, и происходит искажение формы входного сигнала (рис....). Это происходит из-за нелинейности вольт-амперных характеристик используемых полупроводниковых элементов. Вид сигнала на выходе, амплитуды и соотношение отдельных составляющих, зависят от характера нелинейности тестируемого устройства.

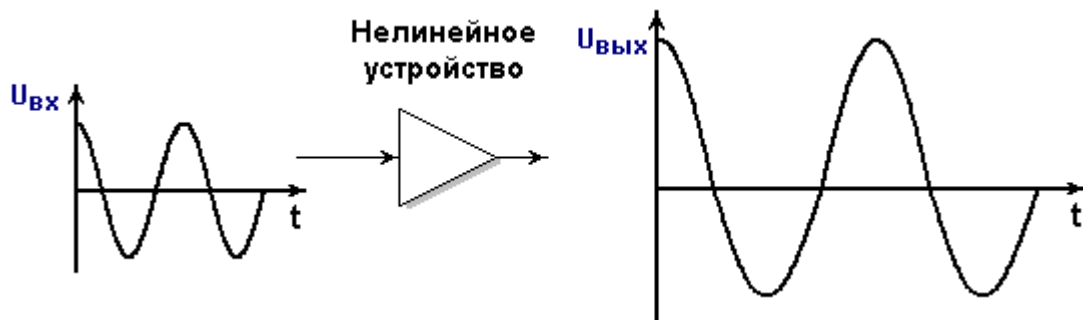


Рис. Искажение формы синусоидального сигнала из-за нелинейности устройства

Возникающие на выходе нелинейного устройства гармоники полезного сигнала f_1 отстоят достаточно далеко от основного сигнала и могут быть при необходимости отфильтрованы полосовым фильтром, что иллюстрируется рис.....

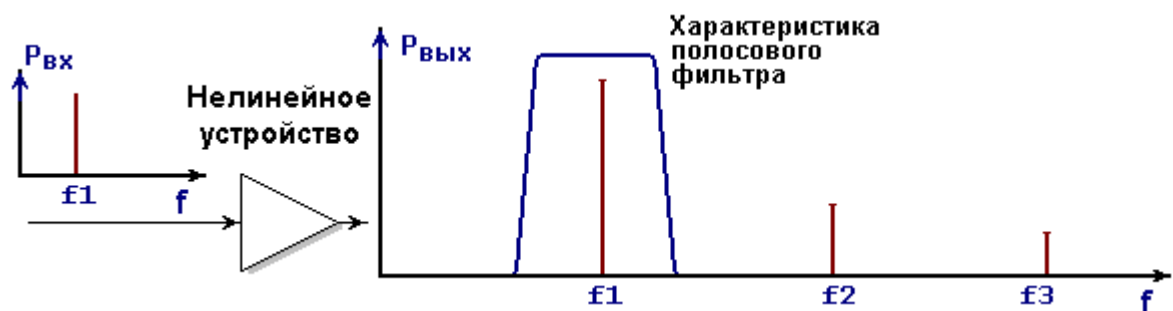


Рис. Возникновение гармоник основного сигнала на выходе нелинейного устройства

Точка компрессии (1 dB compression point)

Линейность устройства наглядно можно представить, построив график зависимости уровня сигнала на выходе от уровня входного сигнала устройства, т.е. получив его **амплитудную характеристику**. Масштаб по осям графика выбирается логарифмическим, для построения используют уровни сигнала выраженные, как правило, в дБм. Иногда для построения используют логарифмическую меру дБмкВ - отношение напряжения сигнала к 1 мкВ, выраженное в дБ:

$$P [\text{дБмкВ}] = 20 \lg U / 1 \text{ мкВ}.$$

По горизонтальной оси отложены уровни входных сигналов, по вертикальной - уровни выходных сигналов, приведенные ко входу, т.е. поделенные на коэффициент усиления устройства K . При использовании логарифмических величин усиление устройства G вычитается из выходного уровня. Таким образом, устройство как бы имеет коэффициент передачи, равный 1, или 0 дБ. Прямая, имеющая единичный наклон, соответствует полезному сигналу.

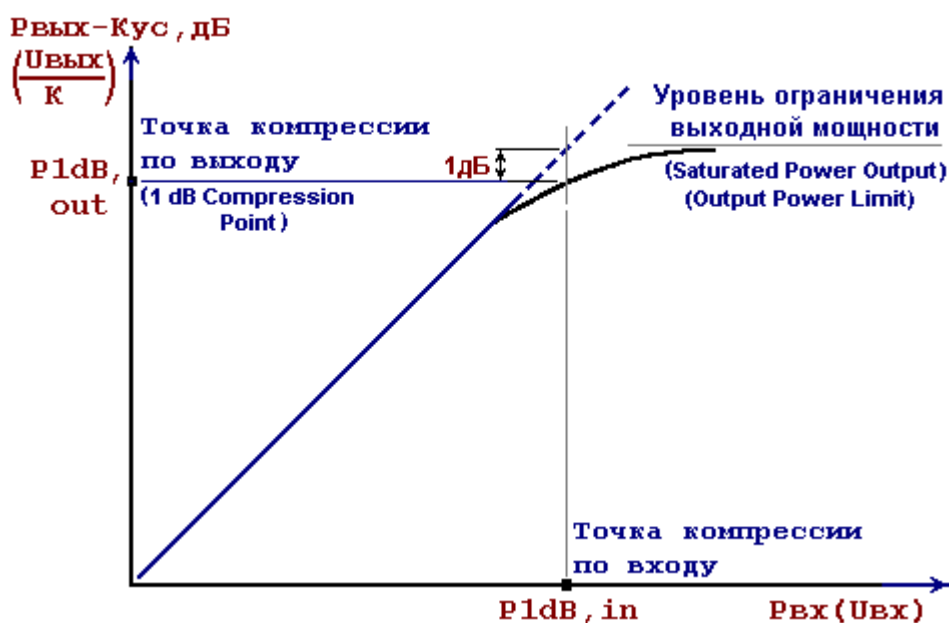


Рис. Возникновение ограничения уровня выходного сигнала

Если подать на вход устройства сигнал достаточно большого уровня, реальная характеристика будет отклоняться от идеальной прямой из-за проявляющейся нелинейности устройства.

Точка, где отклонение амплитудной характеристики устройства от идеальной составляет 1 дБ, называется **точкой компрессии (1-dB compression point, P1dB)**. Количественно эта точка характеризуется соответствующей величиной выходного сигнала (реже входного) и является верхней границей линейного участка амплитудной характеристики.

Точка компрессии может быть охарактеризована соответствующими уровнями входного или выходного сигнала. Таким образом, эта характеристика может быть определена как **точка компрессии по уровню входного сигнала** (*input compression point*) или просто входная точка компрессии. Так обычно характеризуется тракт приема. **Точка компрессии по уровню выходного сигнала** (*output compression point*) употребляется для характеристики мощных усилителей.



Блокирование (Blocking)

В том случае, если на вход нелинейного устройства наряду с полезным подается нежелательный сигнал большого уровня, коэффициент передачи устройства снижается вследствие нелинейных искажений. Уменьшение коэффициента передачи приводит к уменьшению выходного уровня желательного сигнала, снижая отношение сигнал-шум. Если на вход устройства поступает слабый полезный сигнал на уровне чувствительности, определяемой собственными шумами, то из-за влияния нежелательного сигнала уровень полезного сигнала может стать ниже уровня чувствительности, что приведет к потере обрабатываемой информации (рис...).



Рис. Ослабление полезного сигнала вследствие блокирования устройства

Блокирование (Blocking) устройства - это явление уменьшения уровня полезного малого сигнала на выходе нелинейного устройства из-за действия на входе сильного мешающего сигнала.

Оценка характеристик блокирования производится как для отдельных функциональных узлов РЧ блока, так и для тракта в целом. Наибольшее распространение получил этот параметр при оценке качества тракта приема. Блокирование определяется уровнем входного мешающего сигнала, требующимся для ухудшения чувствительности приемника в результате нелинейных эффектов.

В отечественной практике принято говорить об **уровне блокирования** - точке, где коэффициент передачи устройств уменьшается на 3 дБ. Конкретные требования по блокированию к функциональным узлам и тракту приема в целом, а также условия их тестирования изложены в конкретных стандартах ССПО и рассмотрены более подробно в соответствующих разделах книги.

Точка пересечения второго порядка (Second-order Intercept Point)

Из рассмотрения амплитуды компонента второй гармоники указывает, что она увеличится соответственно квадрату входа сигнала и также соответственно постоянной K_2 . Амплитуда основной частотной составляющей, однако, только увеличится соответственно основному коэффициенту усиления K_1 . В результате амплитуда второй гармоники основного сигнала увеличится с большей скоростью, чем основной составляющей. Характеристики уровней амплитуд основной и второй гармоник, при изменении уровня входного сигнала показываются на рис.... Таким образом, существует точка, где составляющие основной и второй гармоники имеют равный уровень.

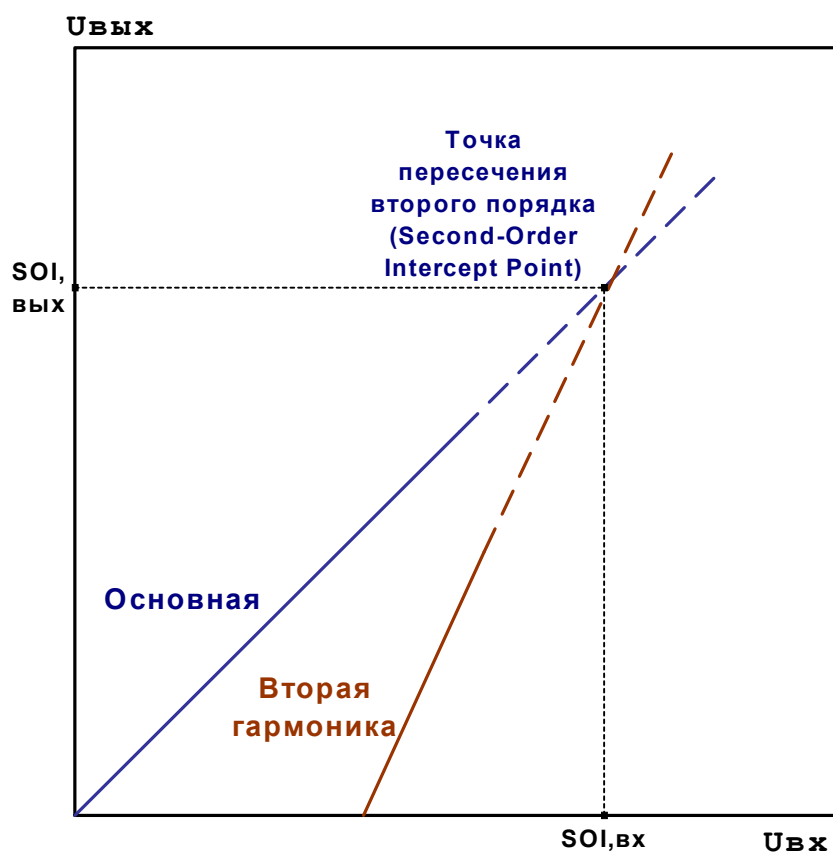


Рис.... Точка пересечения второго порядка для нелинейного усилителя

Уровень входного сигнала, при котором происходит пересечение на амплитудной характеристике линий основной и второй гармоник, называется **точкой пересечения второго порядка ТП2П** или, в английской аббревиатуре - **SOI** (*Second-Order Intercept Point*). Другими словами, **ТП2П** – это точка на амплитудной характеристике тестируемого устройства, где составляющие основной и второй гармоники на выходе устройства имеют одинаковый уровень. Этот уровень входного сигнала обычно выражается в единицах мощности, дБм.

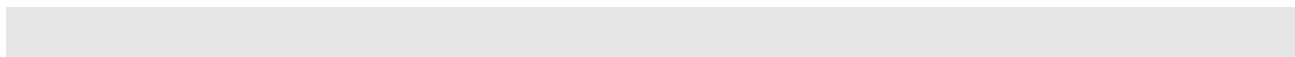
Этот параметр, обозначаемый иногда аббревиатурой **SHI** (*Second Harmonic Intercept*), может быть определен значением точки пересечения по уровню **входного сигнала** (*input intercept point*). Она используется обычно для характеристики тракта приема. Точка пересечения по уровню **выходного сигнала** (*output intercept point*) чаще употребляется для характеристики мощных усилителей.

Практическое получение верхних частей характеристик, показанных на рис. пунктиром, обычно невозможно без повреждения тестируемого элемента из-за превышения предельно допустимых режимов эксплуатации.

Достоинством использования точки пересечения для оценки степени линейности устройств является то, что она является единственной и постоянной величиной, используя которую может быть предсказана степень искажений в определенной рабочей точке. Компромиссом, часто принимаемым в РЧ усилителях, является уменьшение номинальные значения их от их уровня максимальной мощности, чтобы достигнуть улучшенной характеристики искажения. Было бы невозможно предсказать уровень ограничения рабочих характеристик, требуемого от измерения искажения процента, если это не сводило в таблицы или обеспечено графически.

В заключение следует отметить, что характеристика с вторым порядком представлять искажение гармонического сигнала, как выделенное выше, но не отображает интермодуляционное искажение внутриполосное. Это - важное различие, вообще, между и с нечетным нелинейностью с четным заказом: нелинейность с четным заказом не оценивают реальные внутриполосные интермодуляционные искажения.

Точка пересечения второго порядка при гармоническом воздействии не получила практического применения в отличие от характеристик для двухтонового испытательного сигнала.



Интермодуляция (Intermodulation)

Если на входе нелинейного устройства присутствуют два или более гармонических сигнала, на его выходе возникают интермодуляционные помехи. В результате взаимодействия сигналов на нелинейных элементах устройства возникают интермодуляционные продукты вида $\pm mf_1 \pm nf_2$.

Интермодуляция (*intermodulation*) - явление возникновения на выходе устройства помех при действии на его входе двух или более достаточно мощных сигналов.

Каждая из интермодуляционных составляющих может быть охарактеризована ее **порядком**, который равен сумме чисел $m+n$.

При этом на выходе устройства может получаться сигнал помехи с частотой, равной частоте полезного сигнала или попадающей в полосу пропускания устройства. Такие помехи обрабатываются в устройстве совместно с полезным сигналом, ухудшая качество выходного сигнала.

Нелинейность устройств обычно измеряется путем подачи на вход тестируемого устройства двух сигналов равной амплитуды с частотами f_1 и f_2 , достаточно близко расположенными к рабочим частотам тракта. На выходе устройства производят измерение уровня продуктов интермодуляции второго порядка (*2nd-order intermodulation product, IMP2*) $f_2 \pm f_1$ и уровня интермодуляционной помехи третьего порядка (*3rd-order intermodulation product, IMP3*) $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$. На рис.... показан процесс возникновения в результате интермодуляции двух сигналов с частотами f_1 и f_2 ряда интермодуляционных продуктов (помех) различного порядка.

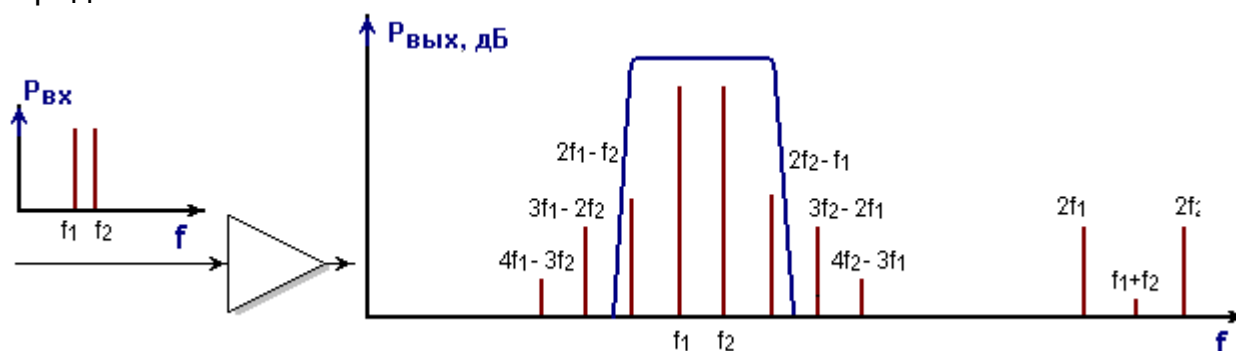


Рис. Возникновение помех, попадающих в полосу пропускания полезного сигнала

Двухтоновое испытание устройств

Для количественной оценки интермодуляционных искажений (*Intermodulation Distortion, IMD*) устройств на практике используют коэффициенты, вычисляемые при подаче на вход приемника двух гармонических сигналов f_1 и f_2 с равными амплитудами:

Коэффициент интермодуляционных искажений второго порядка IMD2- отношение амплитуды комбинационной составляющей $f_2 \pm f_1$, к амплитуде одного из этих сигналов на входе;

Коэффициент интермодуляционных искажений третьего порядка (Third Order Intermodulation Distortion, IMD3)- отношение амплитуды комбинационной составляющей $2f_2 - f_1$, к амплитуде одного из испытательных сигналов на входе.

Интермодуляционные продукты второго порядка находятся вблизи вторых гармоник входных сигналов и поэтому вряд ли попадут в полосу пропускания полосовых фильтров узкополосной системы связи. Наиболее опасными являются интермодуляционные продукты третьего порядка, так как они расположены близко к основным рабочим частотам. Поэтому эти составляющие могут не отфильтровываться полосовыми фильтрами и попадать на следующие узлы, ухудшая функционирование тракта, что иллюстрирует рис..... Все другие комбинационные продукты обычно находятся вне полосы рабочих частот узлов и не являются столь опасными.

На входах реальных каскадов РЧ блоков совместно с полезным сигналом действуют различного рода сигналы помех, амплитуды которых во многих случаях могут значительно превышать амплитуды полезного сигнала. В современных системах мобильной связи используются сигналы, имеющие сложную шумоподобную структуру. Поэтому в результате нелинейных явлений на выходах каскадов возникает значительное число комбинационных составляющих, существенно ухудшающих качество функционирования РЧ блока в целом.

Точки пересечения для двухтонового испытательного сигнала

Как уже говорилось ранее, если на входе нелинейного устройства присутствуют два или больше гармонических сигнала, на выходе устройства появляются интермодуляционные продукты. На рисунке наряду с амплитудной характеристикой построены еще две прямых - прямая В, показывающая уровень интермодуляционных помех второго порядка на выходе устройства, и прямая С, представляющая собой зависимость уровня интермодуляционной помехи третьего порядка от уровня одного из двух входных одноуровневых сигналов.

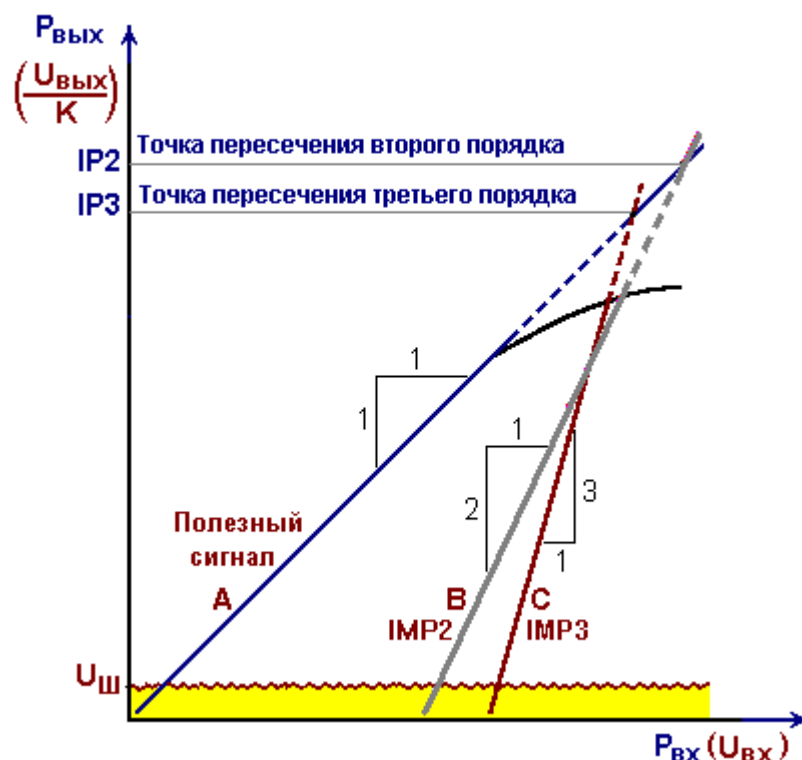


Рис. 1.6. Зависимость уровня помех на выходе приемного устройства от уровня входного сигнала

При нормировке оси графика относительно коэффициента передачи устройства (коэффициент передачи устройства равен 1 или 0 дБ) наклон линии основного уровня (*fundamental gain line*) равен 1:1; наклон линии уровня второго порядка (*2nd-order gain line*) был бы 2:1. Наклон этой линии второго порядка относительно линии основного уровня равен 1:1. Соответственно, продукты второго порядка увеличиваются по мощности с той же скоростью, что и входные тоны и - всегда вдвое (времена) дальше от IP2 чем входные тоны когда не около насыщения.

Так как при увеличении сигнала на входе устройство управляется дальше в его нелинейную область, амплитуды продуктов третьего порядка увеличиваются, в то время как мощность входных тонов уменьшаются. Если бы устройство не ограничивало уровень выходного сигнала, то и интермодуляционные помехи увеличивались бы по мощности, пока они не стали бы в конечном счете равными по уровню с входные тоны на выходе.

Как уже отмечалось, наиболее опасными являются интермодуляционные продукты третьего порядка, так как они могут попадать в полосу пропускания фильтрующих цепей тракта значительно ухудшая качество функционирования РЧ блока. Точка пересечения прямых А и С широко используется для характеристики линейности устройств и называется в зарубежной литературе **точкой пересечения третьего порядка** IP3 (*3rd-order intercept point*) или **TOI** (*Third-Order Intercept*).

Точка пересечения третьего порядка, ТПЗП – гипотетическая точка на амплитудной характеристике устройства, в которой величина интермодуляционных продуктов третьего порядка (ИМПЗП) на выходе устройства, равна величине основного сигнала. Величина ТПЗП определяется точкой пересечения амплитудных характеристик основного сигнала ИМПЗП тестируемого устройства.

При подаче на вход устройства двух испытательных сигналов в точке пересечения третьего порядка IP3 образуются интермодуляционные продукты третьего порядка, равные по амплитуде полезному сигналу.

Динамический диапазон (Dynamic Range)

Динамический диапазон (*Dynamic Range*) устройства ДД - диапазон изменений уровня входного сигнала, в пределах которого устройство является линейным.

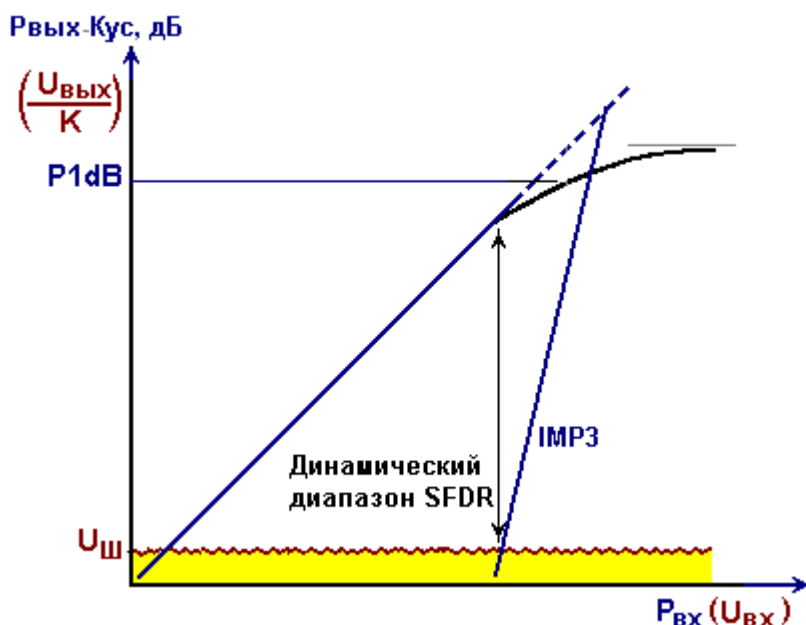


Рис. Динамический диапазон устройства

Снизу динамический диапазон ограничен уровнем собственных шумов устройства, сверху - проявляющимися нелинейными эффектами. Вне этих границ нарушается пропорциональность зависимости выходного сигнала устройства от входного. Количественно ДД оценивается отношением максимального уровня ***Pmax*** входного сигнала, при котором используемый нелинейный критерий меньше допустимого, к минимальному уровню входного сигнала ***Pmin***, при котором отношение сигнал/шум на выходе устройства равно заданному значению. При этом чаще всего на практике используется ДД по мощности, выраженный в дБ:

$$D[\text{дБ}] = 10 \lg (P_{\text{max}} / P_{\text{min}}).$$

Обратимся к рис.... Расстояние от точки пересечения прямой IMP3 с прямой, соответствующей уровню внутренних шумов устройства, до прямой А называется *динамическим диапазоном по интермодуляционным помехам* (*Intermodulation Limited Dynamic Range*). В зарубежной литературе для обозначения этого диапазона зачастую используется обозначение SFDR (*Spurious-Free Dynamic Range*).

Таким образом, **нижнюю границу** диапазона SFDR определяет уровень внутренних шумов устройства. **Верхняя граница** обусловлена уровнем сигнала на входе, при котором уровень появившихся интермодуляционных продуктов начинает превышать уровень внутренних шумов устройства, и эти продукты будут препятствовать нормальной работе устройства.



Литература к разделу

1. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. -М.: Горячая линия - Телеком, 2002. -384 с.
2. Радиоприемные устройства/ В.Н. Банков, Л.Г. Барулин и др.: Под ред. Л.Г. Барулина. -М.: Радио и Связь, 1984. -272 с.
3. Дэвис Дж., Карр Дж. Карманный справочник радиоинженера/ Пер. с англ. -М.: Издательский дом "Додэка XXI", 2002. -544 с.
4. Kennington. ***Kennington143-ch02n.pdf***
5. Matt Loy. Understanding and Enhancing Sensitivity in Receivers for Wireless Applications. Digital Signal Processing Solutions May 1999. Technical Brief SWRA030. Texas Instruments Incorporated.

Оценка нелинейности устройств для модулированных сигналов

Использование при тестировании модулированных сигналов

Имеется ряд стандартных измерений для определения степени искажения промодулированного сигнала, вызываемого нелинейным элементом. Например, выше было рассмотрено двухтоновое испытание, обеспечивающее хорошую индикацию степени нелинейности РЧ устройств, проявляемую при обработке простых видов сигналов. Используемые в современных цифровых ССПО сигналы, как правило, имеют **сложную шумоподобную структуру**.

При формировании и обработке сигналов в РЧ трактах из-за неидеальности характеристик используемых РЧ узлов нарушается "тонкая" структура сложных сигналов. Такие нарушения не удастся обнаружить с помощью **традиционных методов изучения сигнала** во временной и спектральной областях, являющихся достаточно инерционными. Традиционные временная и спектральная форма представления сложных сигналов, используемых в современных ССПО, не позволяет определить степень искажения сигнала из-за свойственного сигналу случайного характера и изменчивости. Для этого необходимо использовать более сложные методы, в том числе и статистические оценки. Из практики же известно, что даже незначительное нарушение "тонкой" структуры сложного сигнала в тракте передачи приводит к заметному ухудшению качества функционирования системы связи в целом.

Традиционные методы оценки качества тестируемых устройств, в том числе и широко используемый двухтоновый метод испытаний, также не дает реальной картины функционирования устройства в составе РЧ блока и его возможного вклада в ухудшение качества формируемого сигнала. Для выявления повреждений "тонкой" структуры сигнала необходимо использовать более точные, чувствительные инструменты, какими являются ряд новых параметров и характеристик, широко используемых в настоящее время.

Как правило, для получения этих параметров необходимо использовать в качестве тестового **реальные сложные сигналы**, дающие наиболее объективные оценки. Зачастую вид тестовых сигналов, их характеристики, в том числе и статистические, определяется соответствующими стандартами на систему подвижной связи. Однако в повседневной инженерной деятельности использование таких сигналов затруднено, так как для их формирования, обнаружения и количественной оценки вносимых тестируемым устройством искажений, требуется специальная дорогостоящая контрольно-измерительная аппаратура. Поэтому в ряде случаев **используются упрощенные методики**

испытаний, а в качестве тестового сигнала используется, например, белый шум.

Подрост спектра SR

При подаче реальных сложных модулированных сигналов на нелинейные устройства на их выходе возникают внеканальные излучения, называемые в англоязычной литературе "плечами". Они легко могут быть замечены на экране анализатора спектра.

Наиболее **общей оценкой степени искажений сложных сигналов** в узлах тракта передачи является измерение величины **подроста спектра SR** (*Spectral Regrowth*). Этот параметр используется, как правило, при тестировании мощных каскадов - УМ или всего тракта передачи в целом.

При измерении спектрального подроста, по сути дела, оценивается **степень искажения спектра**, проявляющегося при увеличении выходной мощности усилителя. Это требует сравнения **спектра реального** выходного сигнала на выходе исследуемого устройства, со стандартной тестовой спектральной маской - опорной копией.

Во время этой процедуры сначала производится снятие выходного спектра тестируемого устройства при выходной мощности, уменьшенной на 10 - 20 дБ по сравнению с максимальным значением. В этом режиме устройство работает **при отсутствии или очень малых нелинейных искажениях**. Полученная спектрограмма (рис. 8.12), сохраняется как опорная копия – тестовая спектральная маска. Затем выходная мощность усилителя увеличивается до **максимального значения**, при этом, как правило, появляются паразитные излучения по соседнему каналу – "плечи". Далее может быть измерена величина появляющегося спектрального подроста. Максимальное спектральное значение подроста вычисляется и отображается путем **сравнения двух спектральных масок**.

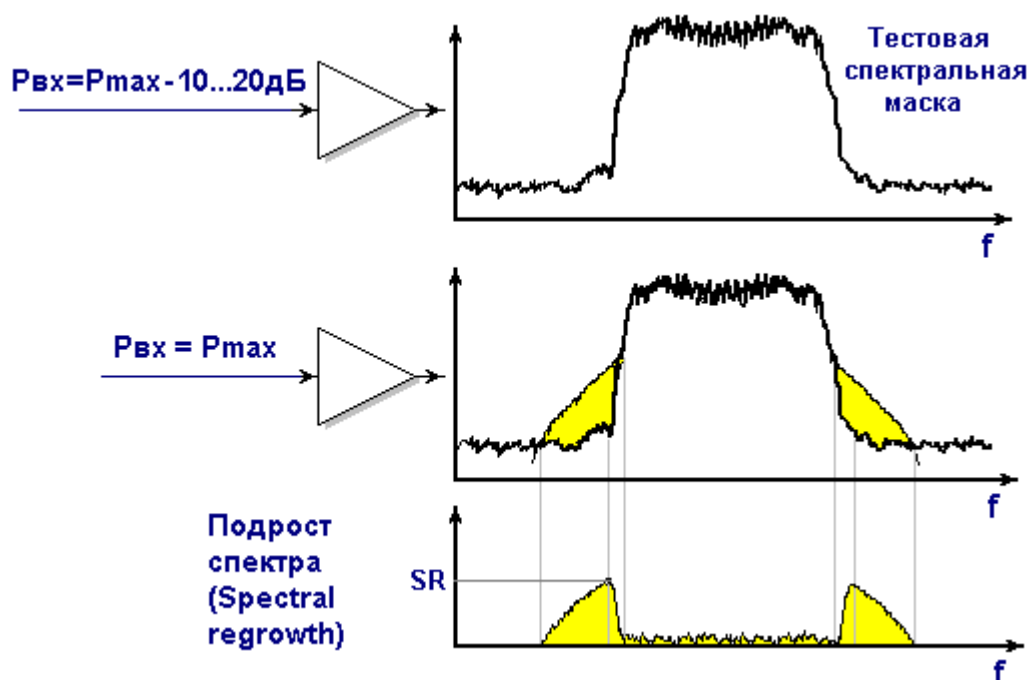


Рис. 8.12. Измерение подраста спектра

Измерение подраста спектра, заключающееся в сравнении двух спектрограмм, трудно делать вручную. Лучший путь состоит в том, чтобы использовать программу, которая будет автоматически вычитать значения двух графиков.

Коэффициент мощности в соседнем канале ACPR и ACLR

Коэффициент мощности в соседнем канале ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) - мера расширения, паразитного попадания сигнала в соседние каналы, вызванные нелинейностью тестируемого устройства. Как правило, этот параметр используется, чтобы оценить степень искажений, вызванных нелинейностью усилителей мощности и в целом трактов передачи РЧ блоков. Можно сказать, что коэффициент АСР характеризует их предрасположенность к созданию помех устройствам, использующим соседний РЧ канал системы радиосвязи.

В общем виде **коэффициент ACPR** определяется как выраженное в децибелах отношение величины мощности **P_1** в определенной полосе частот (**BW_1**) на центральной частоте рабочего канала, к величине мощности **P_2** , сосредоточенной в определенной полосе (**BW_2**) при заданной расстройке (**F**) от несущей частоты рабочего канала (**f_c**).

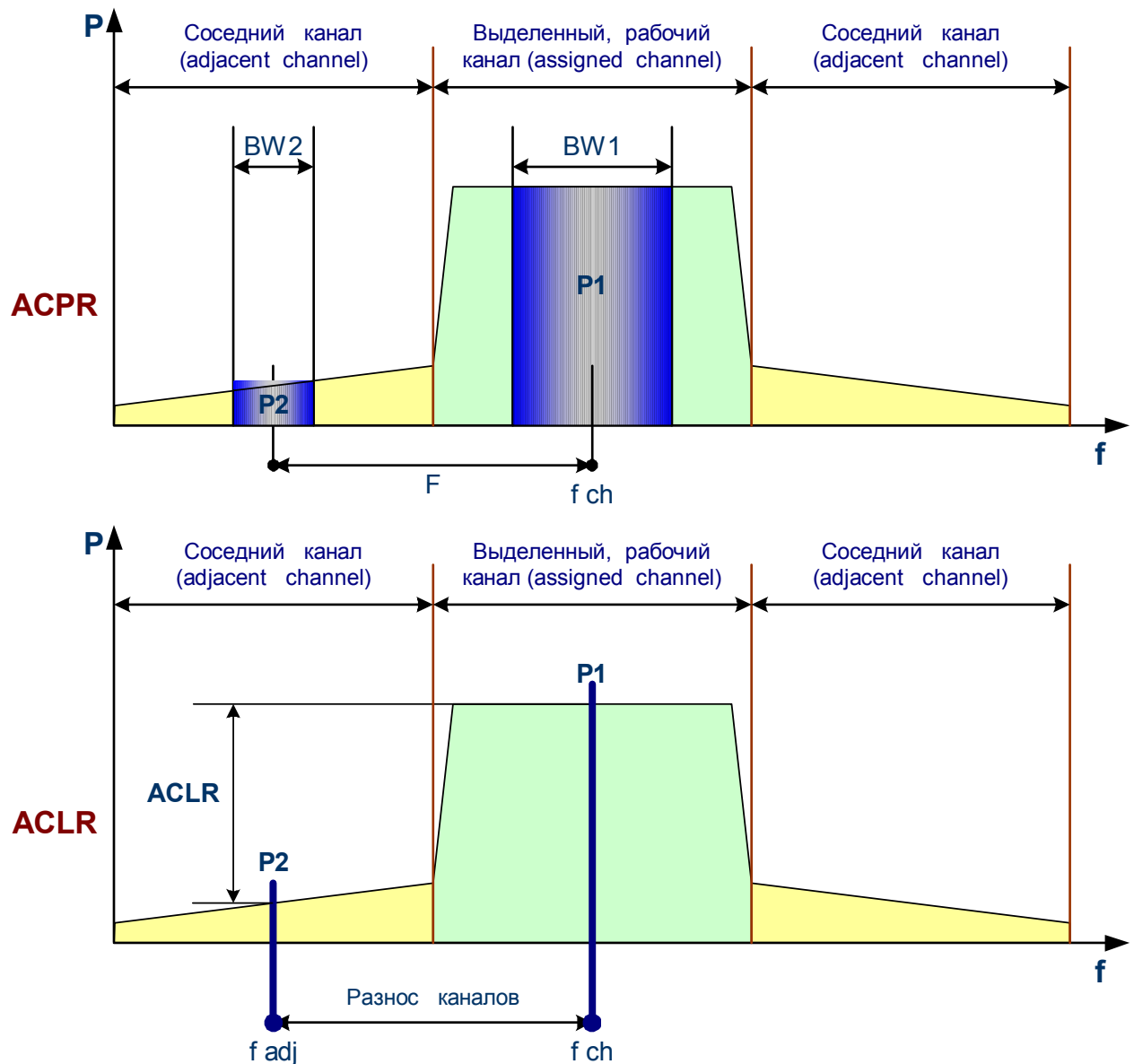


Рис. 8.13. Измерение коэффициентов ACPR и ACLR

Концепция измерения коэффициента ACPR иллюстрируется с помощью рис. 8.13. Конкретные значения используемых при измерениях величин полос частот, расстроек, мощностей для различных стандартов и технологий можно найти в соответствующих нормативных документах.

Для характеристики качества передатчиков систем связи **третьего поколения** WCDMA аналогично ACPR введен коэффициент ACLR. Этот коэффициент определен в 3GPP стандартах WCDMA, где дается следующее определение:

Коэффициент (отношение) мощности, просачивающейся в соседний канал ACLR (Adjacent Channel Leakage power Ratio): отношение средней мощности, сосредоточенной на частоте назначенного канала (*assigned channel*) к средней мощности, сосредоточенной на

частоте соседнего канала (*adjacent channel*) [3GPP TR 21.905]. В обоих случаях средняя мощность измеряется с применением измерительного фильтра, имеющего характеристику "корня приподнятого косинуса" (*Root Raised Cosine, RRC*) с коэффициентом крутизны $\alpha = 0.22$, в полосе частот, равной чиповой скорости (*chip rate*).

Коэффициент мощности шума NPR

Так как всеобъемлющее тестирование РЧ компонентов требует применения сложных сигналов и весьма затратно, в ряде случаев тестирование может быть произведено при использовании **более простых сигналов**, например – шума. В этом случае могут быть получены весьма информативные результаты, при резком уменьшении затрат на тестирование. Одним из параметров, получаемых подобным образом, является **коэффициент мощности шума NPR** (*Noise Power Ratio*) – мера нежелательного внутриканального искажения сигнала, вызванного нелинейностью тестируемого устройства. Как правило, этот параметр используется для характеристики усилителей мощности. Процесс тестирования иллюстрирует рис. 9.14.

Коэффициент NPR определяется как отношение спектральной плотности мощности шума сигнала белого шума, пропущенного через устройство, измеренной в центре провала в спектре, создаваемого режекторным фильтром, к спектральной плотности мощности шума без применения режекторного фильтра. Измерения производятся при условии, что усилитель возбуждается в каждом случае одинаковым уровнем мощности шума.

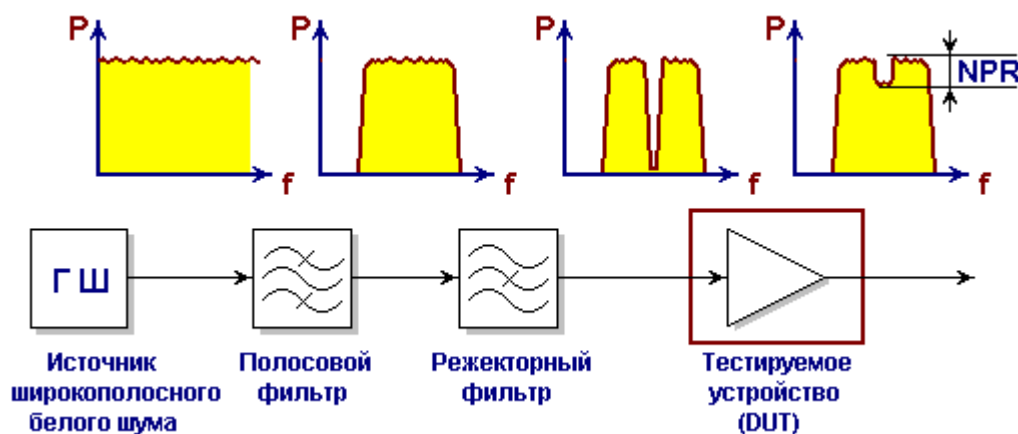


Рис. 8.14. Нахождение коэффициента мощности шума

Литература к разделу

- Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. -М.: Горячая линия - Телеком, 2002. -384 с.

7. Радиоприемные устройства/ В.Н. Банков, Л.Г. Барулин и др.: Под ред. Л.Г. Барулина. -М.: Радио и Связь, 1984. -272 с.
8. Дэвис Дж., Карр Дж. Карманный справочник радиоинженера/ Пер. с англ. -М.: Издательский дом "Додэка XXI", 2002. -544 с.

09. Радиоприемники ССПО

Функционирование радиоприемных устройств в ССПО

Основная функция тракта приема заключается в усилении принятого сигнала и его последующей демодуляции в присутствии сильных помех, шумов и замираний.

Уровень полученного сигнала в системах подвижной связи зависит от расстояния Tx-Rx и состояния среды распространения сигнала между передатчиком и приемником. В силу этого уровень РЧ сигнала на входе приемника ССПО может значительно измениться, что приводит к необходимости применения трактов приема с **большим динамическим диапазоном**.

В современных ССПО приемные устройства функционируют в очень тяжелых условиях, резко отличающихся от условий работы традиционных связных приемников. При этом имеется ряд **факторов**, существенно ухудшающих качество функционирования приемного устройства, **связанных с условиями работы в составе системы**:

- Параметры принимаемого сигнала постоянно изменяются за счет быстрых и медленных **замираний**;
- На входные узлы приемника наряду с полезным сигналом, поступающим по рабочему (выделенному данному абоненту) каналу воздействует **множество потенциально используемых сигналов** во всех других каналах, используемых в данной системе;
- На входе приемника действуют **интенсивные помехи**, уровень которых может значительно превышать мощность полезного сигнала;
- Тракт приема находится рядом, зачастую даже в одном корпусе ИС, с **трактом передачи**. При этом тракт передачи, формирующий мощные сигналы, может **создавать интенсивные помехи и шумы**, воздействующие на различные цепи близко расположенного тракта приема.

Ухудшение качества функционирования трактов приема

Наличие рассмотренных факторов может привести к возникновению различных **явлений, существенно ухудшающих качество функционирования** приемного устройства:

- Реальный тракт приема всегда **нелинеен**, поэтому при воздействии на него совместно с полезным сигналом различных помех **возникает ряд явлений**. К ним можно отнести: возникновение интермодуляционных продуктов (дополнительных внутренних помех), блокирование (забитие) тракта приема, сжатие полезного сигнала, появление перекрестной модуляции. Поэтому особую важность приобретает контроль и улучшение

параметров, характеризующих устойчивость приемника к воздействию внешних помех и шумов: линейность тракта приема, избирательность, наличие побочных каналов приема.

- Наличие используемых **соседних и ряда дополнительных каналов приема** приводит к тому, что по ним в тракт приема могут попадать **мощные нежелательные сигналы**;

- Приемники современных цифровых систем связи работают с **сигналами, имеющими очень сложную, шумоподобную структуру**. Зачастую такие сигналы имеют весьма "экстремальные" параметры: динамический диапазон, занимаемую полосу и т.д. Сигнал, поступающий на вход приемника, может быть идеален, но на выходе он будет испорчен из-за плохого, "неидеального" качества функционирования отдельных узлов или тракта приема в целом. Сложные сигналы должны **обработываться в очень высококачественных трактах**, не вносящих дополнительных искажений в сигналы, и без того испорченные реальными радиоканалами современных СССПО.

РЧ параметры приемопередатчика

Как уже отмечалось ранее, качество приемопередатчика обычно характеризуется рядом параметров, определяемых в трех частотных областях: канальной (*in-channel*), внеканальной (*out-of-channel*) и внеполосной (*out-of-band*).

Как правило, соответствующие нормативные документы современных ССПО содержат сведения, конкретизирующие определения различных параметров и характеристик РЧ трактов, уточняют порядок их измерения. Они отражают специфику использования ПК применительно к **конкретному радиointерфейсу ССПО**.

Параметры приемопередатчиков GSM и измерения, производимые в них, определены в следующих основных стандартах ETSI и ANSI:

- **GSM 05.05/ETS 300- 577**. GSM and DCS1800 Radio transmission and reception.
- **GSM 11.10/ETS 300-607**. GSM and DCS1800 Mobile Station (MS) conformance specification. Part 1: Conformance specification.
- **GSM 11.21/ETS 300-609**. Base Station System (BSS) equipment specification. Part 1: Radio aspects.
- **ANSI J-STD-007. PCS1900**. Air Interface Specifications.

Ряд параметров и характеристик радиоприемных устройств ССПО являются достаточно традиционными. Подробные сведения о них можно найти в литературе, приведенной в конце раздела. Здесь упомянем только о специфике их использования и учета применительно к РЧ блокам подвижной связи.

Основные показатели качества приемника

Для стандарта **GSM** основные нормируемые характеристики тракта приема приведены в документе GSM 05.05 - **Radio transmission and reception**.

Характеристики приемных устройств		Раздел GSM 05.05
Характеристики блокирования	Blocking characteristics	5.1
Характеристики подавления АМ	AM suppression characteristics	5.2
Интермодуляционные характеристики	Intermodulation characteristics	5.3
Паразитное излучение	Spurious emissions	5.4

Основные нормируемые характеристики тракта приема абонентского оборудования UE и базовых станций BS для стандарта **UMTS** можно найти в ряде документов:

- TS 25.101. User Equipment UE Radio Transmission and Reception (FDD).
- TS 25.102. User Equipment UE Radio Transmission and Reception (TDD).
- TS 25.104. UTRA (BS) FDD, Radio Transmission and Reception.
- TS 25.105. UTRA (BS) TDD, Radio Transmission and Reception.

Характеристики приемных устройств		Раздел TS 25.101 (FDD) TS 25.102 (TDD)
Характеристики разнесения	Diversity characteristics	7.2
Эталонная чувствительность	Reference sensitivity level	7.3
Максимальный уровень входного сигнала	Maximum input level	7.4
Избирательность по соседнему каналу	Adjacent Channel Selectivity (ACS)	7.5
Характеристики блокирования	Blocking characteristics	7.6
• Внутриполосное блокирование	<input type="checkbox"/> In-band blocking	7.6.1
• Внеполосное блокирование	<input type="checkbox"/> Out of-band blocking	7.6.2
• Широкополосное блокирование	<input type="checkbox"/> Narrow band blocking	7.6.3
Избирательность по побочному каналу	Spurious response	7.7
Интермодуляционные характеристики	Intermodulation characteristics	7.8
Паразитное излучение	Spurious emissions	7.9

Вероятностные характеристики приемных устройств

Для оценки качества функционирования приемных устройств цифровых систем связи используется ряд вероятностных характеристик. Прежде всего, это различного рода **коэффициенты ошибок: битовых (*bit error rate, BER*), фреймовых FER и т. Однако, следует отметить, что для нахождения величин таких ошибок необходимо наличие не только собственно РЧ тракта приема, но и цифрового бейсбэнд тракта.**

В системах связи стандарта UMTS при действии сигнала помехи величина BER не должна превышать 10^{-3} . [TS 25.101, 7.6].

- **Остаточный коэффициент битовых ошибок** (*Residual bit error rate*) определяется как отношение количества ошибок, обнаруженных в кадрах, определенных как "хорошие" ("*good*" *frame*) к количеству передаваемых битов в "хороших" кадрах. [GSM 05.05, 6.4].

Чувствительность приемника

Одним из важнейших показателей качества тракта приема является его чувствительность (*Sensitivity*). Чувствительность определяется как минимальный уровень сигнала входного сигнала устройства, необходимый для обеспечения требуемого качества полученной информации.

Традиционно чувствительность приемника определяется наименьшим уровнем сигнала на входе приемника, который приемник может обнаружить при обеспечении удовлетворительного для демодуляции отношения сигнал-шум SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) на выходе приемника.

В цифровых системах связи качество измеряется коэффициентом битовых ошибок. Для заданного коэффициента битовых ошибок необходимо определенное отношение сигнал-шум на входе информационного блока.

||| **Чувствительность** определяет абсолютный уровень мощности входного сигнала, обеспечивающий требуемое отношение сигнал-шум SNR на выходе приемника.

Для системы с цифровой схемой модуляции минимальный коэффициент битовых ошибок BER (*Bit Error Rate*) определяет минимальное SNR (E_b/N_0), необходимое для удовлетворительного воспроизводства желательного сигнала. Высокопоставленные моделирования системы помогают оценивать минимум E_b/N_0 (для данной архитектуры демодулятора) в присутствии потерь канала типа результата(влияния) закона мощности и исчезновения.

Чувствительность приемного устройства определяется коэффициентом его усиления **Кус**. Приемник должен обеспечивать усиление даже самых слабых входных сигналов до выходного уровня, необходимого для нормального функционирования устройства. Однако, на входе приемника действуют помехи и шумы, которые также усиливаются в приемнике и могут ухудшать качество его функционирования. Кроме того, на выходе приемника появляются усиленные внутренние шумы приемника. Чем меньше внутренние шумы - тем лучше качество приемника, тем выше его чувствительность.

Для обеспечения нормального функционирования приемного устройства необходимо обеспечить требуемое превышение выходного сигнала всех действующих на выходе шумов и помех. Чувствительность приемника может быть охарактеризована несколькими параметрами:

- реальной чувствительностью;
- предельной чувствительностью;

- чувствительностью, ограниченной усилением;
- чувствительностью, ограниченной помехами.
- **Реальная чувствительность** - минимальное значение мощности или напряжения сигнала в антенне, при котором обеспечивается требуемое превышение шумом сигналом, определяемое заданной номинальной мощностью или напряжением на выходе приемника.
- **Предельная чувствительность** ограничивается внутренними шумами.

Нормативными документами для приемных устройств систем GSM введено понятие **эталонной чувствительности** (*Reference Sensitivity*) [GSM 05.05, 6.2]:

Величины эталонной чувствительности в показателях разрушения кадра (*frame erasure*), битовой ошибки (*bit error*) или остаточного коэффициента битовых ошибок (*residual bit error rate*) для различных типов каналов GSM и состояния распространения (*propagation condition*) приведены в таблице 1 [GSM 05.05, 6.4]. Фактический уровень чувствительности (*actual sensitivity level*) устройств определяется как уровень входного сигнала, для которого выполняется заданное условие. Фактический уровень чувствительности должен быть меньше, чем опорный уровень чувствительности. Эталонный уровень чувствительности для различных типов оборудования приведен в таблице:

DCS 1800 class 1 or class 2 MS	100 дБм
DCS 1800 class 3 MS	102 дБм
GSM 900 small MS	102 дБм
Другие GSM 900 MS и обычные BTS	104 дБм
GSM 900 micro BTS M1	97 дБм
GSM 900 micro BTS M2	92 дБм
GSM 900 micro BTS M3	87 дБм
DCS 1800 micro BTS M1	102 дБм
DCS 1800 micro BTS M2	97 дБм
DCS 1800 micro BTS M3	92 дБм

Приведенные технические данные для базовых станций BTS должны быть выполняться, когда в двух таймслотах, смежных (соседних) с необходимым, обнаруживаются пригодные GSM сигналы, на 50 дБ превышающие мощность в требуемом таймслоте. Для мобильной станции MS вышеупомянутые требования должны выполняться для двух смежных таймслотов, на 20 дБ превышающих необходимый.

- **Эталонная чувствительность** приемника абонентского оборудования системы UTRA определяется как минимальный уровень сигнала на входе антенны, при котором выходная вероятность ошибки на бит **BER** (*Bit Error Rate*) не превышает заданной величины $10E-3$ [TS 25.101/TS 25.102, 7.3].

Параметры, определяемые наличием побочных каналов приема

К **побочным каналам** приема супергетеродинного приемника, возникающим при преобразовании частоты обрабатываемого сигнала, относятся:

- **зеркальный канал:** $f_{\text{зер}} = f_{\text{гет}} \pm f_{\text{пч}}$;
- **каналы комбинационных частот:** $f_{\text{ком}} = \pm N f_{\text{гет}} \pm M f_{\text{пч}}$;
- канал приема, частота которого равна **промежуточной частоте** приемника $f_{\text{пч}}$.

Образование зеркального канала

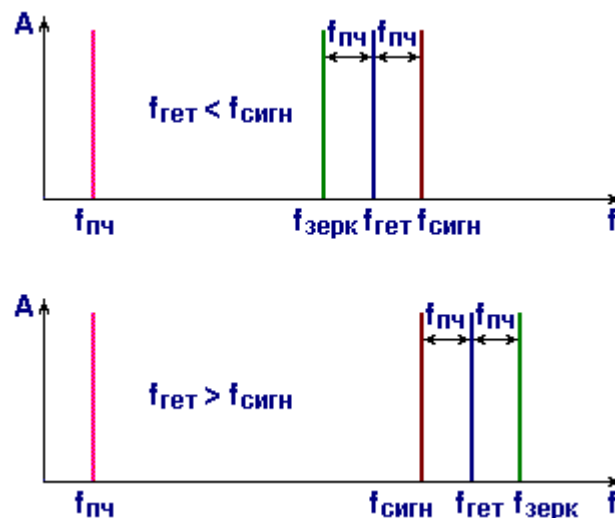


Рис. 9.1. Образование побочных каналов приема в супергетеродине

Сигналы с частотами зеркального канала переносятся на промежуточную частоту без ослабления, точно так же, как и полезный сигнал. Усиление преобразователя частоты по основному и зеркальному каналу (*Image Channel*) одинаково, поэтому влияние сигналов, попадающих в этот канал особенно велико.

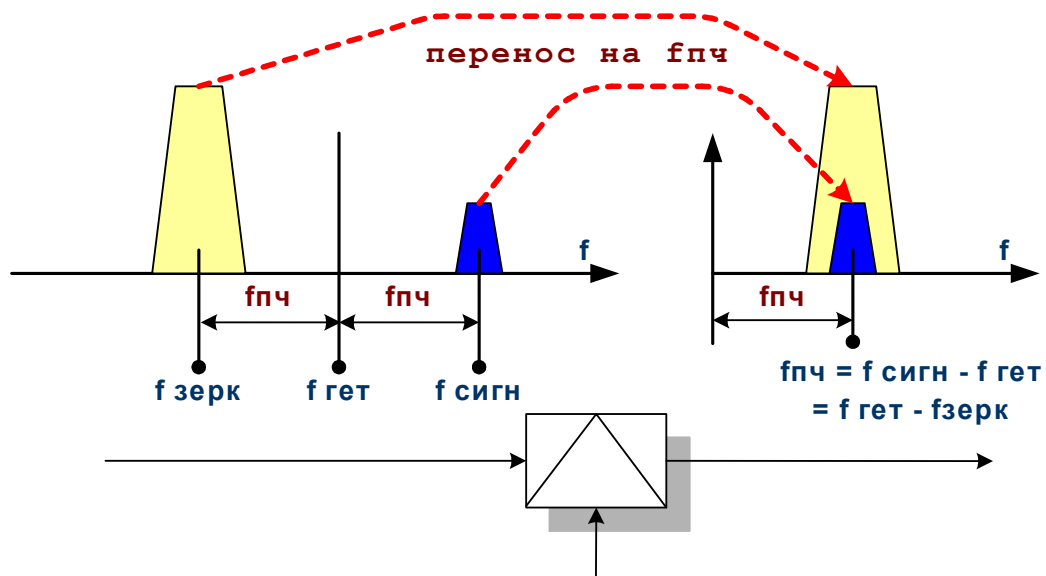
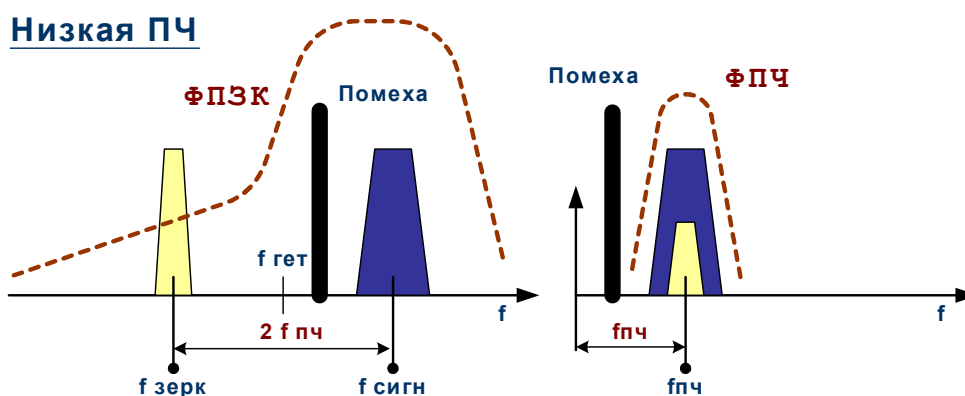
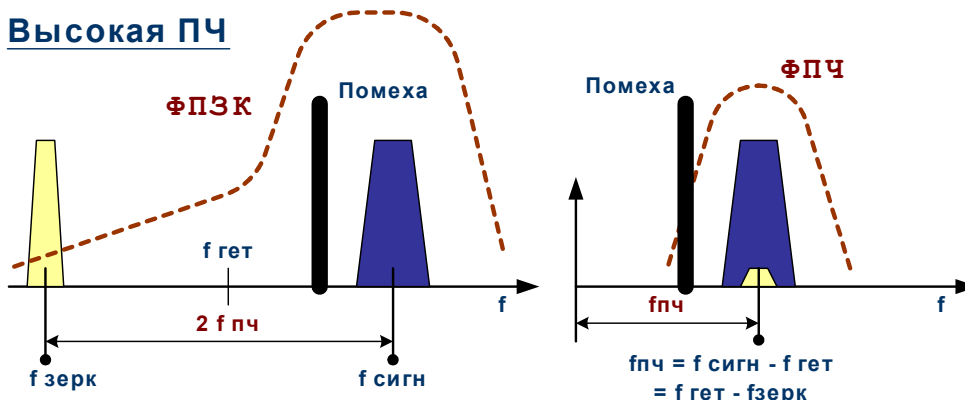


Рис. 9.2. Перенос полезного и зеркального сигналов на промежуточную частоту

Проблема выбора значения ПЧ

Сигналы с частотами, попадающими в побочные каналы приема, должны быть отфильтрованы уже на входе приемного устройства - в преселекторе. Подавление сигнала по зеркальному каналу производится обычно стоящим перед первым смесителем полосовым фильтром, который зачастую так и называется: фильтр подавления зеркального канала **ФПЗК** (*Image Reject Filter*).

Низкая ПЧВысокая ПЧ**Рис. 9.3. Выбор значения промежуточной частоты**

Выбор **высокого значения промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ}}$** облегчает подавление зеркального канала, что иллюстрирует рис. 9.3.

Однако при выборе **низких значений промежуточной частоты** обеспечивается более **устойчивая работа** каскадов ПЧ и высокая **избирательность по соседнему каналу**. С учетом этого **противоречия** и происходит выбор значений промежуточных частот в супергетеродинных приемниках.

Параметры, обусловленные нелинейностью тракта приема

Для оценки линейности и **качества тракта приема в целом** используется целый ряд характеристик и параметров, уже рассмотренных ранее в разделе, посвященном основным параметрам отдельных РЧ компонентов:

- Интермодуляционные параметры;
- Блокирование и однодецибелная точка компрессии;
- Точки пересечения второго и третьего порядка;
- Динамический диапазон.

Интермодуляция

Интермодуляция (*Intermodulation*) – явление возникновения на выходе приемника помех при действии на его входе двух или более помех, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема.

В результате взаимодействия помех с частотами **f_1** и **f_2** на нелинейных элементах приемного устройства возникают **интермодуляционные продукты** вида:

$$f_{in} = \pm m f_1 \pm n f_2.$$

При этом в приемном тракте может получаться сигнал помехи с частотой, равной частоте полезного сигнала или попадающей в полосы каналов побочного приема приемника. Такие помехи обрабатываются в приемном устройстве совместно с полезным сигналом, ухудшая качество принимаемого сообщения.

На практике для количественной оценки интермодуляционных искажений (*Intermodulation Distortion, IMD*) используют коэффициенты, вычисляемые при подаче на вход приемника двух внеполосных гармонических сигналов **f_1** и **f_2** с равными амплитудами:

- **коэффициент интермодуляционных искажений второго порядка** – отношение амплитуды комбинационной составляющей **$2f_2 \pm f_1$** , к амплитуде одного из этих сигналов на входе;
- **коэффициент интермодуляционных искажений третьего порядка** (*Third Order Intermodulation Distortion, IMD*)- отношение амплитуды комбинационной составляющей **$2f_2 - f_1$** , к амплитуде одного из этих сигналов на входе.

Продукты третьего и более высоких порядков, возникающие при смешивании двух интерферирующих радиосигналов может создавать сигнал помехи в рабочем канале. Так как полоса обрабатываемых частот обычно ограничивается в преселекторе на входе приемника, нелинейность измеряется путем подачи на вход приемного устройства двух сигналов равной амплитуды с частотами f_1 и f_2 , достаточно близко расположенными к частоте настройки приемника, и измерением уровня продуктов интермодуляции **третьего порядка** **$2f_1 - f_2$** и **$2f_2 - f_1$** . Другие комбинационные продукты обычно находятся вне полосы рабочих частот приемника.

Подавление эффекта интермодуляции (*Intermodulation response rejection*) – мера способности приемника принимать требуемый сигнал на назначенной частоте канала в присутствии двух или более сигналов помех, которые имеют определенное соотношение частот с требуемым сигналом [TS 25.102, 7.8].

Блокирование

Нелинейные искажения принимаемого сигнала в приемном устройстве могут возникать не только в том случае, если его уровень значителен, но и при воздействии сильной внеполосной помехи. Нелинейность приемного тракта приводит к тому, что при появлении помех, воздействующих на вход приемника на частотах, которые не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема, происходит изменение уровня сигнала или изменение отношения сигнал/шум на выходе приемника. Воздействие мощной помехи на вход приемника приводит к **снижению коэффициента усиления устройства**. Такое явление называется **блокированием** или **забитием** (*Blocking*). Численно блокирование может быть оценено с помощью коэффициента блокирования (забития):

$$K_{\text{бл}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{бл}}) / U_{\text{вых}},$$

где: ***U_{вых}*** - амплитуда сигнала на выходе приемника при отсутствии помехи на входе;

U_{бл} - амплитуда сигнала на выходе приемника при действии помехи на входе.

Таким образом, при отсутствии блокирования в приемнике $K_{\text{бл}} = 0$. Коэффициент блокирования тем сильнее, чем больше уровень помехи на входе и чем ближе частота помехи к частоте полезного сигнала. Характеристики частотной избирательности приемного устройства по блокированию обычно строят при заданном коэффициенте блокирования 3 дБ или 6 дБ, что составляет $K_{\text{бл}} = 0,3$ или $0,5$ соответственно. При этом на вход подается полезный сигнал с уровнем, равным чувствительности приемного устройства.

Характеристика блокирования (*blocking characteristic*) - мера способности приемника получить требуемый сигнал на назначенной частоте канала в присутствии нежелательного сигнала, действующего на частотах, отличных от каналов побочного приема (*spurious response*) или соседних каналов (*adjacent channel*). При этом нежелательный входной сигнал не должен вызывать снижения качества функционирования приемника ниже определенных ограничений, определяемых стандартом. При действии сигнала помехи в системах UMTS величина BER не должна превышать $10E-3$. [TS 25.101, 7.6].

Другое полезное определение для оценки линейности тракта - односторонняя точка компрессии, (*1-dB compression point*), определяемая как точка на амплитудной характеристике, в которой коэффициент усиления по мощности уменьшается на 1 дБ по сравнению с идеальным.

Динамический диапазон приемника

Динамический диапазон приемника (*Receiver Dynamic Range*) с одной стороны определяет способность приемника обнаруживать слабый входной сигнал, больший уровня шума, с другой - обрабатывать сигналы большого уровня без искажения. Отношение максимального сигнала к минимальному сигналу во входе приемника и определяет динамический диапазон. Из специфической важности - динамический диапазон, свободный от помех **SFDR** (*spurious free dynamic range*), и динамический диапазон по блокированию **BDR** (*blocking dynamic range*).

- **Динамический диапазон, свободный от помех SFDR**, основан на отношении между максимальным входным уровнем, для которого интермодуляционные продукты третьего порядка имеют уровень, меньший уровня шума, и минимальным различимым сигналом (*minimum discernable signal*) S_{min} .
- Верхнюю границу **динамического диапазона по блокированию BDR** определяет сигнал однодецибелной точки блокирования, нижнюю - S_{min} . Математически BDR выражается следующим образом:

Максимальный коэффициент усиления функционально законченного тракта приема определен, принимая во внимание самое большое возможное внутриполосное блокирование P_{bl} . Это означает, что максимальный коэффициент усиления зависит от качества фильтрации перед каскадами усиления. Если уровень сигнала, требуемый во входе демодулятора - P_{req} , то максимальный коэффициент усиления определяется следующим уравнением:

Самый большой возможный доступный сигнал P_{sig} (Макс) определяет минимальный коэффициент усиления. Уравнение для вычисления минимального коэффициента усиления:

Динамический диапазон (*Receiver Dynamic Range*) приемника (ДДП) - диапазон изменений уровня входного сигнала, в пределах которого приемник ведет себя как линейное устройство. ДДП снизу ограничен уровнем собственных шумов приемника, сверху - проявляющимися нелинейными эффектами. Вне этих границ нарушается пропорциональность зависимости выходного сигнала устройства от входного. Количественно ДДП оценивается отношением максимального уровня **P_{max}** входного сигнала, при котором используется нелинейный критерий меньше допустимого, к минимальному уровню входного сигнала **P_{min}** , при котором отношение сигнал/шум на выходе приемника равно заданному значению. При этом чаще всего на практике используется ДДП по мощности, выраженный в дБ:

$$D[дБ] = 10 \lg (P_{max} / P_{min}).$$

Обратимся к ранее рассмотренному рисунку. Расстояние от точки пересечения прямой IMP3 с прямой, соответствующей уровню внутренних шумов устройства, до прямой А называется динамическим диапазоном по

интермодуляционным помехам (*intermodulation limited dynamic range*). В зарубежной литературе для обозначения этого диапазона иногда используется обозначение SFDR (*spurious-free dynamic range*).

Таким образом, **нижнюю границу** этого динамического диапазона определяет уровень внутренних шумов устройства, приведенный ко входу, **верхнюю границу** - уровень сигнала на входе, при котором уровень интермодуляционных продуктов начинает превышать уровень внутренних шумов устройства и эти продукты будут препятствовать нормальной работе устройства.

Избирательность

Избирательность (*Selectivity*) или **селективность приемного устройства** - это совокупность параметров, характеризующая его способность выбрать желательный сигнал из массы сигналов, воздействующих на вход, и ослаблять мешающее действие сигналов, действующих по дополнительным (побочным) каналам приема.

Оценка таких параметров чаще всего производится с помощью **логарифмической меры мощности дБмВт**, которая сокращенно записывается дБм (**dBm**):

$$P [\text{дБм}] = 10 \lg P / 1 \text{ мВт.}$$

Данная мера показывает, на сколько дБ оцениваемая мощность отличается от мощности 1 мВт (**Decibel, relative to 1 mW**).

Для наиболее часто используемых супергетеродинных структур можно выделить **три группы параметров, используемых для оценки избирательности**:

- параметры, определяемые характеристиками тракта приема (избирательность по соседнему каналу);
- параметры, определяемые совместным воздействием на вход приемника полезного сигнала и мощной помехи (коэффициент забития, интермодуляция, перекрестные искажения);
- параметры, определяемые наличием побочных каналов приема.

Другая важная характеристика приемника - его избирательность или селективность (*selectivity*). Селективность - способность приемника удовлетворительно выделить и обработать полезный сигнал в присутствии сильных помех, действующих в соседних каналах, и блокирования канала. В большинстве структур селективность приемника определяется фильтром тракта ПЧ.

Избирательность по соседнему каналу

Избирательность по соседнему каналу ACS (*Adjacent Channel Selectivity*) - это мера способности приемника принимать полезный сигнал на назначенной частоте канала в присутствии мешающего

||| сигнала по соседнему каналу при заданной частотной расстройке от центральной частоты назначенного канала [TS 25.101, 7.5].

При этом стандартом UMTS оговаривается **необходимое качество функционирования приемника**: в присутствии мешающего сигнала по соседнему каналу (± 5 МГц) величина BER не должна превышать 10^{-3} .

Избирательность по каналам побочного приема

||| **Избирательность по каналам побочного приема** (*Spurious response*) - мера способности приемника получить полезный (желательный) сигнал на назначенной частоте канала без превышения заданного ухудшения из-за присутствия нежелательного немодулированного сигнала помехи на любой другой частоте, на которой характеристика получена, то есть для которого не достигнут предел блокирования (*blocking limit*), выполнен [TS 25.101, 7.7].

Обратное преобразование шумов гетеродина

Другой важный механизм, который ограничивает динамический диапазон приемника - обратное преобразование шумов гетеродина (*Reciprocal mixing*). Фазовый шум гетеродина (LO) путем гетеродинирования переносит нежелательный сигнал помехи в диапазон полезного сигнала – тракт ПЧ. Это приводит к ухудшению отношения с/ш на выходе приемника. Таким образом, **используемые гетеродины должны иметь настолько низкий фазовый шум**, чтобы при наихудшем условии блокирования он создавал шумы, меньшие уровня шума приемника.

Литература

9. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. -М.: Горячая линия - Телеком, 2002. -384 с.
10. Радиоприемные устройства/ В.Н. Банков, Л.Г. Барулин и др.: Под ред. Л.Г. Барулина. -М.: Радио и Связь, 1984. -272 с.
11. Дэвис Дж., Карр Дж. Карманный справочник радиоинженера/ Пер. с англ. -М.: Издательский дом "Додэка XXI", 2002. -544 с.

10. Параметры радиопередатчиков ССПО

Частотные и спектральные характеристики передатчиков

Следует подчеркнуть здесь особенности использования терминов, относящихся к частотным характеристикам ССПО.

В регламентирующих документах ССПО термин «полоса частот» (**band**) принято относить ко всему спектру частот, отведенному для функционирования системы связи определенного стандарта. Так, например, полоса частот, используемая системами стандарта GSM900, занимает 890 - 915 МГц и 935 - 960 МГц, в то время как термин «канал» (**channel**) относится к полосе частот, занимаемой в системе только одним пользователем, т.е. 200 кГц в GSM. Таким образом, качество приемопередатчика обычно определяется его параметрами в трех частотных областях: канальной (**in-channel**), внеканальной (**out-of-channel**) и внеполосной (**out-of-band**).

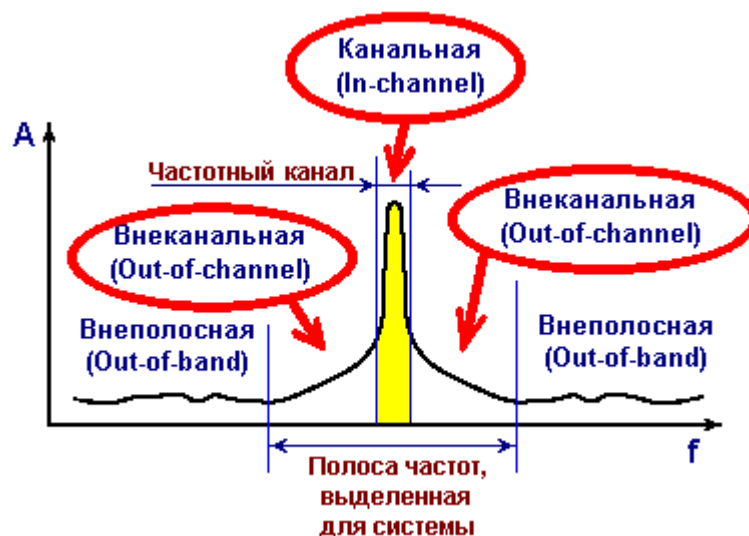


Рис. 10.1. Канальные, внеканальные и внеполосные области частот

Внутриканальные параметры определяют качество связи с оценкой следующих основных характеристик:

- фазовая ошибка сигнала (*Phase error*),
- средняя частотная ошибка (*mean frequency error*),
- средняя переданная мощность РЧ несущей (*Mean transmitted RF carrier power*),
- зависимость переданной мощности РЧ несущей от времени (*Transmitted RF carrier power versus time*).

Внеканальные параметры определяют величину помех, создаваемых данным абонентским оборудованием другим пользователям системы:

- Спектр, обусловленный модуляцией и широкополосным шумом (*Spectrum due to modulation and wideband noise*);

- Спектр, обусловленный процессами коммутации (*Spectrum due to switching*);
- Побочные составляющие в диапазонах приема и передачи (*Tx and Rx band spurious*).

Внеполосные параметры определяют величину помех, создаваемых системой связи другим пользователям радиоспектра. При этом производят, например, оценку перекрестных (*cross band spurious*) и широкополосных помех (*wideband spurious*).

Нормативными документами Международного Союза Электросвязи ITU введены следующие определения:

- **Нежелательные излучения** (*unwanted emissions*): состоят из внеполосных и побочных излучений.
- **Внеполосное излучение:** (*Out-of-band Emission*) - излучение на частоте или на частотах, непосредственно примыкающих к необходимой полосе частот, которое является результатом процесса модуляции, но не включает побочное излучение.
- **Побочное излучение:** (*Spurious emissions*) - излучение на частоте или на частотах, расположенных за пределами необходимой ширины полосы частот, уровень которого может быть снижен без ущерба для соответствующей передачи сообщений. К побочным относят гармонические и паразитные излучения, интермодуляционные продукты (*intermodulation products*) и продукты преобразования частот (*frequency conversion*), но не включают внеполосное излучение.

Основные параметры передатчиков ССПО

Для того чтобы сформировать технические требования для передающего устройства ССПО, должны быть заранее известны следующие общие параметры системы:

- Диапазон рабочих частот;
- Количество формируемых несущих частот;
- Вид модуляции и точность ее осуществления;
- Допустимые излучения в рабочей полосе (*in-band emissions*);
- Допустимые внеполосные излучения (*out-of-band emissions*);
- Ширина полосы частот, занимаемая сигналом;
- Динамический диапазон формируемого сигнала;
- Отношение пикового значения сигнала к среднему (*peak-to-mean ratio*);
- Максимальная рабочая выходная мощность и мощность, излучаемая в других режимах (дежурный, уменьшения энергопотребления, отключения);
- Требования к диапазону, точности и методам регулировки выходной мощности;
- Время перестройки устройства с одного рабочего канала на другой;
- Общие условия эксплуатации передающего устройства.

Как правило, детализированные требования, предъявляемые к основным характеристикам передающих устройств, приводятся в соответствующих нормативных документах на ССПО. Например, стандарт

[3GPP TS 25.142 V3.4.0 **Base station conformance testing** (TDD), раздел 15] определяет следующие параметры, подлежащие обязательной проверке при аттестационных испытаниях (тестировании) базовых станций систем подвижной связи третьего поколения UTRA.

Параметр		Раздел стандарта TS 25.142
Максимальная выходная мощность	Maximum output power	6.2
Стабильность частоты	Frequency stability	6.3
Динамика выходной мощности	Output power dynamics	6.4
Управление мощностью во внутренней петле	Inner loop power control	6.4.1
Шаги управления мощностью	Power control steps	6.4.2
Динамический диапазон управления мощностью	Power control dynamic range	6.4.3
Минимальная передаваемая мощность	Minimum transmit power	6.4.4
Мощность в основном канале CCPCN	Primary CCPCN power	6.4.5.
Передаваемая мощность в режиме отключения	Transmit OFF power	6.5
Спектр выходного сигнала	Output RF spectrum emissions	6.6
Занимаемая полоса частот	Occupied bandwidth	6.6.1
Внеполосные излучения	Out-of-band emission	6.6.2
Спектральная маска излучений	Spectrum emission mask	6.6.2.1
Коэффициент утечки мощности по соседнему каналу	Adjacent Channel Leakage power Ratio (ACLR)	6.6.2.2
Побочные излучения	Spurious emissions	6.6.3
Обязательные требования	Mandatory requirements	6.6.3.2.1
Совместимость с GSM 900	Co-existence with GSM 900	6.6.3.2.2
Совместимость с DCS 1800	Co-existence with DCS 1800	6.6.3.2.3
Совместимость с UTRA FDD	Co-existence with UTRA FDD	6.6.3.2.4
Интермодуляция в передатчике	Transmit intermodulation	6.7
Модуляция в передатчике	Transmit modulation	6.8
Точность модуляции	Modulation accuracy	6.8.1
Пиковая ошибка кодовой области	Peak code domain error	6.8.2

Векторный анализ сигналов

Коэффициент битовых ошибок BER является самым лучшим показателем, позволяющим оценить качество приемопередатчика, но BER тестирование не всегда возможно при разработках РЧ блока, ведь для измерения BER наряду с РЧ блоком необходимо наличие информационного

тракта (*Baseband Section*) для полной цифровой обработки принятого сигнала. Кроме того, оценка BER может показать, что проблема качества устройства существует, но она не дает возможности выявить источник проблемы. Альтернативным измерению BER видом тестирования является исследование качества демодулируемого сигнала с помощью векторного анализа.

Величина вектора ошибки EVM

Одним из наиболее широко используемых **количественных** показателей качества модуляции в цифровых системах связи служит величина вектора ошибки EVM (*Error Vector Magnitude*).

В общем случае **вектор ошибки EV** - векторное различие между идеальным опорным сигналом (*ideal reference signal*) и измеряемым сигналом (*measured signal*).

Не следует путать величину (амплитуду) вектора ошибки (*magnitude of the error vector*) с ошибкой амплитуды (*magnitude error*), и фазу вектора ошибки (*phase of the error vector*) с ошибкой фазы (*phase error*). Графическое изображение этих различий показано на рис. 10.2 ниже.

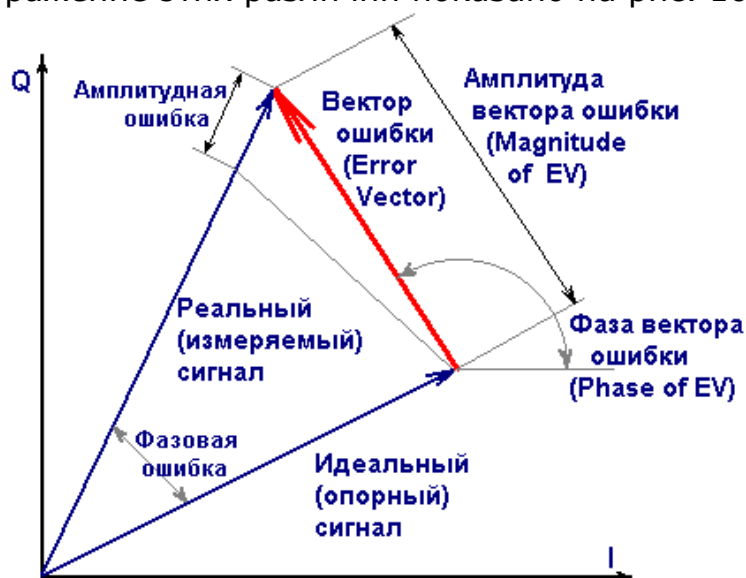


Рис. 10.2. Графическое представление вектора ошибки EVM

Вектор ошибки содержит амплитудную и фазовую компоненты. Выразаясь по-другому можно сказать, что вектор ошибки - остаточный шум и искажения, остающиеся после того, как удалена идеальная версия сигнала.

Для вычисления **величины (амплитуды) вектора ошибки EVM** для каждого символа сигнала необходимо найти значения вектора ошибки как **разность** между идеальным опорным положением сигнальной точки и положением сигнальной точки реального измеряемого сигнала.

Как правило, величина вектора EVM нормализуется относительно среднеквадратичного значения (*root-mean-square, rms*) мощности символа:

$$EVM = (\text{среднеквадратичное значение вектора ошибки} / \text{среднеквадратичное значение мощности символа}) \times 100 \ \%.$$

Значение вектора EVM дает возможность определить источники ошибок и их вклад в процесс формирования и обработки сигналов в цифровых системах. Он чувствителен к любому ухудшению качества сигнала, влияющему на величину и фазовую траекторию демодулируемого сигнала.

Перед измерением EVM необходимо произвести нормализацию измеряемого сигнала.

Измерение величины вектора ошибки

Существует регулярные искажения созвездия, образно говоря, видные глазом: смещение DC, амплитудный и фазовый разбаланс и т.д. Все они при измерении EVM должны предварительно быть скомпенсированы. Т.е. все ошибки, которые можно легко устранить, должны быть устранены. В результате на сигнальном созвездии остаются шумы, дискретные помехи в тракте опорного и принимаемого сигнала и фазовые искажения.

Практически измерение величины EVM чаще всего происходит с использованием так называемого двухточечного метода. При этом на вход измерителя EVM наряду с исследуемым сигналом подается идеальный опорный сигнал.

При одноточечном методе опорный сигнал формируется непосредственно из исследуемого (принятого) сигнала.

Недостатком данного метода является необходимость использования дополнительных устройств и узлов получения исходной символьной последовательности (демодулятор) и формирования опорного сигнала (модулятор).

Интегральная функция распределения CCDF

К сожалению, временная форма сложных сигналов, используемых в современных ССПО, не позволяет определить степень искажения сигнала из-за свойственного ей случайного характера и изменчивости. Чтобы извлекать полезную информацию из этого шумоподобного сигнала, необходимо статистическое описание уровней мощности этом сигнале, и дает это широко используемая в настоящее время кривая интегральной функции распределения CCDF (*complementary-cumulative-distribution-function*).



Рис. 10.3. Интегральная функция распределения CCDF для сигналов QPSK (красный) и 16QAM при $a=0,5$

Функция CCDF показывает, сколько времени сигнал равен или превышает определенный уровень мощности и отображает, по сути дела, динамику огибающей сигнала.

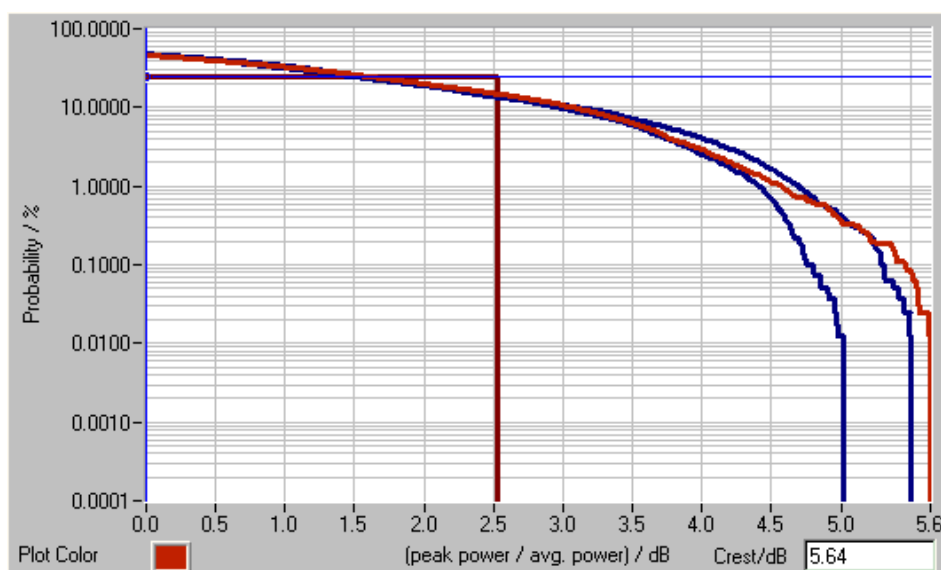


Рис. 10.4. Интегральная функция распределения CCDF для нефильтрованного 16QAM сигналов и при $a=0,8$; $a=0,5$ и $a=0,3$

Уровень мощности выражается в децибелах относительно средней мощности. Например, каждая из линий поперек сигнала, показанного на **рис. 10.4** представляет уровень удельных мощностей выше среднего уровня.

С помощью кривых CCDF можно определить ряд важных характеристик при проектировании и эксплуатации РЧ устройств:

- Определить запас по усилению, требуемый при проектировании компонента.
- Подтвердить адекватность проектирования устройств, например усилителя мощности, путем сравнения кривых CCDF на его входе и выходе. Если устройство спроектировано и эксплуатируется правильно, кривые совпадают, если не правильно, то происходит сжатие сигнала, соответственно отношение пикового значения сигнала к среднему уменьшается.

Однако сжатие сигнала может быть легко обнаружено путем сравнения CCDF входного сигнала и усиленного выходного сигнала, что иллюстрирует **рис. 10.5**. Этот эффект делает CCDF хорошим индикатором оценки степени линейности тракта передачи, в частности уровня компрессии сигнала в УМ.

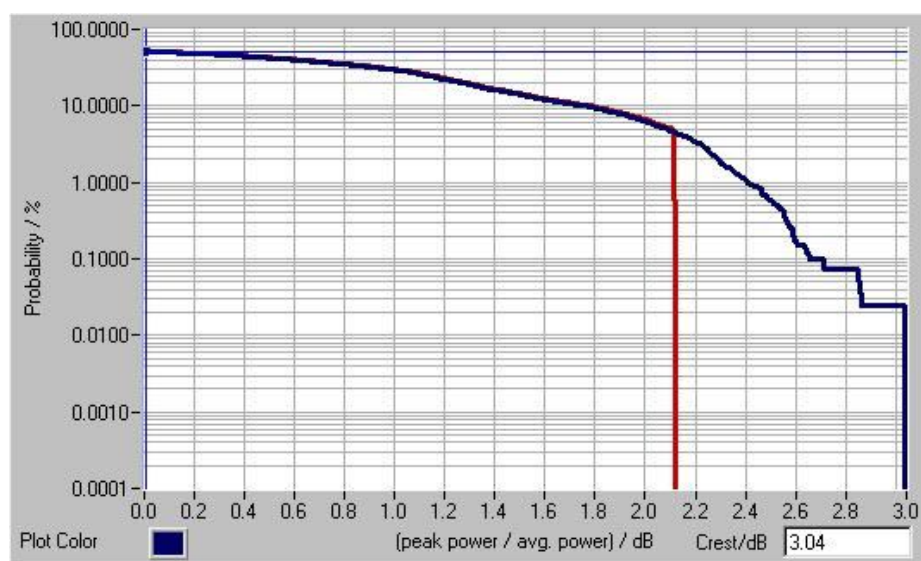


Рис. 10.5. Использование интегральной функции распределения CCDF для оценки нелинейности УМ (уровень ограничения 1,8 дБ) при усилении QPSK сигнала

Для сравнения на рисунке ниже показаны векторные диаграммы на входе и выходе усилителя с ограничением. Эффект ограничения проявляется в "срезании" выбросов сигнальных траекторий по углам диаграммы. Такой метод выявления искажений является все-таки менее наглядным и эффективным по сравнению с CCDF, позволяющим сразу выявлять очень тонкие нарушения в структуре модулированного сигнала. Правда, использование интегральной функции распределения требует наличия необходимой вычислительной мощности и программного обеспечения в измерительном устройстве.

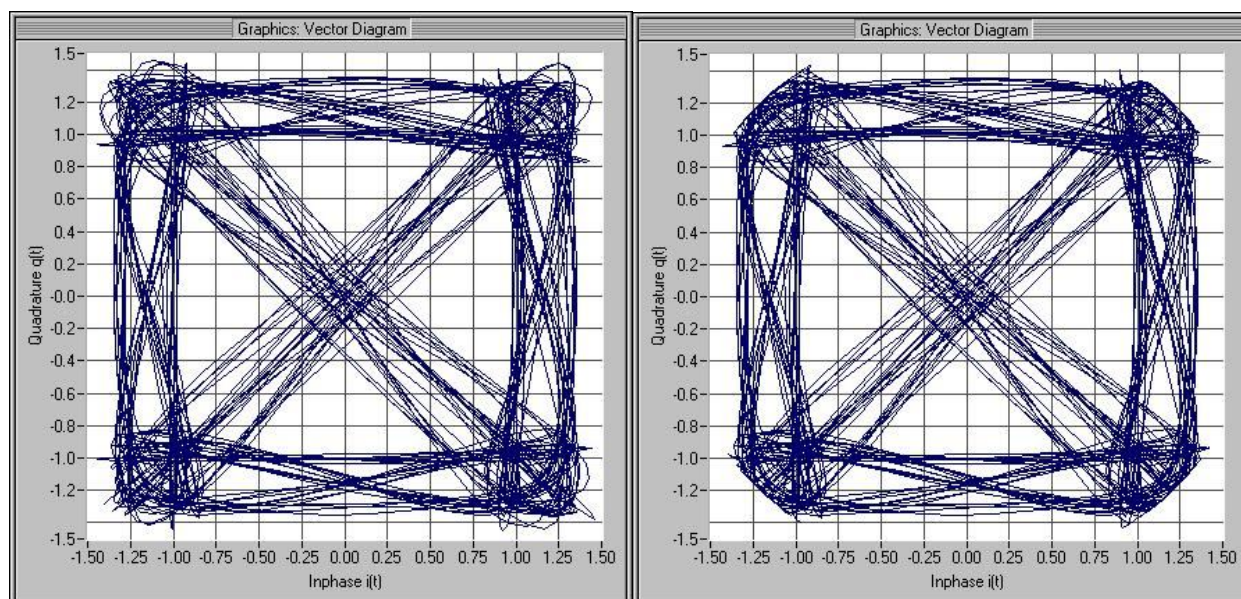


Рис. 10.6. Векторные диаграммы на входе и выходе усилителя с ограничением

Использование большинства из упомянутых характеристик при проектировании РЧ блоков требует достаточно сложных и дорогих измерительных приборов. Имеются несколько измерительных приборов, позволяющие измерять все аспекты линейной и нелинейной характеристик функциональных устройств, выпускаемых ведущими компаниями-производителями (Agilent, Acterna, Rohde&Schwarz). Большинство испытаний может быть выполнено с помощью векторного анализатора. Для более точных испытаний применяют дополнительно цифровые сигнал-генераторы и анализаторы спектра. Однако, грамотный подход при проектировании трактов приема и передачи из готовых компонентов с учетом характеристик, приводимых фирмами-изготовителями, приведет к лучшим результатам.

12. Радиочастотные блоки многодиапазонных и многомодовых АУ ССПО

Многодиапазонные устройства

В последние годы мобильная связь является стремительно развивающимся сектором телекоммуникационного рынка.

Основной задачей, поставленной перед мобильными системами третьего поколения 3G, стало обеспечение массового потребителя средствами и услугами персональной связи во всех областях бизнеса, образования, развлечений, домашней жизни, и так далее. Анализ тенденций развития подвижной связи позволяет прогнозировать существенное увеличение числа пользователей мультимедийных услуг связи. Отличительной особенностью мобильных систем следующего поколения будет возможность передачи на абонентские устройства мультимедийной информации с высоким качеством. Мобильный телефон сегодня, кроме выполнения функций обмена информацией по радиоканалу, должен обеспечивать возможности высококачественного отображения видеoinформации, ввода и хранения достаточного объема данных и определенной вычислительной мощности, хотя бы для решения задачи доступа в Internet.

Разработчики абонентских устройств (АУ) ССПО стремятся к созданию **многорежимных** (многомодовых), т.е. многодиапазонных и многостандартных устройств, работоспособных в любой точке земного шара, вне зависимости от стандарта и диапазона частот, используемого в конкретном регионе. Такие абонентские устройства должны быть компактными и дешевыми, обладать наименьшей стоимостью, аппаратными затратами, уменьшенными массогабаритными показателями, лучшими традиционными РЧ параметрами трактов приема и передачи.

Разработка современных многодиапазонных и многорежимных устройств мобильной связи требует грамотного анализа происходящих в них процессов и выбора архитектуры. Это необходимо для выполнения требований, предъявляемых к стоимости, мощности, размеру и к рабочим характеристикам носимых устройств. Такие многофункциональные устройства могут осуществлять поддержку целого ряда стандартов и технологий: GSM, GPRS, EDGE, WCDMA, Bluetooth, локальных сетей WLAN, систем позиционирования GPS, возможности радио и ТВ приема.

Прежде всего, такое устройство должно иметь малые вес, объем, энергопотребление и цену. Для достижения этих результатов необходимо максимальное объединение функциональных узлов, используемых в различных диапазонах и стандартах, использование комбинированных архитектур РЧ блоков, оригинальных частотных планов.

Универсальное абонентское устройство будущего

Анализ тенденций развития подвижной связи позволяет прогнозировать существенное увеличение числа пользователей мультимедийных услуг связи. Отличительной особенностью мобильных систем следующего поколения будет возможность передачи на абонентские устройства мультимедийной информации с высоким качеством. Абонентское устройство сегодня, кроме выполнения собственно функций обмена информацией по радиоканалу, должно обеспечивать возможности высококачественного отображения видеоинформации, ввода и хранения большого объема различного рода данных и обладать определенной вычислительной мощностью для их обработки.

Стремление разработчиков создать универсальное абонентское устройство (АУ), позволяющее оказывать мобильному абоненту самый широкий спектр услуг с высоким качеством приводит к необходимости разработки многодиапазонных (**MultiBand**) и многостандартных (многомодовых, многорежимных, **MultiMode**) АУ. Такое устройство должно работать практически в любой точке Земли (глобально), в сетях различного типа, с использованием различных технологий. Причем, концепция сетей четвертого поколения 4G предполагает, что абонент сможет производить "бесшовный", незаметный для него переход между сетями с использованием единственного АУ. При этом должны использоваться сеть и технология, наиболее подходящие в конкретной ситуации, позволяющие производить обслуживание абонента с наилучшим качеством. В частности, в таких ситуациях должна обеспечиваться наибольшая скорость передачи данных при наименьшей стоимости услуги. Такое универсальное АУ может использовать различные диапазоны частот, выделенные для функционирования систем мобильной связи.

Последние модели телефонов GSM являются уже четырехдиапазонными (800, 900, 1800 и 1900 МГц), что дает пользователям возможность их глобального использования. В настоящее время происходит введение в эти телефоны диапазонов и технологий стандартов третьего поколения. При введении других "наступающих" технологий мобильной связи типовые абонентские устройства должны получить возможность функционирования в полосе частот почти 6 ГГц и более (рис. 1).

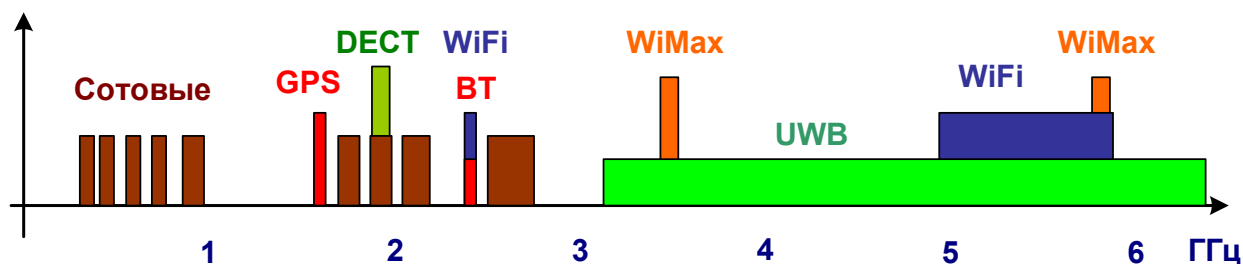


Рис. 12.1. Диапазоны функционирования систем подвижной связи

Разработка современных многодиапазонных и многорежимных устройств мобильной связи требует грамотного анализа происходящих в них процессов и выбора наиболее подходящей архитектуры РЧ блока [1]. Прежде всего, такое устройство должно иметь малые вес, объем, энергопотребление и цену. Для достижения этого необходимо максимальное объединение функциональных узлов, используемых в различных диапазонах и стандартах, использование комбинированных архитектур РЧ блоков, оригинальных частотных планов.

Создание универсального многодиапазонного или многомодового РЧ блока и устройства в целом не является тривиальной задачей простого наращивания дополнительных трактов приема и передачи с размещением их в одном общем корпусе интегральной схемы. **Основные специфические задачи**, которые необходимо решить при проектировании таких РЧ блоков:

- Выбор архитектуры отдельных трактов РЧ блока и всего РЧ блока в целом. При этом необходимо рассматривать возможность максимального объединения функциональных узлов для уменьшения их количества и совместного использования в различных РЧ трактах;
- Разработка оптимального частотного плана РЧ блока в целом, обладающего минимальным уровнем помех различного рода;
- Разработка структуры входного РЧ модуля (ВРЧМ), позволяющего подключить одну или несколько многодиапазонных антенн к нескольким РЧ трактам приема и передачи;
- Создание малошумящих сверхширокополосных управляемых генераторов (гетеродинов, ГУН), перестраиваемых в диапазоне функционирования современных ССПО, составляющем, по крайней мере, 800-2500 МГц.
- Разработка широкодиапазонных высоколинейных усилителей мощности, обладающих высоким КПД.

Вновь разрабатываемые абонентские одномодовые устройства должны поддерживать (производить прием/передачу и мониторинг) по крайней мере, один дополнительный диапазон

Диапазоны частот GSM [3GPP TS 45.005, V6.5.0 (2004-04)]

Диапазон частот	Канал связи вверх, Мгц	Канал связи вниз, Мгц
GSM-850	824 - 849	869 - 894
GSM-900	880 - 915	925 - 960
DCS-1800	1710 - 1785	1805 - 1880
PCS-1900	1850 - 1910	1930 - 1990

Диапазоны частот UMTS [3GPP TS 25.101, V6.4.0 (2004-03)]

Диапазон частот	Канал связи вверх, Мгц	Канал связи вниз, Мгц
1	1920 - 1980	2110 - 2170
2	1850 - 1910	1930 - 1990
3	1710 - 1785	1805 - 1880
4	1710 - 1755	2110 - 2155
5	824 - 849	869 - 894
6	830 - 840	875 - 885

Одномодовые АУ стандарта GSM/EDGE

Регион	Основные диапазоны	Дополнительные диапазоны, поддерживаемые в устройствах класса HI-END
Европа	GSM-900, DCS-1800	GSM-850 и/или PCS-1900
США, Канада	GSM-850; PCS-1900	GSM-900 и/или DCS-1800

Одномодовые АУ стандарта UMTS

Регион	Основные диапазоны	Дополнительные диапазоны, поддерживаемые в устройствах класса HI-END
Европа	Диапазон 1, Диапазон 3	Диапазон 2, Диапазон 5
США, Канада	Диапазон 2, Диапазон 3	Диапазон 1, Диапазон 5
Япония	Диапазон 6 (Диапазон 5)	Диапазон 1, Диапазон 2, Диапазон 3

Двумодовые АУ стандарта UMTS/GSM

Регион	Поддерживаемые диапазоны UMTS		Поддерживаемые диапазоны GSM	
	Основные диапазоны	Дополнительные диапазоны	Основные диапазоны	Дополнительные диапазоны
Европа	Диапазон 1	Диапазон 3, Диапазон 5	GSM-900, DCS-1800	PCS-1900
США, Канада	Диапазон 3	Диапазон 1, Диапазон 5	GSM-850, PCS-1900	DCS-1800
Япония	Диапазон 6 (5)	Диапазон 1, Диапазон 3		

Архитектура и частотный план РЧ блоков

Анализ значительного числа технических описаний многодиапазонных абонентских устройств стандарта GSM позволил выявить ряд наиболее часто используемых архитектур и структур РЧ блоков, перспективных с точки зрения наращивания диапазонов и технологий, используемых в устройстве.

Архитектура трактов приема

Архитектура	Преимущества	Проблемы
Прямое преобразование вниз по частоте (<i>Direct Downconversion</i>)	Возможность создания многодиапазонных и многомодовых РЧ блоков; Аналоговый интерфейс с ВВ (<i>BaseBand</i>) трактом.	Необходимость динамического управления и подавления смещения постоянной составляющей; Необходима хорошая развязка РЧ ГУН с антенной из-за опасности излучений его сигнала; Трудно использовать КМОП технологии из-за фликкер-шума.
РЧ близкая к Нулю (<i>Near-zero IF</i>).	Аналоговый или цифровой интерфейс с ВВ (<i>BaseBand</i>) трактом. Возможность использования КМОП технологии.	Необходим АЦП с высоким динамическим диапазоном и сложная цифровая фильтрация; Необходим качественный смеситель с подавлением зеркального сигнала и преобразованием вниз; Сложность реализации мультимодовых устройств.

Архитектура трактов передачи

Архитектура	Преимущества	Проблемы
Петля трансляции (<i>Translational PLL</i>)	Отсутствие внешних элементов фильтрации; Пригодна для видов модуляции с постоянной огибающей.	Необходим высокочастотный, мощный ГУН; Гибкий частотный РЧ план для минимизации внутридиапазонных паразитных излучений.
Прямое преобразование вверх по частоте (<i>Direct Upconversion</i>)	Возможность создания многодиапазонных и многомодовых РЧ блоков.	Необходима хорошая развязка РЧ ГУН с антенной из-за опасности излучений его сигнала; Чувствительность к рассогласованию рабочих параметров антенны ; Необходимость внешней РЧ фильтрации для подавления широкополосного шума; Необходимость использования высоколинейного УМ для различных видов модуляции.
Прямой синтез с дробным N (<i>Direct Fractional-N Synthesis</i>)	Возможность использования КМОП технологии для реализации петли ФАПЧ; Цифровой интерфейс с ВВ трактом; Пригодна для видов модуляции с постоянной	Необходимость подавления шумов квантования модулятора и гармоник опорного сигнала; Точная установка параметров петлевого фильтра и ГУН.

	огибающей.	
--	------------	--

В последнем релизе стандартов GSM для функционирования радиооборудования выделено уже 13 диапазонов. Это не влечет за собой необходимость немедленной разработки универсального общего РЧ блока для работы во всех этих диапазонах. Однако, учитывая дефицит рабочих частот GSM у операторов, в конкретных РЧ блоках возможны сочетания различных рабочих диапазонов с последующим освоением всех диапазонов, выделенных для конкретных регионов.

Многодиапазонные РЧ блоки с частотным дуплексированием

При построении многодиапазонных устройств стандарта GSM и многостандартных РЧ блоков следует учитывать, что величина дуплексного сдвига FDD при переключении частотных диапазонов должна быть изменена, причем в широких пределах - от 10 до 95 МГц. Для выделенных диапазонов Европейского стандарта третьего поколения UMTS эта величина меняется еще сильнее - от 45 до 400 МГц.

Одной из основных проблем, возникающих при проектировании РЧ блока, является выбор оптимального частотного плана для устранения интермодуляционных продуктов. Причем оптимизированный для какого-либо диапазона частотный план при переходе на другой диапазон может стать абсолютно неприемлемым. Очевидно, что для компенсации различий в величине дуплексного сдвига при переключении рабочих диапазонов частотный план РЧ блока должен быть изменен. Чаще всего для этого производят изменение значения ПЧ в тракте передачи. Менять значение промежуточной частоты в тракте приема нежелательно, так как при этом необходимо производить коммутацию нескольких фильтров ПЧ, имеющих, к тому же, значительные размеры. В петле же трансляции, обычно используемой в тракте передачи, изменение значения промежуточной частоты ПЧ Tx зачастую может быть произведено без коммутации элементов.

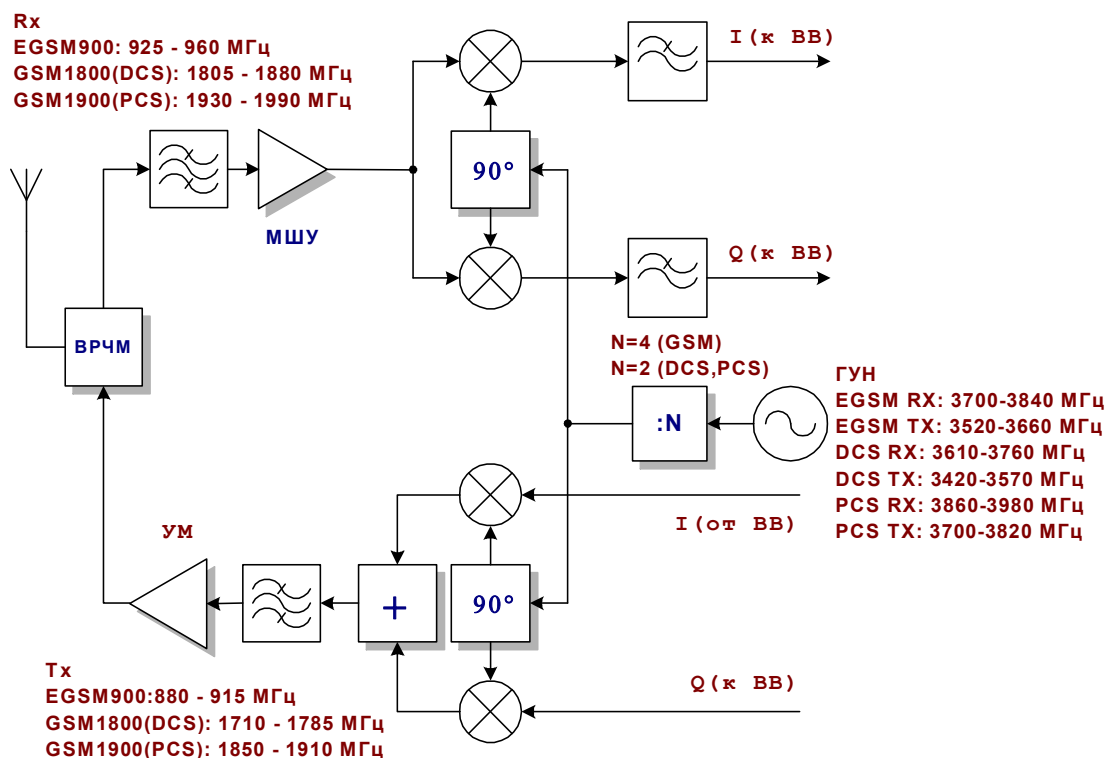


Рис. 12.2. Использование архитектуры прямого преобразования в трехдиапазонном РЧ блоке GSM с единственным ГУН

На рис. 12.2 приведена укрупненная архитектура трехдиапазонного РЧ блока GSM, в котором используется единственный ГУН. Реально в РЧ блоке используется три входных РЧ узла тракта приема и два отдельных выходных узла тракта передачи, содержащих усилители мощности. Путем добавления дополнительного делителя частоты на два и незначительного расширения диапазона перестройки ГУН можно реализовать РЧ блок для использования во всех диапазонах частот, выделенных для функционирования устройств GSM.

Эволюция интегральных схем для РЧ блоков

Следует отметить, что, как правило, при возникновении спроса на определенную комбинацию диапазонов и технологий сначала разрабатываются АУ с использованием уже имеющихся подходящих комплектов ИС и только позже появляются специализированные многостандартные и многодиапазонные РЧ ИС с этими комбинациями. Причем, о выпуске первой в мире модели АУ с теми или иными впервые введенными диапазонами и технологиями иногда заявляют сразу несколько компаний, в каждом случае имея в виду разработку, производство или начало продаж АУ. Некоторые этапы развития мобильных телефонных аппаратов (МТА) отражены на рис. 7а. Цифрами на рисунке указано количество поддерживаемых диапазонов для различных стандартов и технологий.

Как правило, взяв за основу удачную разработку (платформу) РЧ ИС, компании производят поэтапное развитие изделия, расширяя многодиапазонные возможности и вводя дополнительные технологии (GPRS, EDGE, WiFi и т.д.), т.е. переходя в многомодовый класс. При этом на

различных этапах развития ИС происходит серийный выпуск усовершенствованных разработок. Так, компания Analog Device развивает платформу Othello, Infineon – Smart, Sereno – Quorum, SiLabs – Aero. Весьма важным показателем при этом является количество внешних компонентов, которые необходимо использовать совместно с ИС. Внутри РЧ блока находятся несколько высокоинтегрированных интегральных схем. Но, как правило, намного больше места занимают навесные пассивные компоненты: конденсаторы, резисторы, катушки, переключатели и т.д., препятствующие уменьшению размеров АУ в целом.

Многодиапазонные устройства GSM

Самое простое однодиапазонное абонентское устройство, работающее с одной антенной в единственном диапазоне, содержит во входном РЧ блоке только однополюсный ключ на два положения для поочередной коммутации антенны на прием и передачу. РЧ блоки, используемые в современных устройствах стандарта GSM, должны поддерживать работу как минимум в четырех диапазонах для работы по всему миру, используя до четырех передающих и четырех приемных трактов. Так количество каждого из узлов, используемых в четырехдиапазонном блоке, может меняться от одного до четырех. Например, может быть использован входной РЧ модуль, содержащий четыре дуплексера и предназначенный для работы с четырьмя отдельными антеннами.

Основными функциональными узлами, применяемыми в ВРЧМ, являются антенны, РЧ ключи и дуплексеры. Могут быть предложены различные конфигурации входных РЧ модулей, содержащие разное число основных узлов. Так количество каждого из узлов, используемых в четырехдиапазонном блоке, может меняться от одного до четырех. Например, может быть использован входной РЧ модуль, содержащий четыре дуплексера и предназначенный для работы с четырьмя отдельными антеннами.

Каждый тракт приема требует использования на входе индивидуального диапазонного полосового РЧ фильтра, обычно ПАВ фильтра. В тракте приема входного РЧ блока необходимо использовать четыре отдельных входных каскада (МШУ и, возможно, смесителей) с соответствующими устройствами согласования и фильтрации, что в итоге приводит к общему количеству РЧ трактов приема, равному шести. В тракте передачи могут быть использованы только два усилителя мощности – на НЧ и ВЧ диапазоны GSM. Учитывая близость по частоте соседних диапазонов, один усилитель мощности тракта передачи может охватывать диапазоны GSM850 и GSM900, в то время как второй – GSM1800(DCS) и GSM1900(PCS) диапазоны. Как показано на рисунке, реализация данной конфигурации в самом простом варианте требует использования однополюсного ключа на шесть положений, чтобы осуществить подключение одного антенного входа к шести РЧ трактам. Однако техническая реализация таких многопозиционных РЧ ключей с приемлемыми характеристиками в настоящее время затруднена.

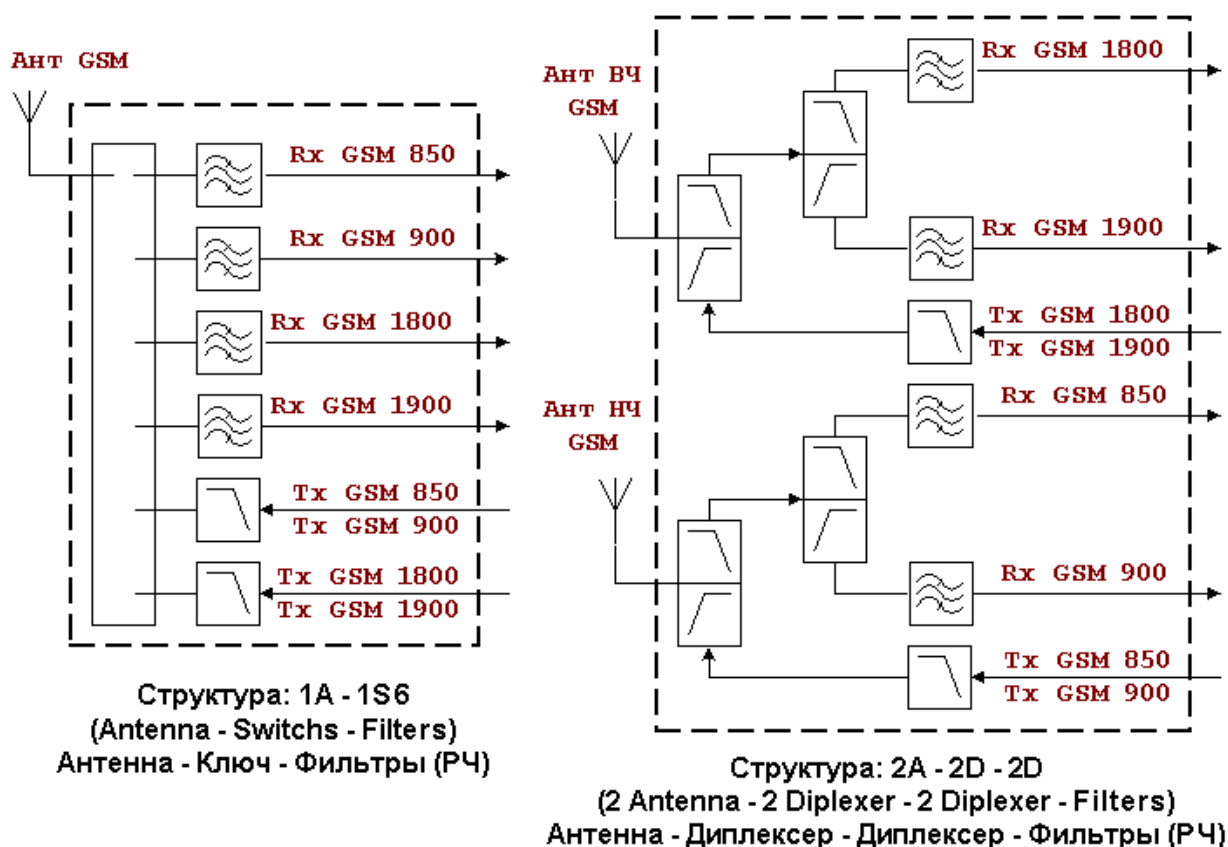


Рис. 12.3. Варианты реализации четырехдиапазонного ВРЧМ для устройств GSM

Для реализации четырехдиапазонного устройства могут быть предложены различные структуры ВРЧМ, сочетающие разнообразные комбинации функциональных узлов. Для обозначения варианта РЧ модуля можно использовать сочетание условных обозначений функциональных узлов, последовательно включенных в основном тракте приема, что проиллюстрировано примерами, приведенными на рис. 12.3.

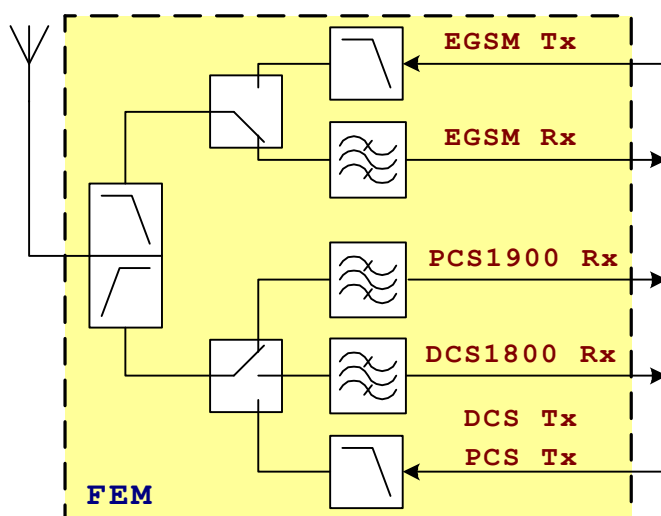


Рис. 12.4. Трехдиапазонный GSM входной модуль РЧ тракта

В качестве **примера** на рис. 12.4 приведен вариант FEM GSM с одной антенной, двумя дуплексерами и двумя ключами на три направления (1A-1D-2S(3/3)). Данный вариант достаточно распространен и, по сути дела, представляет собой классическую структуру трехдиапазонного входного модуля РЧ тракта (*Tri-Band GSM Front End Module*), производимого различными компаниями. Для работы в четвертом диапазоне GSM850 необходимо использовать в соответствующем (верхнем по схеме) канале ключ на три положения.

Программно определяемое радиооборудование SDR

Прогресс в развитии технологии построения устройств цифровой обработки сигналов привел к появлению ряда новых концепций выполнения радиооборудования. Определения этих концепций, их трактование, зачастую отличаются у различных групп исследователей.

Пожалуй, наиболее известной и обсуждаемой является концепция реализации радиооборудования, названная **“программно определяемое радиооборудование”** SDR (*Software Defined Radio*). Толкование термина “программно-определяемое радиооборудование” в широком смысле и современное понимание концепции можно найти в материалах Интернет-сайта Форума разработчиков SDR (*Software Defined Radio Forum*) [1]:

- В SDR загружаемое программное обеспечение осуществляет управление различными методами модуляции (широкополосными и узкополосными), реализует скачкообразную перестройку частоты для обеспечения безопасности передачи информации, создает сигналы требуемой формы в широком диапазоне частот в соответствии с современными и будущими стандартами связи. Кроме того, поскольку РЧ тракт имеет ограничения по ширине полосы частот, то программа может управлять переключением антенн.

На Форуме разработчиков SDR можно найти **и совсем короткое, но емкое определение:**

- Оборудование SDR – это элементы беспроводной сети, режимы работы и параметры которой могут быть изменены или расширены уже после изготовления элементов с помощью программного обеспечения.

Определение **Института инженеров по электротехнике и электронике:**

- В программно определяемом радиооборудовании РЧ параметры функционирования, могут быть установлены или изменены при помощи программного обеспечения и/или оборудования, с помощью которого это достигается. Это касается диапазонов частот, типа модуляции, выходной мощности, но не ограничивается только этими параметрами.
- Концепция SDR применима ко многим технологиям радио и стандартам. В мобильном оборудовании SDR методы применимы и к передатчикам, и к приемникам. Концепция не относится к изменениям параметров режима работы, которые происходят в течение нормального предустановленного (*pre-installed*) и предопределенного (*predetermined*) функционирования радиооборудования, соответствующего системным техническим требованиям или стандарту.

Определение SDR, данное **Федеральной комиссией связи FCC (США):**

- Радиооборудование, включающее приемопередатчик, в котором такие параметры режима работы, как диапазон частот, тип модуляции и выходная мощность, могут быть изменены при помощи программного обеспечения без любых изменений в аппаратных компонентах, используемых для излучения радиочастот.

Концепция SDR является перспективным решением для создания РЧ блока с поддержкой многих стандартов, частотных полос и приложений, позволяющее реализовать **базовое оборудование**, которое **затем может быть запрограммировано**, настроено или усовершенствовано путем загрузки программного обеспечения, в том числе и "по эфиру" (*over-the-air software*).

Таким образом, режимы работы радиооборудования SDR, в частности РЧ блоков ССПО, определяются используемым загружаемым программным обеспечением. Это предоставляет возможность определения посредством программного обеспечения типовых параметров и функций радиоинтерфейса, которые обычно реализуется специализированными компонентами трактов приема и передачи.

Такая концепция выполнения радиооборудования является альтернативой традиционным многодиапазонным и многомодовым устройствам, в которых **для каждого диапазона, стандарта или технологии** используются отдельные специализированные компоненты или даже тракты РЧ блока.

Принятый аналоговый сигнал оцифровывается и затем обрабатывается с использованием цифровых сигнальных процессоров. Преобразование сигнала в цифровую форму может произойти в РЧ, ПЧ или бейсбенд (информационном) трактах. В тракте передачи модулированный сигнал в генерируется в цифровой форме, а его преобразование в аналоговую форму для последующей передачи может производиться в ПЧ или РЧ трактах.

В идеальном случае радиооборудование SDR не должно иметь аналоговых функциональных узлов, за исключением маломощного усилителя МШУ тракта приема и усилителя мощности тракта передачи (рис. 12.5). В SDR приемопередатчиках аналоговый сигнал должен преобразовываться в цифровой на выходе антенно-фидерной системы и проходить далее обработку только в цифровой форме. На современном же этапе развития техники для реализации входной части приемника используются отдельные аппаратные устройства для каждого диапазона, а программно определяемая обработка сигналов производится только на частотах ПЧ.

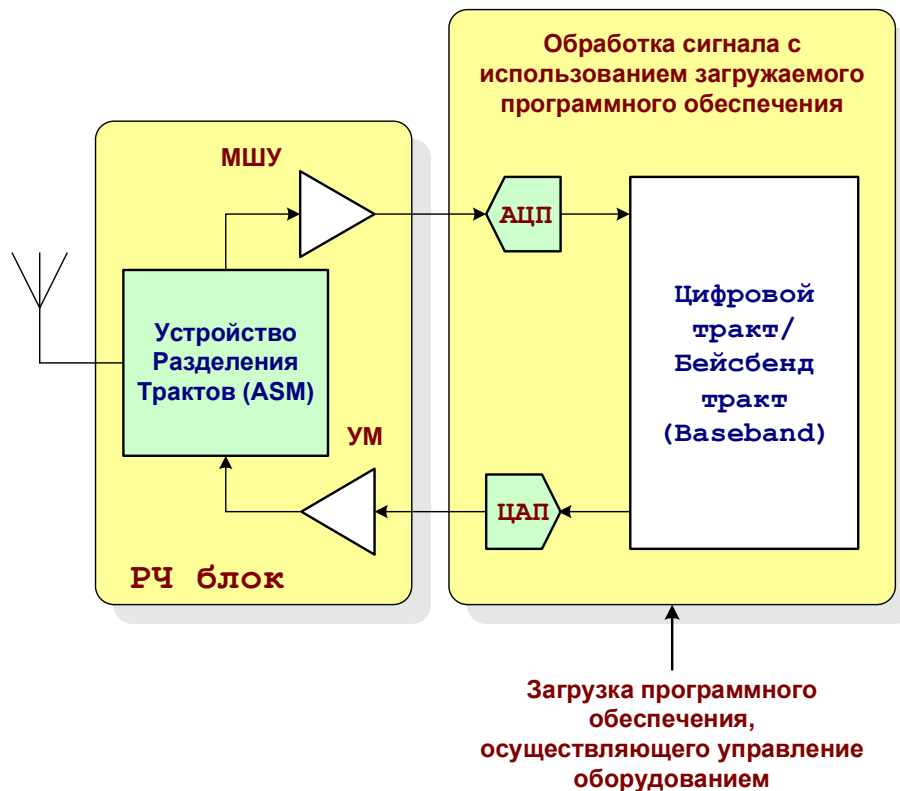


Рис. 12.5. Обобщенная структура SDR радиооборудования

Таким образом, **программно-определяемое радиооборудование** обладает рядом характерных свойств. Основной отличительной чертой такого радиооборудования является то, что программируемость устройств, реализованная программно (*software programmability*), в отличие от реализованной аппаратно (*hardware programmability*), позволяет изменять основные параметры и характеристики радиооборудования наиболее простым образом.

Реконфигурируемое радиооборудование

Еще одна концепция выполнения радиооборудования мобильной связи, вызывающая интерес - реконфигурируемое радиооборудование RCR (*Reconfigurable Radio*) [9,10].

Института инженеров по электротехнике и электронике IEEE дал такое определение RCR:

- Реконфигурируемое радиооборудование - оборудование, функциональные возможности аппаратных средств (*hardware functionality*) которого могут быть изменены путем программного управления. Управление реконфигурацией такого оборудования может затрагивать любой его элемент.

Такое определение является общим и позволяет достаточно широко его интерпретировать, так как, например, четко не определено, что подразумевается под "функциональными возможностями аппаратных средств". Целесообразно, видимо говорить в этом случае о большей, чем в SDR, аппаратно реализуемой программируемости реконфигурируемого радио. И, если девизом SDR может стать "**Все оцифровать!**", то для RCR актуально "**Все перекоммутировать!**".

Таким образом, несколько упрощенно, можно сказать, что в реконфигурируемом радиооборудовании RCR функциональные возможности **аппаратных средств** могут быть изменены путем управления составом и структурой трактов РЧ блока.

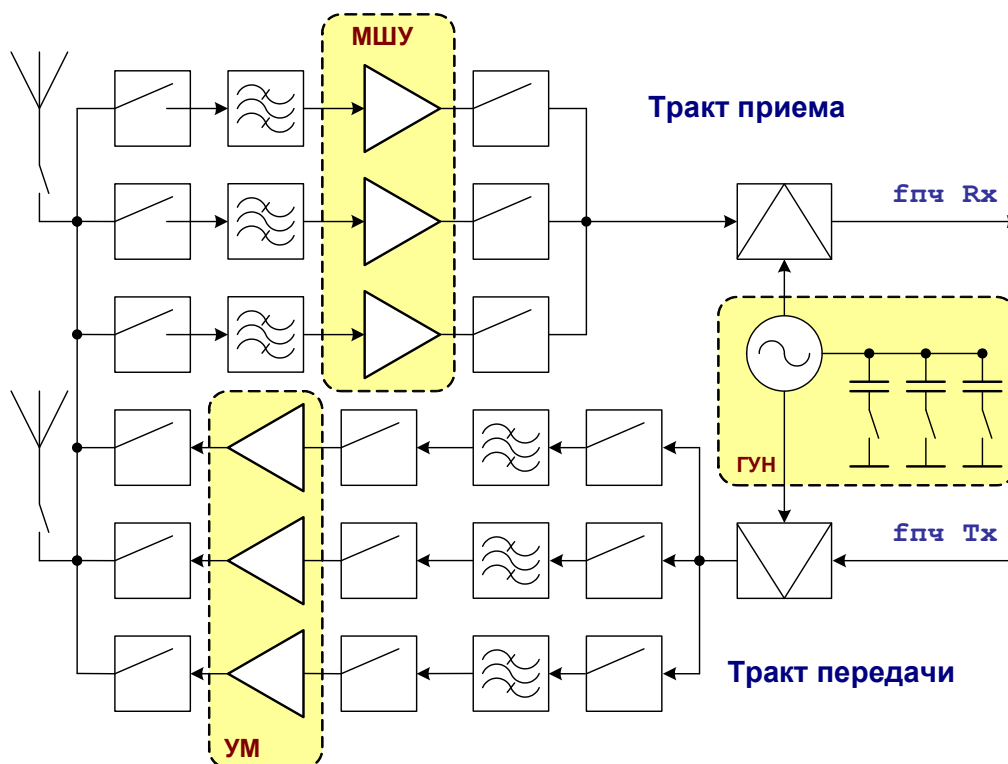


Рис. 12.6. Возможная обобщенная структура технической реализации концепции реконфигурируемого входного многомодового РЧ блока

На рис. 12.6 показана обобщенная структура реконфигурируемого входного РЧ блока для многомодовой работы. Приемопередатчик ИС реализует общий передающий тракт для всех поддерживаемых режимов. Так как требования к УМ совершенно индивидуальны для разных режимов, каждый режим требует наличие своего собственного УМ тракта передачи. Это также касается и маломощных усилителей на входе тракта приема. Выбор комбинаций необходимых функциональных узлов в трактах приема, передачи и синтеза частот должен быть сделан соответствующими переключателями РЧ блока, в качестве которых наиболее целесообразно применять MEMS элементы.

Заключение

Итак, в различных географических зонах используются различные сочетания современных стандартов и технологий, принятые большими группами пользователей. При перемещении абонентов от сетей одного типа к другому они не могут использовать одно и то же самое абонентское устройство без существенной его модернизации и перестройки, чтобы получить доступ к несовместимым системам. Стремление разработчиков создать универсальное абонентское устройство, позволяющее оказывать мобильному абоненту самый широкий спектр услуг с высоким качеством, приводит к необходимости разработки многодиапазонных и многомодовых АУ. Такое устройство должно работать глобально в любой точке Земли, в сетях различного типа, с использованием различных технологий, оно должно быть компактным и дешевым.

Проектирование многодиапазонного и многомодового РЧ блока не может быть оптимальным образом решена простым наращиванием дополнительных трактов приема и передачи. Прежде всего, такое устройство должно иметь малые вес, объем, энергопотребление и цену. Для достижения этих результатов необходимо максимальное функциональное и конструктивное объединение узлов, используемых в различных диапазонах и стандартах, применение комбинированных архитектур РЧ блоков, оригинальных частотных планов.

Литература

1. <http://www.sdrforum.org>
2. <http://grouper.ieee.org/groups>
3. <http://www.mumor.org>