

Министерство Российской Федерации по связи и информатизации

Московский технический университет связи и информатики

С.И. Дингес

Радиопередающие устройства систем связи с подвижными объектами

Учебное пособие

Рекомендовано Учебно-методическим Объединением по образованию в области связи в качестве учебного пособия для ВУЗов по специальностям:

Радиосвязь, радиовещание и телевидение,
Средства связи с подвижными объектами

Москва 2014

Рецензенты: М.С. Шумилин, доцент МТУСИ;
А.Х. Султанов, д.т.н., профессор УГАТУ

С.И. Дингес.

Радиопередающие устройства систем связи с подвижными объектами: Учебное пособие/ МТУСИ. -М., 2003. -36 с.

2014. Обновленная версия.

Рассмотрены принципы построения и функционирования радиопередающих устройств, используемых в системах связи с подвижными объектами (ССПО). Приводятся структурные схемы трактов передачи РЧ блоков современных ССПО. Рассмотрены принципы построения трактов синтеза частот РЧ блоков, разновидности используемых в них синтезаторов частот. Учебное пособие ориентировано на студентов, обучающихся по специальностям "Радиосвязь, радиовещание и телевидение", "Средства связи с подвижными объектами".

Илл. 40, табл. 2. Библиография 24 назв.

Издание утверждено Пленумом Совета УМО по образованию в области связи в качестве учебного пособия. Протокол N 23 от 26 июня 2002.

Оглавление

| | |
|--|----|
| Оглавление | 3 |
| Введение | 4 |
| 1. РЧ блок приемопередатчика | 4 |
| Управление выходной мощностью передатчиков | 6 |
| Статическая регулировка РЧ мощности | 6 |
| Динамическая регулировка РЧ мощности, рампинг | 6 |
| Временные маски сигналов, формируемых в ССПО | 7 |
| Метод управления УМ путем изменения величины напряжения питания | 8 |
| Метод управления УМ с помощью замкнутой петли обратной связи | 9 |
| Контроллеры усилителей мощности..... | 10 |
| Управление потребляемой мощностью в РЧ блоках..... | 10 |
| 2. Архитектура, частотный и энергетический планы РЧ блоков | 11 |
| Квадратурная обработка сигнала | 13 |
| Формирование опорных сигналов квадратурных каналов..... | 15 |
| Смесители с подавлением зеркального канала..... | 15 |
| 3. Архитектура тракта передачи | 17 |
| Квадратурные модуляторы..... | 18 |
| Передатчики с прямой модуляцией ГУН на РЧ | 19 |
| Архитектура тракта передачи с прямой квадратурной модуляцией..... | 19 |
| Проблемы использования архитектуры с прямой модуляцией | 20 |
| Прямая модуляция со сдвигом частоты ГУН | 21 |
| Прямая модуляция с удвоением частоты..... | 22 |
| Передатчики с непрямой модуляцией..... | 23 |
| Передатчики с петлей трансляции и преобразованием сигнала вверх по частоте.... | 24 |
| Передатчик с прямой модуляцией ГУН на основе петли ФАПЧ | 25 |
| Передатчик с квадратурным модулятором внутри петли обратной связи | 26 |
| Передатчик на основе ФАПЧ с модуляцией опорного сигнала..... | 26 |
| Получение модулированной опорной частоты с помощью ПЦС | 27 |
| Использование дробного коэффициента деления | 29 |
| Использование цифровой ПЧ..... | 30 |
| 3. Тракт синтеза частот | 31 |
| Основные сведения о синтезаторах частоты | 31 |
| Синтезаторы частот, выполненные по методу активного синтеза..... | 31 |
| Быстродействие синтезаторов частоты..... | 32 |
| Влияние шумов опорных сигналов на качество работы устройств СПРВ | 35 |
| Разновидности СЧ, используемые в устройствах мобильной связи..... | 36 |
| Многоуровневые пассивные синтезаторы | 38 |
| Основы функционирования ПЦС..... | 39 |
| Пассивные элементы РЧ блоков..... | 40 |
| Полосовые и ПЧ фильтры | 41 |
| Выбор значений промежуточных частот | 42 |
| Частотный план современных РЧ блоков | 42 |
| Системный опорный сигнал | 43 |
| Литература..... | 43 |

Введение

В пособии рассмотрены принципы построения и функционирования радиопередающих устройств, используемых в системах связи с подвижными объектами (ССПО). Предполагается, что с основами схемотехники передатчиков и используемыми в ССПО сигналами и видами модуляции читатель ознакомлен, например, по [1, 2].

Радиочастотный блок современных устройств ССПО, в состав которого входят тракт передачи, тракт синтеза частот и тракт приема, проектируется и оптимизируется в целом. Поэтому в пособии излагаются сведения не только о трактах передачи и синтеза частот, традиционно относимых к передающим устройствам. Там, где это необходимо для более целостного и систематизированного изложения, приводятся краткие сведения, относящиеся и к тракту приема. Такой подход должен усилить информативную ценность пособия и расширить сферу его востребованности и применения. Кроме того, это позволит студентам более осознанно и грамотно производить проектирование передатчиков и РЧ блоков устройств ССПО в целом с применением современных инженерных решений.

К сожалению, приходится констатировать, что в настоящее время практически отсутствует русскоязычная литература, посвященная проектированию РЧ блоков устройств ССПО и передатчиков, в частности. Поэтому еще одной задачей, которая была поставлена автором при написании данной работы, является знакомство читателей с англоязычной терминологией, используемой при разработке и эксплуатации радиооборудования ССПО. С этой целью в книге приведено значительное количество англоязычных терминов, с которыми специалистам придется столкнуться в практической деятельности, при пользовании справочными и информационными материалами компаний-разработчиков РЧ компонентов и радиооборудования ССПО. Некоторые из применяющихся в работе терминов не имеют устоявшихся русскоязычных эквивалентов, и в последующем, наверное, могут уточняться по мере стандартизации терминологии.

1. РЧ блок приемопередатчика

За несколько последних лет в системах связи произошел переход от аналоговых методов модуляции к цифровым. Использование цифровой модуляции по сравнению с аналоговой обеспечивает большую информационную емкость системы, лучшую защиту информации и качество связи. Постоянно изменяющаяся ситуация в мире подвижной связи требует от производителей интегральных схем, используемых в устройствах связи, разработки новых ИС с улучшенными РЧ параметрами, уменьшенной стоимостью, энергопотреблением и размерами. Это заставляет разрабатывать для приемопередатчиков интегральные схемы с использованием более высокой степени интеграции. Достижение максимальной интеграции узлов и элементов РЧ блока приемопередатчика не является тривиальной задачей простого постепенного перемещения внешних компонентов внутрь корпуса ИС. Этот процесс зачастую требует полной перестройки функционально законченного проекта, что привело к появлению новых разновидностей архитектуры РЧ блоков с меньшим количеством навесных компонентов.

В приемопередающем устройстве можно выделить четыре основных тракта, показанные на рис. 1:

- Тракт приема (*Receiver Section, Rx*);
- Тракт передачи (*Transmitter Section, Tx*);
- Тракт синтеза частот (*Synthesizer Section*), в котором формируются опорные частоты, необходимые для преобразования частот в приемопередатчике, его перестройки по рабочим каналам;

Цифровой тракт (тракт основной полосы) или информационный тракт (*Baseband Section, BB*), в котором осуществляются низкочастотные операции, связанные с обработкой

передаваемой информации перед подачей ее на модулятор и принимаемой информации после ее демодуляции. Здесь же происходят вспомогательные операции, обеспечивающие функционирование устройства и системы в целом.

Антенна подключается к трактам приема и передачи через устройство выбора антенн (Пер Ант) и устройство разделения трактов УРТ. Для разделения трактов используется дуплексный фильтр (системы FDMA) или переключатель "прием-передача" (Пер Тх-Rx) для систем TDMA. Тракты приема, передачи и синтеза частот могут быть объединены в радиочастотный блок (*RF Section, RF*), в котором происходят операции преобразования, фильтрации и усиления сигналов на несущих и промежуточных частотах.

Устройства информационного тракта могут быть объединены в **информационный блок ВВ**. Основу информационного блока составляет, как правило, специализированный цифровой сигнальный процессор (DSP).

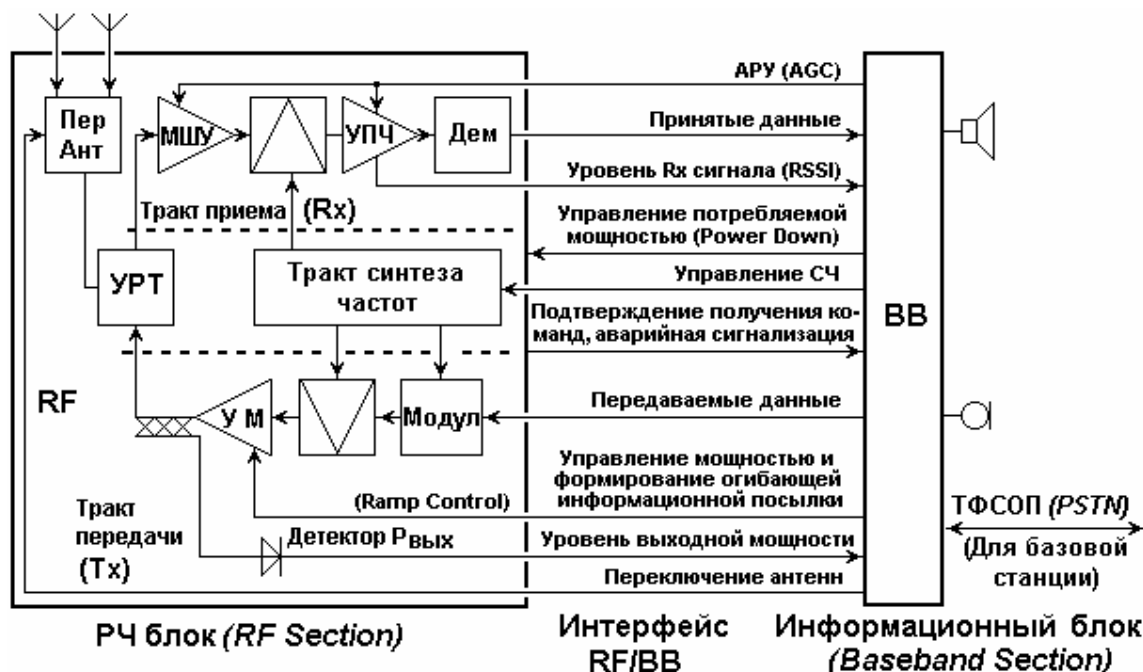


Рис. 1. Обобщенная структура приемопередатчика ССПО

Взаимодействие РЧ и информационных блоков устройств осуществляется с помощью ряда связей путем обмена сигналами различного рода через **интерфейс RF/BB**. Причем в РЧ блоке сигналы вырабатываются и подаются на информационный блок в аналоговой форме, а в информационном блоке они перед соответствующей обработкой преобразуются в цифровую форму с помощью специальных АЦП. Сигналы же, формируемые в информационном блоке, перед подачей на РЧ блок преобразуются ЦАП.

Наиболее важные связи РЧ и информационного блоков показаны на рисунке выше и используются для осуществления следующих функций:

- **Управление синтезатором частоты.** Информация о номиналах рабочих частот, как правило, хранится в ЗУ информационного тракта. При необходимости она вместе с командой о перестройке посылается в тракт синтеза частот, изменяя номиналы формируемых в нем частот.
- Подтверждение получения команд РЧ блоком.
- Измерение выходной РЧ мощности передатчика (*Measurements of Transmitted RF Power*).
- Управление выходной РЧ мощностью передатчика (*Transmitted RF Power Control*).

- **Формирование огибающей** радиоимпульса излучаемого сигнала (*Power Ramping, Ramp Control*) в соответствии с определенной временной маской. Этот процесс более подробно будет рассмотрен далее.
- Автоматической регулировки усиления AGC (*Automatic Gain Control*) приемного тракта.
- Измерение уровня принимаемого сигнала RSSI (*Received Signal Strength Indication*).
- **Управление потребляемой мощностью** РЧ блока с целью ее уменьшения. Для этого в информационном блоке вырабатывается ряд специальных сигналов, переводящих отдельные блоки и узлы РЧ блока в режим пониженного энергопотребления (*Power Down Mode*) на время, когда они не используются в работе устройства.
- **Аварийной сигнализации.** Эта функция является особенно важной для передатчиков базовых станций в связи с необходимостью обеспечения их длительного бесперебойного функционирования. В РЧ блоке вырабатываются сигналы о возникновении возможной ошибки в функционировании базовой станции и пересылаются в информационный блок для информирования об этом. При этом ряд сигналов могут блокировать работу радиоблоков для предотвращения выхода его из строя, другие меняют режим работы узлов радиоблока с сохранением его общего функционирования. Так если, например, индицируется аварийное повышение температуры узлов усилителя мощности передатчика, то выходная мощность уменьшается для предотвращения повреждений.

Управление выходной мощностью передатчиков

Статическая регулировка РЧ мощности

В современных системах радиосвязи с множественным доступом передаваемая РЧ мощность постоянно изменяется внутри заданного диапазона для того, чтобы оптимизировать энергетический баланс линии связи. В результате достигается два положительных эффекта: уменьшается уровень интерференционных помех для близких приемников, и уменьшается мощность, потребляемая передатчиком от источника питания.

Для эффективного функционирования многих систем необходимо производить адаптивную регулировку выходной мощности передающих устройств базовых станций и мобильных абонентских устройств, что отражается в соответствующих стандартах. Команда на изменение выходной мощности в виде цифрового кода вырабатывается в информационном блоке и поступает через ЦАП на узел регулировки мощности. Число дискретных уровней выходной мощности, шаг и диапазон регулировки зависит от конкретного стандарта.

Так, например, в цифровых системах стандарта CDMA по команде базовой станции мобильные устройства каждые 1,25 мс могут изменять уровень выходной мощности. При этом они должны излучать минимально возможный уровень сигнала, достаточный для обеспечения заданного качества приема информации. Для работы в системе мобильные устройства должны обеспечивать регулировку выходной мощности в диапазоне 85 дБ с шагом 1 дБ.

Регулировка выходной мощности осуществляется и в аналоговых ССПО. Например, в системе стандарта TACS производится автоматическая регулировка мощности портативных устройств в пределах 20 дБ, а мобильных - 32 дБ.

Динамическая регулировка РЧ мощности, рампинг

В дополнение к рассмотренному виду управления выходной мощностью, называемому иногда “статическим” (*Static Control*), в TDMA системах с временным разделением должно происходить управляемое включение и выключение усилителей мощности в паузах между передачей РЧ посылок (информационных посылок). Это позволяет уменьшить проникновение сигнала в соседние каналы из-за расширения спектра формируемого РЧ сигнала, происходящего при коммутации передатчика. Формирование требуемой формы огибающей производится путем плавной коммутации или рампинга усилителя мощности

передатчика (*Power Amplifier Ramping*) с нормированными временами установления и спада (среза) формируемого выходного радиоимпульса в соответствии со спецификациями стандартов. Слишком крутые фронт и срез формируемой посылки приводят к расширению занимаемой полосы частот. С другой стороны, они не должны быть слишком пологими, так как это может привести к потере информации из-за недостаточной мощности в начале и конце информационных пакетов. Такое управление трактом передачи называют динамической регулировкой (*Dynamic Control*) выходной мощности передатчика.

Временные маски сигналов, формируемых в ССПО

Форма огибающих РЧ посылок (радиоимпульсов) используемых в ССПО, как правило, строго нормируется соответствующими нормативными документами. Для этой цели на усилитель мощности подается специальный сигнал требуемой формы для включения и выключения УМ. Усилитель мощности может управляться с помощью простейшей интегрирующей RC-цепи или более сложных схем. Используемый метод управления определяется изготовителем усилителя мощности.

Временные характеристики временного интервала TDMA-кадра, например системы GSM, задается **временной маской** (*GSM-mask standard*), нормирующей вид огибающей (рис. 2).

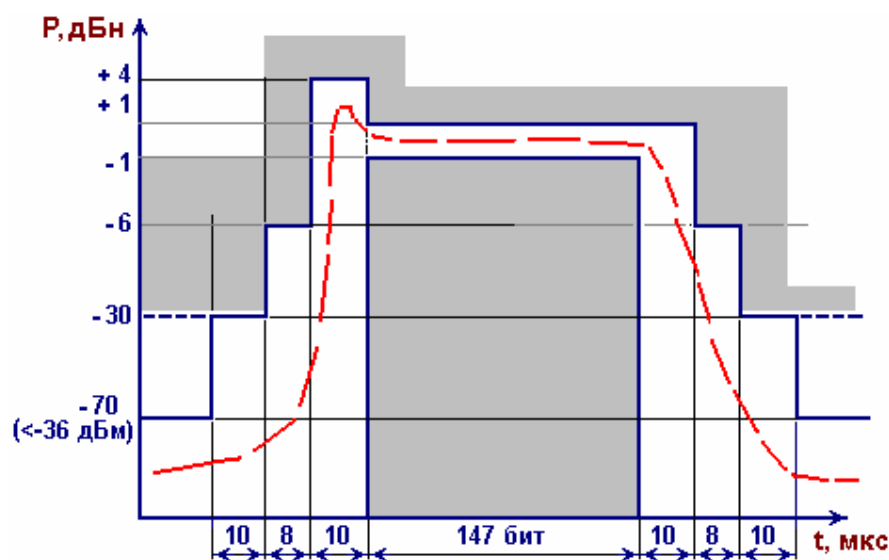


Рис. 2. Временная маска выходного сигнала БС системы GSM

В соответствии со спецификацией DECT усилитель мощности передатчика должен плавно коммутироваться с нормированными временами установления и спада выходного радиоимпульса, равными 27 мс [24]. Соответствующая временная маска приведена на рис. 3.

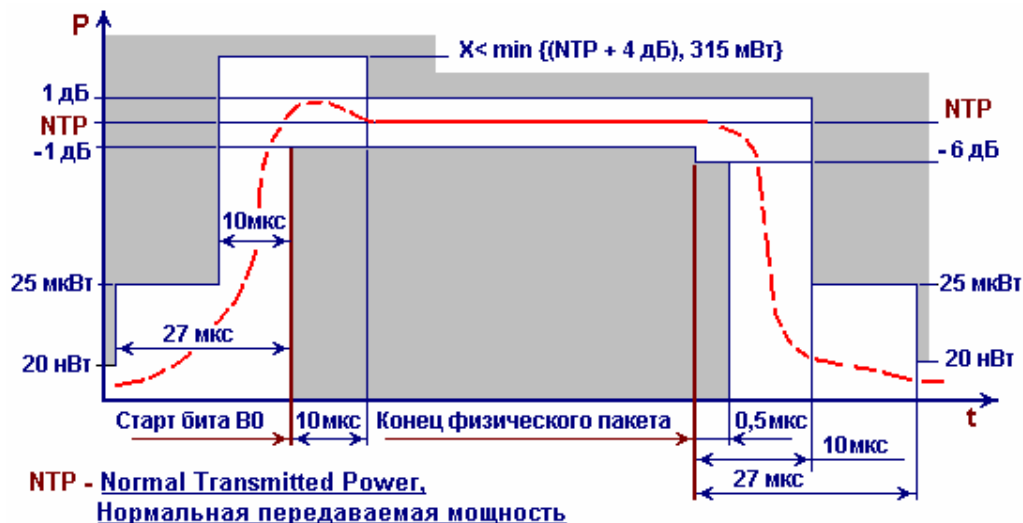


Рис. 3. Временная маска выходного сигнала передатчиков DECT

Метод управления УМ путем изменения величины напряжения питания

Наиболее простым образом управлять величиной выходной мощности УМ можно изменяя величину его напряжения питания (*Supply Voltage Control Technique*). В этом случае напряжение на РЧ усилитель мощности подается через полевой транзистор, к затвору которого приложено выходное напряжение усилителя с постоянным коэффициентом усиления. В данной схеме выходная РЧ мощность пропорциональна величине напряжения питания усилителя мощности Епит ум. Полевой транзистор используется в схеме как регулируемое сопротивление, позволяющий изменять напряжение питания УМ от 0 до Епит (рис. 4).

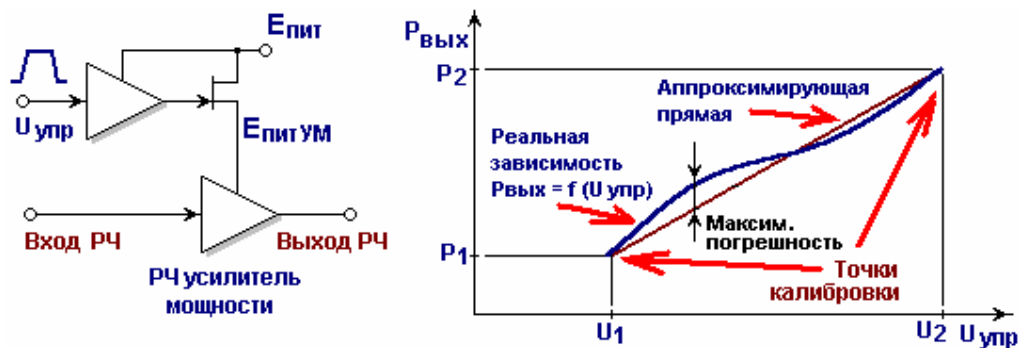


Рис. 4. Управление выходной мощностью передатчика путем изменения напряжения питания

Управляющее напряжение $U_{упр}$ необходимой формы для статической и динамической регулировки мощности подается на вход дополнительного усилителя. Быстродействие устройств получается очень высоким, и эта методика, также известная как высокочастотная модуляция (*high-level modulation*), использовалась ранее в мощных АМ передатчиках.

Чтобы предсказывать точно величину выходной мощности УМ в зависимости от управляющего напряжения, должны быть известны характеристики передачи системы, для чего производят калибровку устройства. При этом достаточно произвести измерение искомой зависимости $P_{вых} = f(U_{упр})$ для двух точек и найти коэффициенты соответствующего линейного уравнения.

Рассмотренный метод управления РЧ усилителем мощности, использующий линейное соответствие между сигналом управления и выходным РЧ мощностью, имеет несколько достоинств [3-6]:

Зависимость выходной мощности от управляющего напряжения получается с помощью достаточно простого процесса калибровки;

Необходимая форма РЧ пакета, удовлетворяющая требованиям временной маски, может быть легко получена путем подбора необходимого управляющего сигнала;

Выходные побочные составляющие, обусловленные процессом коммутации УМ, легко минимизируются.

Произведенные экспериментальные исследования показали, что при изменении выходной мощности в диапазоне, большем, чем 30 дБ, максимальная абсолютная ошибка управления составила всего 1,0 дБ [3]. Однако, во многих случаях такая точность управления УМ недостаточна для удовлетворения требований стандартов ССПО, что является недостатком рассматриваемого метода. Кроме того, ошибка управления резко увеличивается при изменении условий окружающей среды, рассогласовании нагрузки УМ и влиянии других факторов. Поэтому данный метод управления УМ применяется в основном в простых радиопередающих устройствах, в частности в РЧ блоках устройств DECT.

Метод управления УМ с помощью замкнутой петли обратной связи

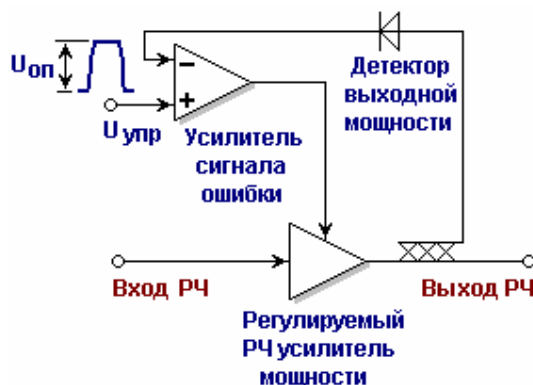


Рис. 5. Управление выходной мощностью передатчика в петле ОС

Управление выходной РЧ мощностью может выполняться с помощью замкнутой петли обратной связи (*Closed Loop Control*). Как показано на рис. 5, РЧ мощность считывается с выхода усилителя с помощью направленного ответвителя или емкостного делителя, и детектируется, например, с помощью быстродействующих диодов Шоттки. Возникающий в результате сигнал, пропорциональный величине выходной мощности, сравнивается в усилителе сигнала ошибки УСО с опорным напряжением $U_{оп}$ (*Reference Voltage*), поступающим с ЦАП информационного тракта. Петля управляет коэффициентом усиления усилителя мощности выравнивая измеряемое напряжение и опорное. Текущее значение опорного напряжения и определяет величину выходной РЧ мощности. Управление мощностью, в том числе и динамическое, производится путем изменения опорного напряжения.

Основные недостатки этого подхода:

В устройствах связи происходит потеря выходной мощности. Потери, вносимые направленным ответвителем, могут достигать 1-2 дБ;

Динамический диапазон ограничен детекторным диодом, и без применения специальных мер составляет около 20 дБ;

Коэффициент усиления петли может значительно измениться в динамическом диапазоне, вызывая проблемы стабильности устройства и точности управления.

Однако достоинством этого метода является возможность обеспечения принципиально более высокой точности управления выходной мощностью по сравнению с рассмотренным ранее методом. Поэтому управление выходной мощностью с помощью замкнутой петли обратной связи находит все большее применение в РЧ блоках современных цифровых ССПО.

Контроллеры усилителей мощности

Ряд компаний производят объединение узлов, относящихся к управлению РЧ усилителями мощности, в отдельное устройство, выполняемое в виде ИС. Такие устройства получили название контроллеры РЧ усилителя мощности (*Power Controller*). Контроллер РЧ УМ – устройство, осуществляющее точное измерение выходной мощности передатчика и необходимое статическое и динамическое управление выходным УМ. Типовая структура и схема включения двухдиапазонного контроллера РЧ УМ приведены на рис. 6 [7].

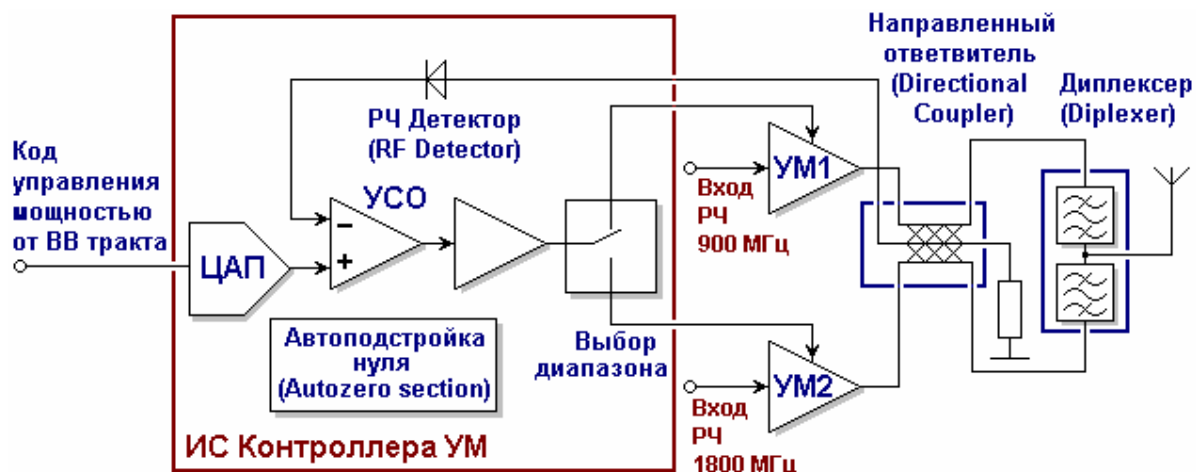


Рис. 6. Применение двухдиапазонного контроллера в узле регулировки мощности

При реализации контроллеров внутри корпуса ИС размещается несколько функциональных узлов: РЧ детектор, усилители канала управления выходной мощностью, цифро-аналоговые преобразователи АЦП, устройство автоподстройки нуля (*Autozero section*), необходимое для того, чтобы улучшить точность управления мощностью при изменении параметров окружающей среды и, прежде всего, температуры. На контроллер может подаваться и аналоговый сигнал управления. В этом случае контроллеры не содержат АЦП, а предварительное аналого-цифровое преобразование сигнала управления происходит в информационном ВВ тракте.

Управление потребляемой мощностью в РЧ блоках

Существенным элементом функционирования устройств, используемых в ССПО, является использование в них динамических методов уменьшения энергопотребления. Для реализации этих методов в устройствах вырабатывается ряд специальных сигналов, переводящих их отдельные блоки и узлы в режим пониженного энергопотребления (*Power Down Mode*) на время, когда они не используются в работе устройства. Кроме того, в ИС, содержащих несколько различных функциональных узлов, для управления потребляемой мощностью (*power-management*) и регулирования напряжения (*voltage-regulation*) производят секционирование этих узлов. Затем реализуются соответствующие цепи интерфейса RF-BB, подключаемые к выводам ИС, при подаче на которые необходимых управляющих сигналов, поступающих от информационного тракта ВВ, происходит перевод соответствующих узлов ИС в режим пониженного энергопотребления.

Сигналы уменьшения потребляемой мощности приемника и передатчика формируются для каждого обрабатываемого информационного пакета, чтобы эффективно снизить энергопотребление устройства. На выходной УМ, являющийся наиболее энергопотребляющим узлом передатчика, питание подается только в момент передачи пакета. Как правило, используемые в тракте передачи ГУНы, формируют опорные сигналы постоянно, в то время как управляющие ими системы ФАП могут выключаться в промежутки между передачей пакетов.

2. Архитектура, частотный и энергетический планы РЧ блоков

РЧ блок современного приемопередатчика и его основные узлы являются типовыми, схемотехнически хорошо отработанными устройствами. Поэтому важным этапом проектирования является выбор оптимального частотного плана приемопередатчика в целом, подбор комплекта элементов фильтрации и подходящего набора интегральных схем. Проектирование трактов передачи и приема должно происходить одновременно, что позволяет при надлежащем частотном планировании (*frequency planning*) улучшать электрические характеристики устройства и уменьшить массогабаритные.

Выбор оптимальной архитектуры позволяет добиться:

- уменьшения энергопотребления устройства;
- улучшения массогабаритных и стоимостных показателей устройства;
- уменьшения нежелательных (внеполосных и побочных) излучений устройства.

Проектирование и оптимизация РЧ блоков приемопередатчиков ССПО должно производиться в несколько этапов.

01. Изучение и анализ стандарта на систему подвижной связи, основных нормативных документов

Любая ССПО описывается рядом нормативных документов, разрабатываемых и утверждаемых международными, национальными организациями, специализированными институтами или отдельными компаниями. Как правило, ряд нормативных документов можно найти на интернет-сайтах этих организаций.

Наиболее известными организациями являются Европейский институт стандартов в связи ETSI (www.etsi.org), Ассоциация промышленности связи США TTA (www.ttaonline.org), в Японии - Ассоциация радиопромышленности и бизнеса ARIB (www.tt1.org). Стандарты на системы связи третьего поколения разрабатываются и продвигаются UMTS Форумом (www.umts-forum.org) и организацией 3GPP (www.3gpp.org).

02. Получение энергетического плана РЧ блока

Энергетический план устройства – это его укрупненная структура с приведением основных уровней сигнала на его входах и выходах, пределов, шага и точности изменения их величин. В том случае, если для функционирования приемопередатчика необходимо измерение уровней сигналов в устройстве, целесообразно указать точность, с которой должны быть произведены эти измерения. При дискретизации (аналого-цифровом преобразовании) измеряемых значений приводится количество уровней дискретизации и шаг дискретизации. Как правило, энергетический план полностью описывают требования, приведенные в стандарте на ССПО.

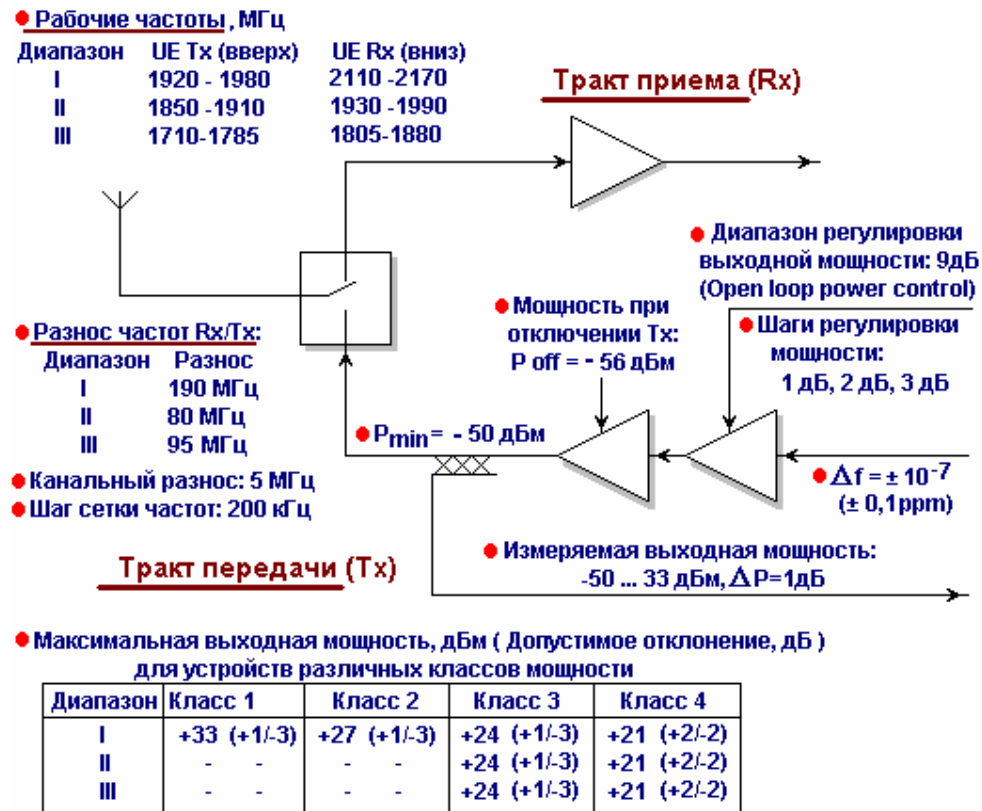


Рис. 7. Основные параметры тракта передачи абонентского устройства третьего поколения

В качестве примера на рис. 7 приведен энергетический план РЧ блока абонентского устройства (UE) третьего поколения, на котором показаны основные параметры для тракта передачи в режиме FDD [стандарт 3GPP TS 25.101, V5.1.0].

03. Выбор архитектуры РЧ блока

Термин "архитектура" (*Architecture*) в настоящее время очень широко используется в современной специальной англоязычной литературе [8-11]. Архитектура РЧ устройства определяет **основные принципы преобразования сигнала** в нем. Примером определенной архитектуры могут служить, например, РЧ тракт (приема или передачи) с прямым преобразованием сигнала, передатчик с петлей трансляции сигнала и т.д. Разновидности архитектуры трактов приема и передачи и рекомендации по их применению приведены далее в соответствующих разделах пособия.

04. Формирование частотного плана

Частотный план приемопередатчика – это его предельно упрощенная структурная схема, на которой обязательно показаны устройства генерирования и преобразования сигналов - смесители, генераторы, модуляторы. На плане приводятся номиналы генерируемых и преобразуемых частот и, при необходимости, размещаются устройства фильтрации.

Частотный план необходимо формировать с учетом ряда факторов:

- требований стандарта - полосы рабочих частот на входе приемника и выходе передатчика; номиналов канальных частот, вида модуляции, нестабильности и т.п.;
- требований к подавлению нежелательных излучений на выходе передатчика, определяемых стандартом;
- требований к подавлению сигналов на частотах внеполосного приема;
- наличия синтезаторов частот, обладающих необходимыми параметрами ($f_{min}...f_{max}$; шаг

- сетки частот Δf ; время установления частоты $t_{уст}$);
- сложившейся практики построения структур приемопередатчиков: наличия промышленных фильтров, прежде всего ПЧ, на необходимые частоты, отдельных функциональных узлов, работающих на определенных частотах и т.д.

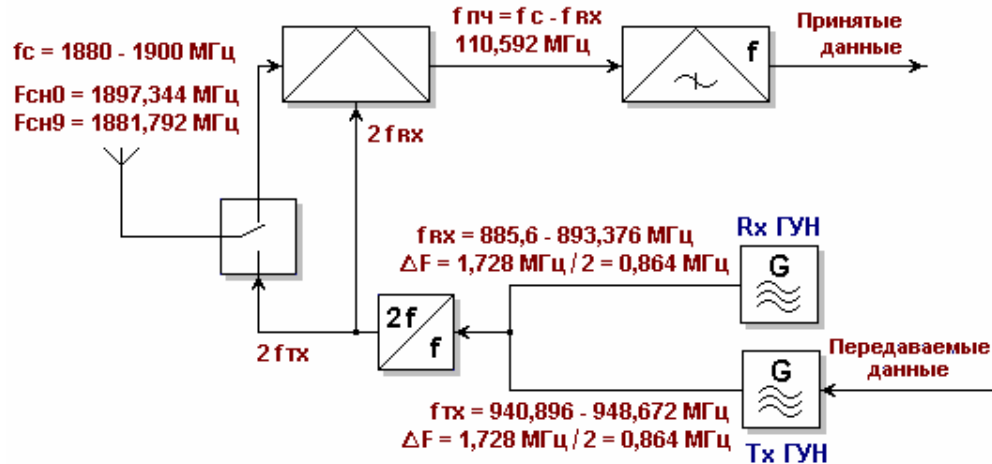


Рис. 8. Пример частотного плана РЧ блока приемопередатчика DECT

В качестве примера на рис. 8 приведен частотный план РЧ блока приемопередатчика DECT [24]. Более подробное описание такого РЧ блока DECT и его структурная схема приведены далее в разделе "Прямая модуляция с удвоением частоты".

05. Формирование структурной схемы приемопередатчика

После составления частотного плана устройства переходят к разработке эскизного варианта структурной схемы приемопередатчика. По сути дела, на этом этапе проектирования в рамках ранее полученного частотного плана происходит конкретизация энергетического плана устройства, т.е. определяется общее число каскадов усиления, типы и количество транзисторов в узлах, выбираются питающие напряжения. На эскизе структурной схемы приводятся все каскады с указанием предполагаемых коэффициентов усиления (передачи), уровней сигналов, указанием типов каскадов (ОК, ОБ) и выделением при необходимости отдельных элементов схемы (транзисторов, диодов). Для делителей частоты синтезаторов частот необходимо найти значения коэффициентов деления требующиеся при настройке на конкретные рабочие каналы, определить необходимую крутизну перестройки ГУН. На данном этапе проектирования целесообразно произвести максимально возможную детализацию устройства с учетом предполагаемых вариантов схемотехнической реализации и конкретных наборов ИС и, таким образом, перейти к его функциональной схеме.

06. Разработка принципиальной электрической схемы

На этом заключительном этапе происходит выбор схемотехнической реализации отдельных узлов проектируемого блока, их электрический расчет, компьютерное моделирование.

Квадратурная обработка сигнала

Очень эффективным способом преобразования сигналов в функциональных узлах РЧ блока является их обработка в квадратурных каналах, что эквивалентно представлению сигнала в комплексной форме [2, 23, 1]. В квадратурных узлах **преобразования сигнала по частоте** обработка может происходить без образования нежелательных паразитных суммарных или разностных компонентов на выходе устройств (смесители с подавлением

зеркального канала). В квадратурных узлах преобразования сигнала **на нулевую частоту** (устройства прямого преобразования сигнала или демодуляторы) на выходе устройства формируется сигнал с комплексной огибающей, содержащий информацию об амплитуде и фазе исходного модулирующего сигнала. В результате квадратурного преобразования сигнала вниз по частоте в тракте приема формируются непосредственно синфазный I (*In-phase*) и квадратурный Q (*Quadrature*) сигналы, которые могут использоваться для дальнейшей обработки в информационном тракте.

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. 9).

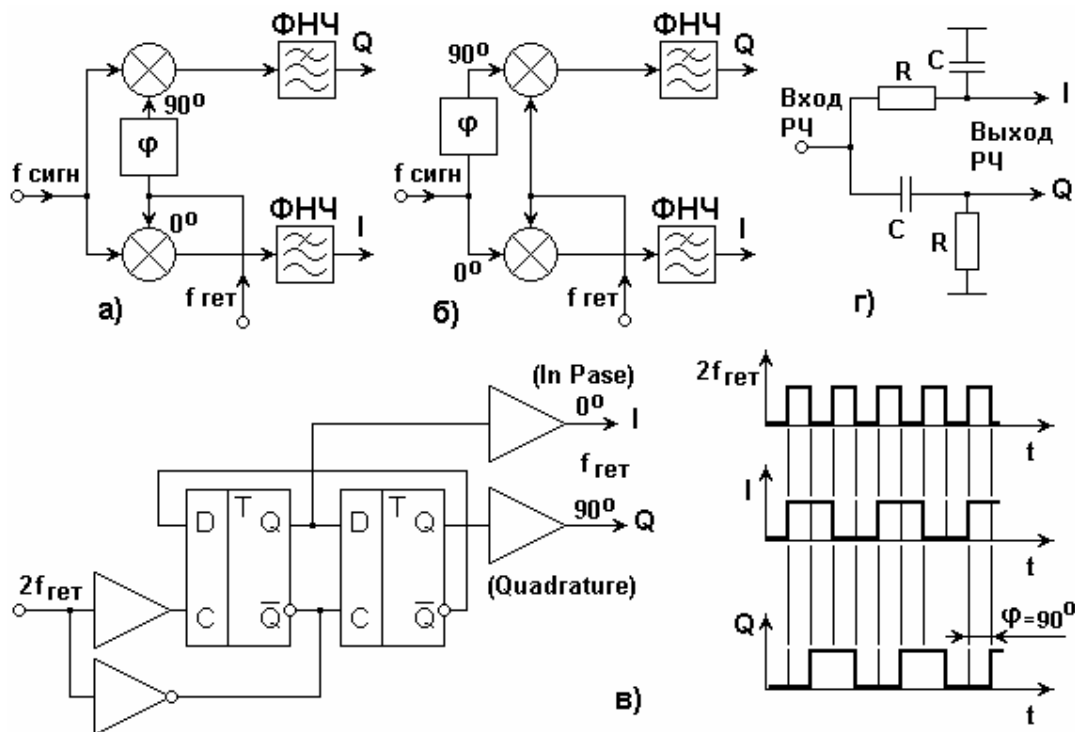


Рис. 9. Квадратурный сдвиг в тракте гетеродина (а) и сигнала (б)

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. 9а). 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.

Формирование опорных сигналов квадратурных каналов

Как правило, для получения опорных сигналов квадратурных каналов в качестве фазовращающего узла используется делитель частоты на два (рис. 9в). Этот метод формирования опорных сигналов получил широкое распространение, так как он наиболее прост, работает в широком диапазоне изменения частот.

Следует отметить, что такой метод формирования квадратурных опорных сигналов в настоящее время затруднен для применения в приемопередатчиках с прямым преобразованием частоты, так как квадратурная обработка сигнала (модуляция и демодуляция) происходит в них непосредственно на несущей частоте. Удвоенная опорная РЧ частота, формируемая синтезатором частоты, перед подачей на делитель частоты для устройств стандарта UMTS или диапазона ISM 2,4 ГГц должна иметь значение около 4,8 МГц. СЧ, предназначенные для использования в РЧ блоках, с такими номиналами выходных частот в настоящее время достаточно дороги и не всегда обладают приемлемыми характеристиками.

Формирование квадратурных опорных сигналов в этом случае может быть произведено с использованием пассивных фазовращающих RC цепей (рис. 9г). Данный способ широко используется в различных РЧ ИС в каналах с квадратурной обработкой сигналов на частотах, больших 1,5 ГГц. Проблемой при этом является неравномерность канальных фазовых сдвигов в диапазоне рабочих частот. Однако, например компания Philips Semiconductors уже ряд лет использует этот способ в РЧ блоках (*Image Rejecting Front-Ends*), функционирующих на частотах 1,8 – 2,0 ГГц. Для формирования квадратурных опорных сигналов гетеродина используются две пассивных фазосдвигающих RC цепочки. Одна из цепочек устанавливает фазовый сдвиг, равный 45° , другая - 135° , и происходит работа в зоне их линейности. Путем моделирования фазовые сдвиги в цепи гетеродина выбираются так, чтобы в необходимом диапазоне изменения частот гетеродина могли быть получены точные квадратурные сдвиги фазы [12]. В прямом квадратурном модуляторе (*Direct I/Q Modulator*) MAX2720/MAX2721 компании Maxim, предназначенном для использования в диапазоне 1,7 – 2,5 ГГц, разбаланс фаз (*Phase Imbalance*) в квадратурных каналах составляет $\pm 1,0$ градус [13].

Смесители с подавлением зеркального канала

Один из путей подавления сигнала зеркальной частоты при преобразованиях сигнала состоит в том, чтобы использовать метод фазового подавления (*phase cancellation*) вместо традиционного частотноизбирательного подавления с помощью достаточно дорогих фильтров, имеющих и большие габариты. В этом случае при преобразовании сигнала используется смеситель с подавлением зеркального канала СПЗК (*Image Reject Mixer*) [8, 9]. ИС, использующие данный метод и предназначенные специально для применения в устройствах ССПО, выпускает ряд фирм.

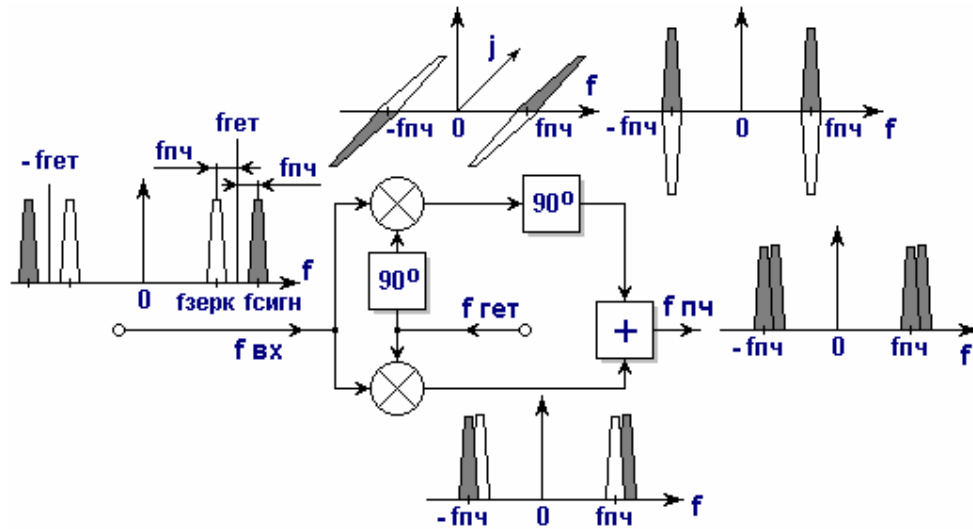


Рис. 10. Архитектура Хартли с подавлением зеркального канала

На рис. 10 приведена архитектура Хартли (**Hartley**), предложенная еще в 1928. В ней используется два смесителя, на которые подаются квадратурные сигналы гетеродина. Сигнал ПЧ разделяется на синфазную (I) и квадратурные (Q) компоненты. Перед объединением в сумматоре сигнальные компоненты этих двух трактов сдвигаются относительно друг друга на 90° . Зеркальный и желательный сигналы имеют отрицательную и положительную расстройку от частоты гетеродина соответственно. Сигналы желательного и зеркального каналов преобразуются по частоте в двух смесителях, управляемых квадратурными фазами гетеродина. Сигналы с выходов смесителей затем сдвигаются по фазе на 90° относительно друг друга. Суммируя эти два сигнала можно выбрать желательный и подавить зеркальный сигнал, в то время как, напротив, при получении разности будет выбираться зеркальный сигнал. Это связано с тем, что сигналы желательного канала на вход сумматора после преобразований подаются с одинаковой фазой, в то время как сигналы зеркального канала - в противофазе. В результате при сложении полученные противофазные напряжения взаимно компенсируются, и сигнал зеркального канала подавляется.

Другая разновидность архитектуры Хартли известна еще как приемник с подавлением зеркального канала Вейвера (**Weaver**). Результат достигается путем сдвига фаз сигнала в одном канале на 90° при помощи второго гетеродина, как это показано на рис. 11.

Однако следует помнить, что эффективность функционирования таких смесителей зависит в основном от идентичности квадратурных I/Q каналов, то есть разбаланса коэффициента передачи и фазы в квадратурных каналах. Степень подавления зеркального сигнала зависит от идентичности амплитуд сигналов в двух квадратурных каналах и точности установки фаз фазовращателей. По этим причинам, рассмотренная концепция стала практически реализованной только после достаточного развития технологии изготовления ИС, когда два канала преобразования РЧ сигналов хорошо согласованы внутри корпуса и одинаково ведут себя при температурных изменениях. Реальное подавление зеркального сигнала в микросхеме ограничено уровнем приблизительно 40-45 дБ из-за остаточного несоответствия коэффициентов усиления в квадратурных каналах.

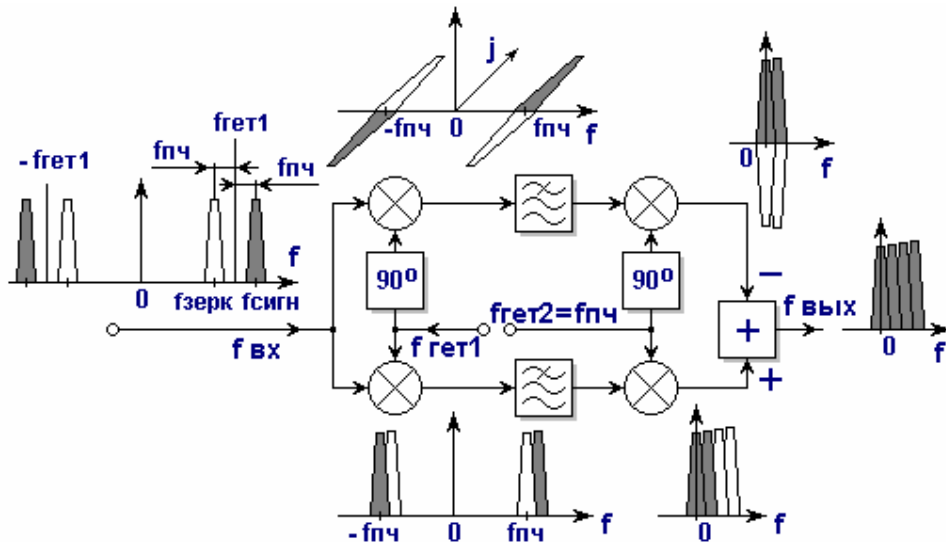


Рис. 11. Архитектура Вейвера с подавлением зеркального канала

Специально для использования в устройствах DECT фирма Philips разработала устройство подавления зеркального канала (*Image Rejecting Front-End*) тракта приема UAA2077AM, и приемопередатчик с подавлением зеркального канала (*Image Reject Transceiver*) UAA2067G, упрощенная структурная схема которого приведена на рис. 12 [14]. Для выбора подавляемой составляющей в выходном сигнале используется ИС вывод SBS (*SideBand Selection*).

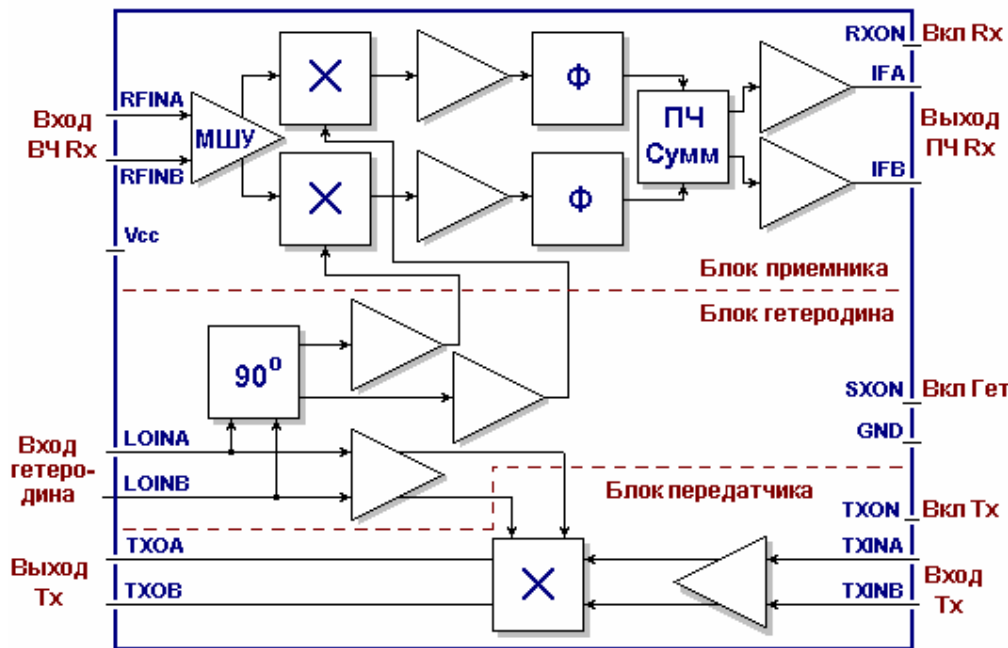


Рис. 12. Структура ИС приемопередатчика UAA2067G

3. Архитектура тракта передачи

Структура тракта передачи 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 вида используемой модуляции. Методы модуляции могут быть разделены на две группы: методы модуляции с постоянной огибающей (*constant envelope*) и с изменяющейся огибающей (*variable envelope*) [2,8,23]. 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 исключить резкие изменения частоты и фазы сигнала, делающей формируемый сигнал спектрально более эффективным. Передатчики, формирующие такие виды модуляции, должны соответствовать требованиям спектральной маски, определяемой стандартом, чтобы излучаемый сигнал не создавал помехи другим пользователям в соседних каналах.

У сигналов с изменяющейся огибающей типа квадратурной фазовой манипуляции QPSK (*quadrature phase shift keying*) 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 [2,23]. Такие сигналы формируются на ПЧ с использованием схем косвенной и прямой квадратурной модуляции и далее преобразуются вверх по частоте на РЧ канал.

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*).

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. 13 представляет собой универсальное устройство, с помощью которого могут быть получены сигналы практически со всеми видами модуляции, используемыми в ССПО. Основу такого модулятора составляют два перемножителя и сумматор сигналов. 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 I/Q входы поступают две информационные последовательности с информационного тракта ВВ. 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 [2, 23].

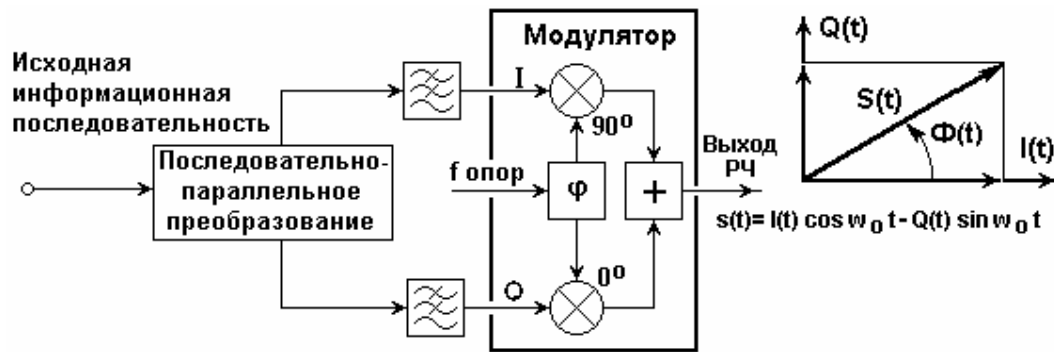


Рис. 13. Функционирование квадратурного модулятора

Квадратурные опорные сигналы получаются при использовании фазосдвигающего узла, формирующего два опорных ортогональных сигнала со сдвигом фазы на 90 градусов. Фаза выходного сигнала множителя 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 ГУН на РЧ

В передатчике с прямой модуляцией (*Direct modulation transmitter*) модуляция и перенос информационного сигнала вверх по частоте на рабочую канальную РЧ частоту происходит за один шаг. Наиболее простая структура передатчика, в котором используется архитектура с **прямой модуляцией ГУН** на РЧ, приведена на рис. 14. Эта архитектура используется в простых устройствах ССПО для формирования сигналов с ЧМ [2].



Рис. 14. 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 улучшаются массогабаритные, стоимостные и энергетические показатели устройства.

Архитектура тракта передачи с прямой квадратурной модуляцией

Структура тракта с прямой квадратурной модуляцией (*Direct quadrature modulation*), которая приведена на рис. 15, является разновидностью 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 второй ПЧ гетеродин или вторая петля ФАП. Кроме того, в ней не требуется преобразователь сигнала 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.

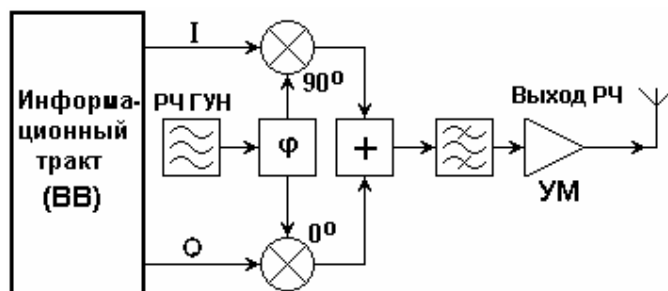


Рис. 15. Архитектура с прямой квадратурной модуляцией

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 для управления частотой перестраиваемого гетеродина РЧ ГУН. Эта архитектура позволяет достигать высокой степени интеграции РЧ блока, так как в нем может производиться подавление зеркального канала 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, больший динамический диапазон передатчика по сравнению с передатчиком, выполненным с трактом преобразования частоты, уменьшение энергопотребления, уменьшение массогабаритных показателей устройства из-за отсутствия фильтров ПЧ, смесителей.

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, т.е. УМ является непосредственно нагрузкой генератора. 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. При этом чаще всего ограничиваются лишь учетом влияния изменения величины напряжения источника питания. Наблюдается сильное влияние мощного усилителя передатчика по цепи питания на ГУН. Внезапный бросок тока, 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 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 $160 \div 180$ 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*) и излучение ее.

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 приведенная архитектура с прямой квадратурной модуляцией в тракте передачи может использоваться для получения любого типа модуляции. Эта простая архитектура позволяет ослабить требования к РЧ фильтрации, требует применения одного синтезатора и создает меньше побочных составляющих по сравнению с архитектурой передатчика с двойным преобразованием. Несмотря на рассмотренные выше проблемы, GSM передатчики с использованием прямой квадратурной модуляции, и ГУН, генерирующими непосредственно несущую частоту РЧ канала, производятся в массовом количестве.

Прямая модуляция со сдвигом частоты ГУН

На рис. 16 показана блок-схема передатчика, в котором используется прямая модуляция с сдвигом частоты ГУН (*Direct Modulation with Offset VCO*). Основным принцип построения устройства такой же, как у передатчика с прямой модуляцией. Однако опорный сигнал получают путем смешивания и фильтрации сигналов двух генераторов, работающих на частотах, отличных от канальной, что приводит к уменьшению эффекта затягивания частоты гетеродинов.

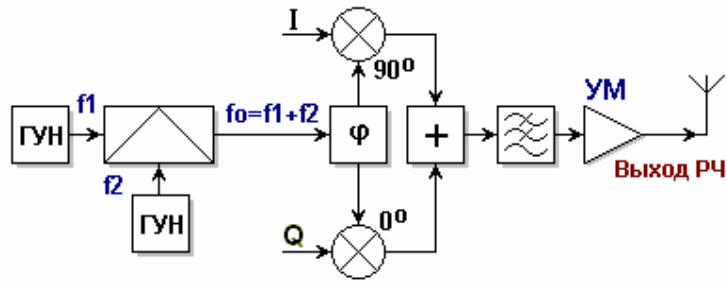


Рис. 16. Архитектура передатчика со сдвигом частоты ГУН

Этот метод имеет те же самые преимущества, что и метод прямой модуляции за исключением того, что в этой архитектуре практически отсутствует эффект затягивания гетеродина по входу. Неправильный выбор частот гетеродинов может привести к появлению их гармоник и комбинационных составляющих на выходе передатчика, поэтому фильтр низких частот, устанавливаемый на выходе смесителя сигналов гетеродинов должен обладать хорошей избирательностью, чтобы избежать воздействия неидеальностей формируемого опорного сигнала на качество переданного сигнала.

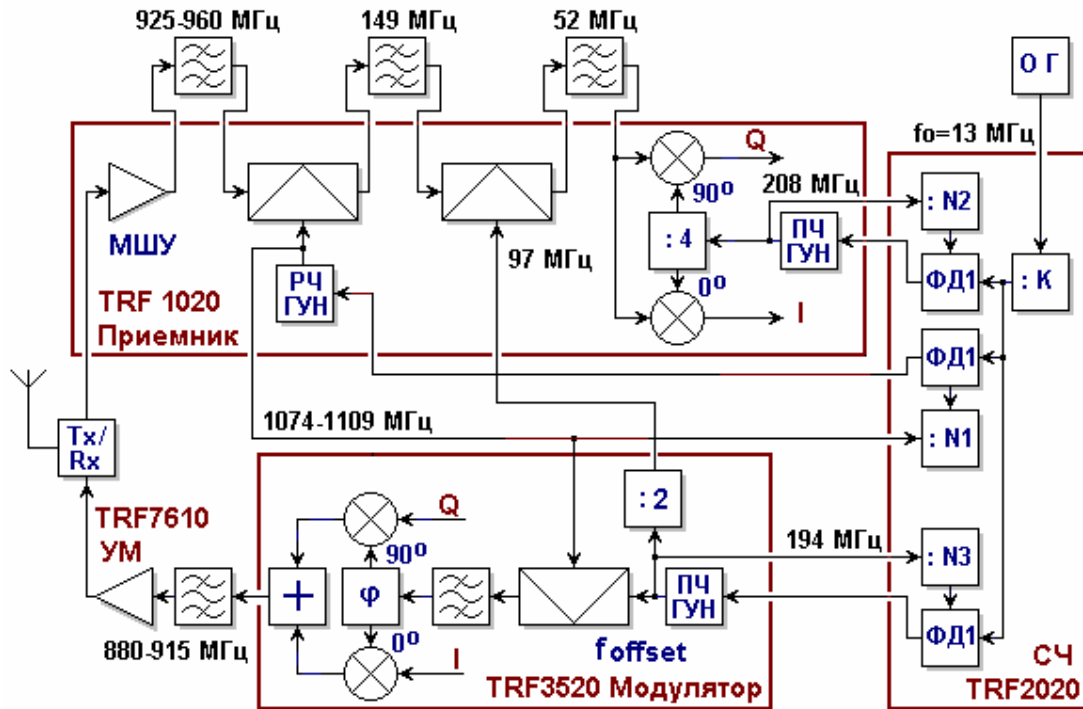


Рис. 17. Архитектура РЧ блока системы GSM со сдвигом частоты ГУН в тракте передачи

Примером такой архитектуры тракта передачи может служить показанная на рис. 17 структура РЧ блока системы GSM, выполненного на ИС фирмы Texas Instruments [15].

Прямая модуляция с удвоением частоты

Путем преодоления недостатков архитектуры с прямой модуляцией на РЧ является использование буферных каскадов и удвоителей частоты после ГУН (рис. 18).

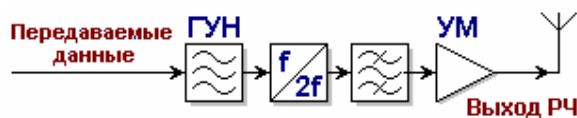


Рис. 18. Тракт передачи с прямой модуляцией на РЧ и удвоением частоты

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. Структура с прямой модуляцией на РЧ применяется в приемопередатчиках систем, работающих по стандарту DECT. В качестве примера приведем структурную схему такого устройства, реализованную на ИС PMB 2420 и PMB 2220 фирмы Siemens [24]. Система, работающая в стандарте DECT, относится к системам с временным дуплексированием, поэтому приемник и передатчик работают на одной частоте. Структурная схема приемопередатчика с использованием такой архитектуры приведена на рис. 19. При таком построении приемопередатчика частоты ГУН при передаче и приеме отличаются на величину, равную значению первой ПЧ приемника, типовой номинал которой равен 110,592 МГц. За время между временными интервалами приема и передачи синтезатор частот ГУН должен перестраиваться, по крайней мере, в этом диапазоне. Это делает необходимым применение в таком передатчике быстродействующего синтезатора частот (*Fast-hopping Synthesiser*). Однако, за счет использования отдельных генераторов (Rx, Tx), требования по быстродействию, предъявляемые к используемым ГУН и СЧ, могут быть ослаблены.

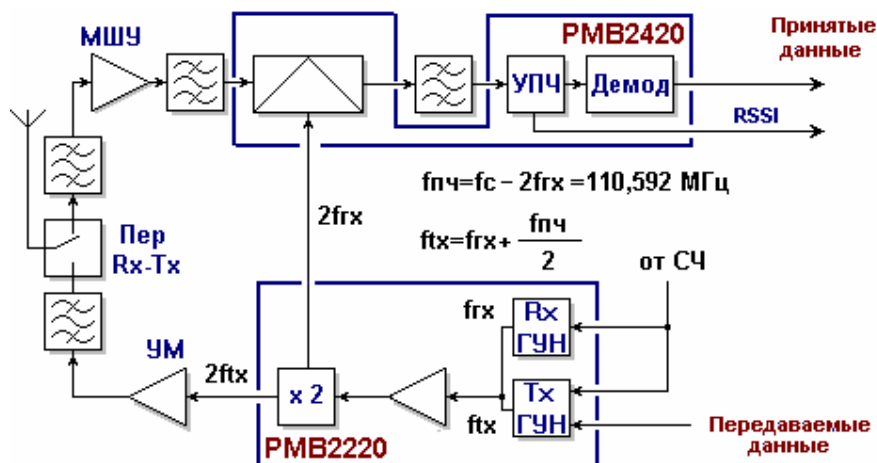


Рис. 19. Структура РЧ блока приемопередатчика DECT с удвоением частоты

Передатчики с непрямой модуляцией

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. 20.

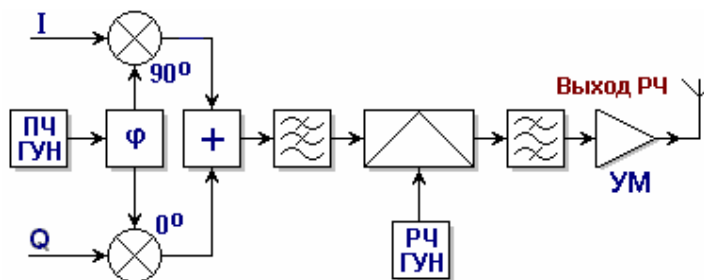


Рис. 20. Архитектура тракта передачи с двойным преобразованием

В передатчиках с двойным преобразованием модулятор выполняет модуляцию и отчасти преобразование сигнала вверх по частоте на фиксированную частоту ПЧ. Сигнал фильтруется 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. Так как на выходе второго смесителя генерируется две боковых полосы, внешний фильтр после 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 сигнала информационного тракта вверх по частоте на РЧ. В англоязычной литературе для такой архитектуры тракта передачи используется термин “передатчики с непрямой (косвенной) модуляцией” (*Indirect modulation*).

Этот метод может использоваться для методов модуляции с постоянной и изменяющейся огибающей. Так как квадратурная модуляция выполняется на частоте ПЧ, составляющей обычно несколько десятков 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 широкополосного шума и более высоких гармоник ПЧ, сгенерированных квадратурным IQ 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. 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.

Передатчики с петлей трансляции и преобразованием сигнала вверх по частоте

Универсальность петли фазовой автоподстройки частоты как умножителя частоты делает весьма перспективным ее использование в передатчиках подвижной связи для осуществления частотной модуляции и преобразования сигнала вверх по частоте. 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.21).

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 требований к элементам 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. Это связано, прежде всего, с обеспечением низкого уровня шумов и побочных составляющих на выходе. 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, при таком построении тракта передачи могут использоваться усилители мощности, работающие в классе С, обеспечивая хороший коэффициент полезного действия добавленной мощности РАЕ.

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 на выходе, что позволяет заменить дуплексер на входе РЧ блока переключателем прием/передача. Исключение 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 формирования сигнала с постоянной огибающей реализован в передатчике с прямой модуляцией ГУН на основе ФАПЧ (*PLL-based direct VCO modulated transmitter*), структура которого показана на рис. 21. В этой архитектуре происходит непосредственная модуляция генератора РЧ ГУН, управляемого напряжением, информационными данными. Для точной начальной установки несущей частоты ГУН используется петля ФАПЧ. В момент передачи информационной РЧ посылки происходит размыкание петли, и в цепь управления ГУН подается информационный поток. Размыкание петли производится для того, чтобы исключить искажения промодулированного сигнала за счет действия петли ФАПЧ, являющейся фильтром НЧ.

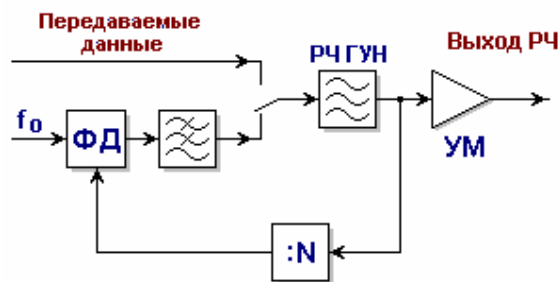


Рис. 21. Передатчик с прямой модуляцией ГУН на основе ФАПЧ

Этот метод чрезвычайно привлекателен для использования в ИС РЧ блока с высокой степенью интеграции и малым энергопотреблением, так как при этом используется небольшое 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. 22 показан вариант архитектуры тракта передачи с петлей трансляции, которая содержит квадратурный модулятор внутри петли обратной связи. При таком построении в тракте передачи используется 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 структуры при выборе частотного плана и реализации многодиапазонных РЧ блоков.

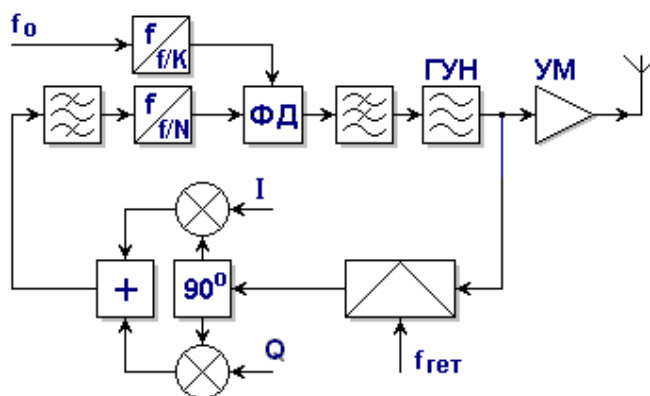


Рис. 22. Передатчик с квадратурным модулятором внутри петли обратной связи

Передатчик на основе ФАПЧ с 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. 23 показана структура тракта передачи, состоящего из квадратурного модулятора, смесителя с понижением частоты, фазового детектора, петлевого фильтра и ГУН. Частота гетеродина передатчика сдвинута от несущей частоты передачи на значение $f_{пч} = f_{гун} - f_{гет}$. Сдвигающая петля ФАПЧ действует как следящий полосовой фильтр, настроенный на выбранную частоту канала. Такое построение тракта уменьшает уровень широкополосного шума, обеспечивая преимущество над стандартным подходом с преобразованием сигнала вверх, где для уменьшения шума потребовалось бы применить дополнительный фильтр и дуплексер.

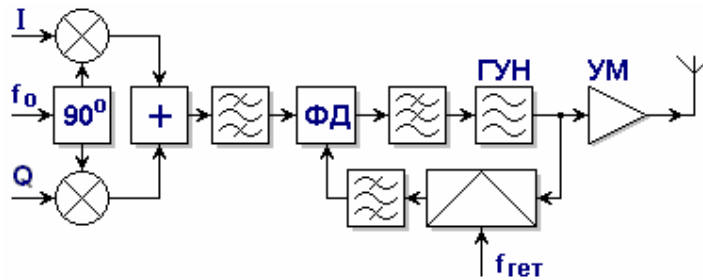


Рис. 23. Архитектура передатчика с модуляцией опорного сигнала

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 внешних полосовых фильтров. Эта архитектура подходит только для методов модуляции с постоянной огибающей и требует дополнительных аппаратных затрат, так как для получения опорных частот f_0 и $f_{гет}$ в структуре используются два отдельных ГУН. В данной структуре возможно возникновение затыгивания частоты ГУН по входу, что требует лучшей развязки гетеродинов и УМ.

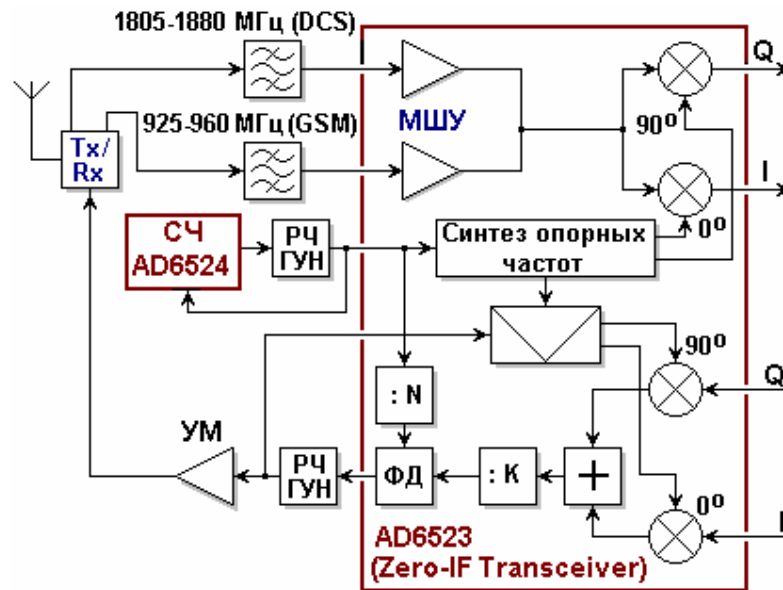


Рис. 24. РЧ блока приемопередатчика стандарта GSM с использованием ИС Othello

На рис. 24 приведена структура РЧ блока двухдиапазонного приемопередатчика стандарта GSM, выполненного на комплекте ИС Othello компании Analog Device [16]. В тракте приема использована архитектура с прямым преобразованием частоты, в тракте передачи - петля трансляции.

Получение модулированной опорной частоты с помощью ПЦС

В настоящее время достигнуто практическое использование прямых цифровых синтезаторов ПЦС (*Direct Digital Synthesis, DDS*) на рабочих частотах в сотнях МГц. Структура тракта передачи, основанного на петле ФАПЧ с использованием ПЦС и введением модуляции в тракте опорного сигнала, приведена на рис. 25. Модуляция формируемого сигнала производится в цифровой форме непосредственно в ПЦС путем введения в него соответствующего информационного кода. Это позволяет существенно улучшить качество сформированного сигнала по сравнению с аналоговыми модуляторами.

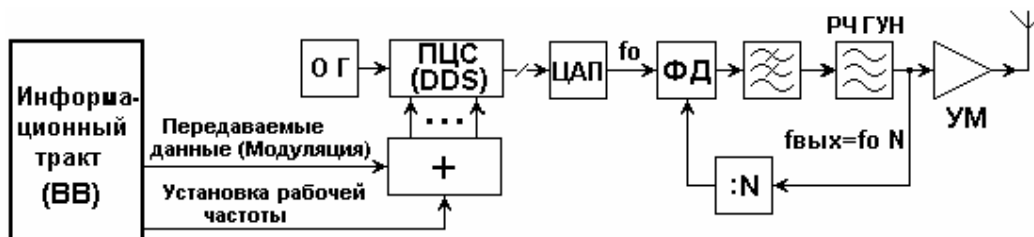


Рис. 25. Архитектура передатчика с использованием ПЦС в опорном тракте

В качестве примера использования рассмотренной архитектуры на рис. 26 приведена структура приемопередатчика диапазона ISM 900 МГц на основе ИС приемопередатчика TRF6900, производимой компанией Texas Instruments [17,18].

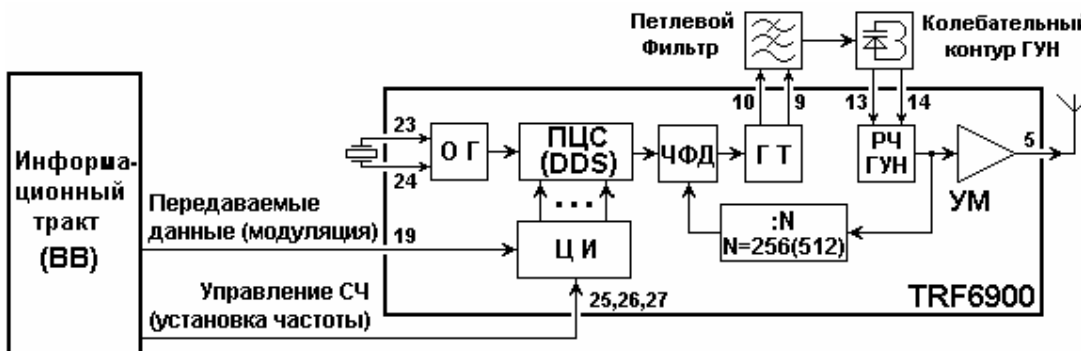


Рис. 26. Реализация тракта передачи на ИС TRF6900

Выходная частота передатчика вырабатывается непосредственно РЧ генератором ГУН. Петлю обратной связи образуют делитель частоты на N , частотно-фазовый детектор ФД, генератор тока ГТ и петлевой фильтр (рис. 27). Напряжение $U_{упр}$ поступает на варикапы VD1 и VD2, изменяя выходную частоту РЧ генератора. Перестройка выходной частоты производится путем изменения номинала опорной частоты f_0 , вырабатываемой с помощью ПЦС. Номинал и шаг этой частоты зависят от используемой опорной системной частоты (*system clock*), вырабатываемой опорным генератором ОГ, т.е. от номинала используемого кварцевого резонатора. Таким образом, в петле трасяции, в зависимости от величины коэффициента деления N , происходит умножение изменяющейся частоты f_0 на 256 или 512.

Необходимая FSK частотная модуляция частоты f_0 выполняется в ПЦС синтезаторе TRF6900 при использовании специализированного регистра FSK частотной девиации, в который записывается передаваемая информация.

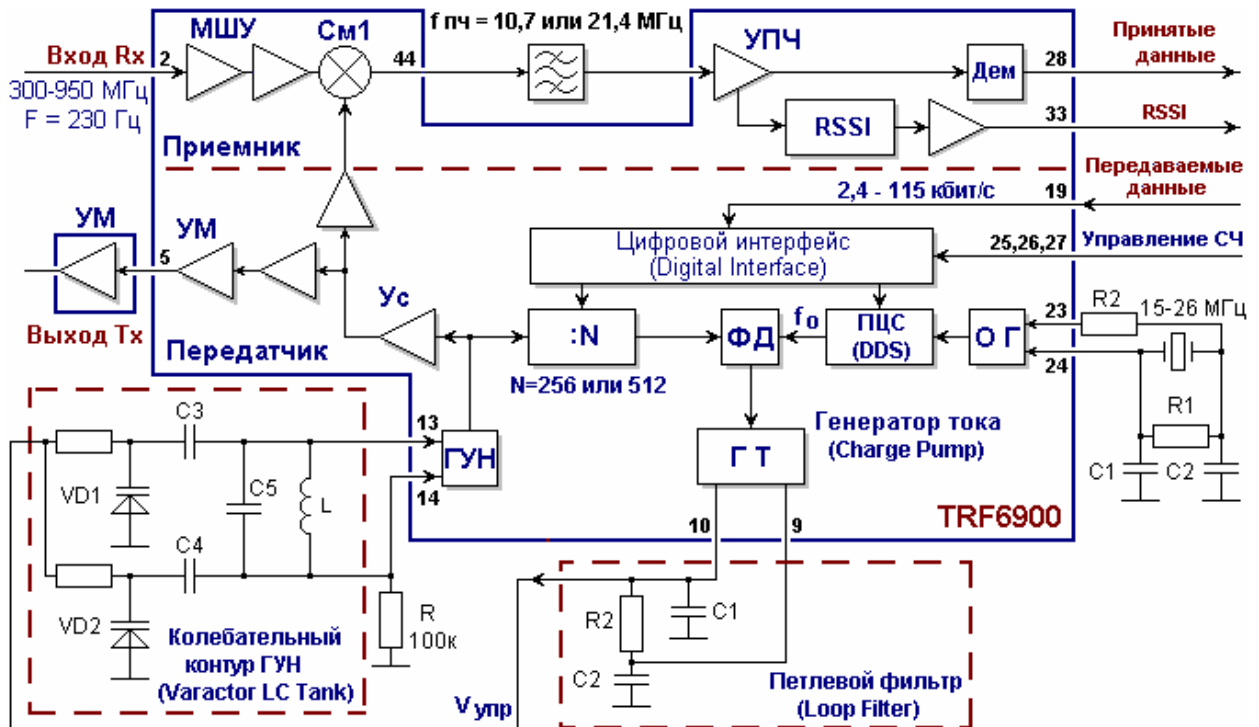


Рис. 27. Укрупненная структура приемопередатчика на основе ИС TRF6900

Использование дробного коэффициента деления

Использование метода дробного деления (*fractional-N method*) для синтеза частот достаточно широко применяется в СЧ, предназначенных для использования в устройствах мобильной связи. Дробное деление позволяет получить малый шаг по частоте на выходе передатчика при использовании высокого значения опорной частоты. Это позволяет улучшить шумовые характеристики и уменьшить время установления в петле ФАПЧ, улучшая быстродействие передатчика. Если коэффициент деления в петле приведения таких СЧ изменять в соответствии с законом модуляции, то может быть осуществлена частотная модуляция выходного сигнала.

Дальнейшее улучшение шумовой характеристики побочной составляющей без уменьшения полосы петли ФАПЧ может быть получено при использовании фазовой интерполяции (*phase interpolation*), инжекцию джиттера (*jitter injection*) или методов изменения формы шума (*noise shaping techniques*) [8].

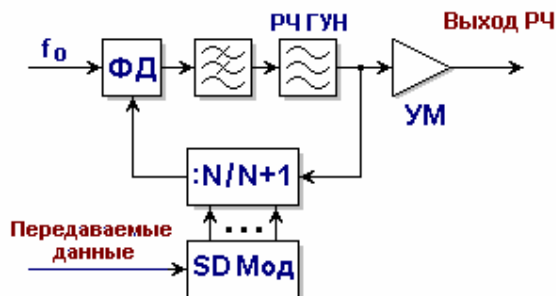


Рис. 28. Использование метода дробного деления в тракте передачи

На рис. 28 показана архитектура передатчика, основанного на методе дробного деления (*Fractional-N up-conversion*). Информационные данные сначала фильтруются цифровым гауссовским фильтром с конечной импульсной характеристикой FIR (*finite impulse response*). Затем сигнал суммируется со значением коэффициента деления, необходимого для установки номинала несущей частоты. Этот сигнал подается на вход сигма-дельта SD модулятора, выходной сигнал которого изменяет коэффициент деления делителя с изменяемым на единицу коэффициентом деления (*dual modulus divider*) $N/N+1$ в петле ФАПЧ [20, 21].

Таким образом, свободный от побочных составляющих выходной сигнал получается добавлением псевдослучайной составляющей в значение коэффициента деления (*dithering the division ratio*). Затем сигнал усиливается до необходимого уровня. SD модулятор и делитель с изменяемым на единицу коэффициентом деления производят подавление шума в информационном тракте. Шум квантования перемещается в область высоких частот и далее уменьшается полосой петли ФАПЧ, которая является по своему характеру ФНЧ. Мгновенная выходная частота может варьироваться, если битовый поток на входе SD модулятора промодулирован во времени.

Отсутствие в структуре смесителей или цифро-аналоговых преобразователей, делает ее очень привлекательной для использования в маломощных передатчиках с высокой степенью интеграции. Этот тип архитектуры может быть использован только для формирования сигналов с постоянной огибающей. Однако в описанной архитектуре необходимо, чтобы полоса петли ФАПЧ была большей, чем ширина полосы модулирующих частот.

Использование 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 [19-21]. В каскадах с цифровой ПЧ (*Digital IF*) происходит формирование промодулированного сигнала ПЧ в цифровой форме (рис. 29). В качестве ПЧ гетеродина используется прямой цифровой синтезатор частот DDS (*Direct Digital frequency Synthesizer*) называемый иногда генератором с программным или цифровым управлением NCO (*Numerically Controlled Oscillator*). Это устройство реализовано полностью с использованием цифровой техники [22]. Генератор формирует цифровые выборки двух синусоидальных сигналов с точным сдвигом по фазе на 90 градусов, создавая сигналы косинуса и синуса.

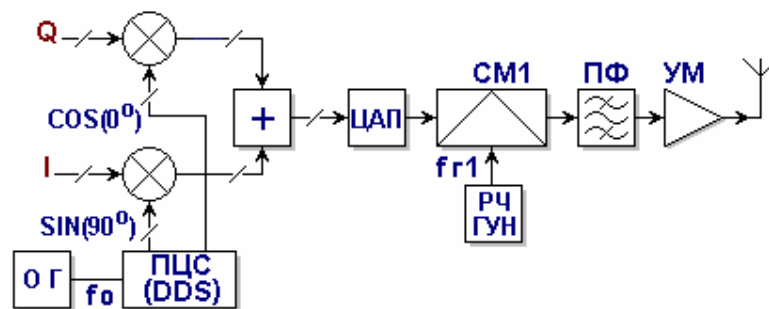


Рис. 29. Использование в тракте передачи цифрового квадратурного модулятора

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 $f_s/2$.

3. Тракт синтеза частот

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

Основные сведения о синтезаторах частоты

В тракте синтеза частот осуществляется процесс получения одного или нескольких колебаний требуемых номиналов путем преобразования опорных частот, называемый обычно **синтезом 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 осуществляют с помощью петель автоподстройки частоты (*Phase-Locked Loop, PLL*), состоящих из управляемого напряжением генератора ГУН, фазового или частотного детекторов и делителя частоты на N . Если устройство синтеза частот выполняется в виде функционально законченного блока или прибора, его называют синтезатором частот СЧ (*Frequency Synthesiser*).

В РЧ блоках устройств подвижной связи, как правило, используется один, общий для всех синтезаторов частоты системный высококачественный опорный сигнал (*Clock*), получаемый от стабилизированного кварцевым резонатором опорного генератора ОГ (*Reference oscillator*). В таких генераторах, особенно в стационарных радиоблоках больших систем, часто используется кварцевые генераторы, управляемые напряжением (*Voltage Controlled Crystal Oscillator, VCCO*) или высокостабильные термокомпенсированные кварцевые генераторы (*Temperature-compensated Crystal Oscillator, TCCO*).

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

Синтезаторы частот, выполненные по методу активного синтеза

В системах подвижной связи используются, в основном, цифровые СЧ, выполненные по методу активного синтеза. В них выходная частота генератора, управляемого напряжением ГУН (*Voltage Controlled Oscillator, VCO*), являющаяся и выходной частотой СЧ, подается на делитель частоты с коэффициентом деления N (рис. 30).

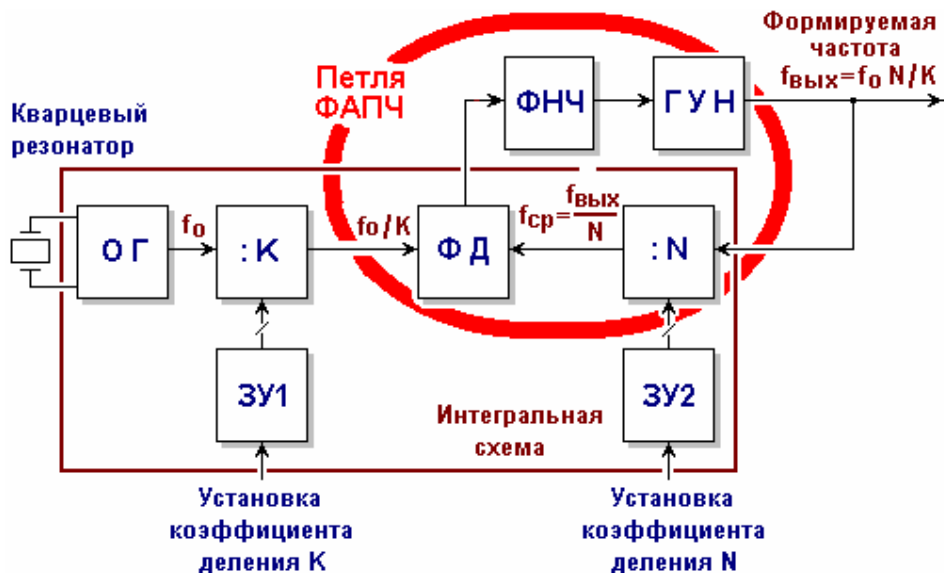


Рис. 30. Типовая структура СЧ, выполняемого в виде ИС

Выходная частота делителя $f_{сп}$, называемая частотой сравнения, подается на один из входов устройства сравнения. В качестве устройства сравнения используется, как правило, фазовый детектор ФД или частотный детектор ЧД. На другой вход устройства сравнения подается сигнал опорного генератора ОГ с частотой f_0 , поделенный с помощью соответствующего делителя на K . Узлы, в которых происходит преобразование выходной частоты синтезатора в частоту сравнения, образуют тракт приведения частоты.

Устройство сравнения вырабатывает управляющий сигнал, величина которого пропорциональна разности частот f_0/K и $f_{сп}$. Управляющий сигнал через фильтр нижних частот ФНЧ, необходимый для фильтрации этого сигнала и обеспечения устойчивости работы синтезатора, подается на вход ГУН и производит подстройку частоты $f_{вых}$. В работающем синтезаторе обычно устанавливается режим, при котором $f_{сп} = f_0/K$, тогда номинал выходной частоты: $f_{вых} = N f_{сп} = N f_0/K$. Номинал выходной частоты устанавливается путем выбора значений коэффициентов деления K и N .

Типовая структура СЧ, предназначенного для использования в системах мобильной связи и выполненного в виде специализированной ИС, содержит опорный генератор ОГ, фазовый детектор ФД (*phase detector*), делители опорного тракта (*Reference divider*) и тракта приведения (*Prescaler/VCO divider*) и два запоминающих устройства ЗУ, в которых содержится информация об устанавливаемых коэффициентах деления K и N . Для реализации СЧ на основе такой ИС необходимо подключить на выход ФД устройство фильтрации ФНЧ или петлевой фильтр (*Loop filter*) и ГУН. Конкретная схемотехническая и конструктивная реализация этих узлов СЧ сильно зависят от диапазона выходных частот синтезатора, требований, предъявляемых к качеству выходного сигнала СЧ, быстродействию, стоимости и других показателей качества устройства. В связи с этим ФНЧ и ГУН, как правило, не размещают внутри ИС. Внешним элементом является также и кварцевый резонатор, имеющий по сравнению с корпусом ИС значительные размеры. Выбор номинала и типа резонатора также зависит от параметров выходного сигнала СЧ.

Быстродействие синтезаторов частоты

В системах 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.

Если синтезатор не успевает 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 примыкающих к уже занимаемым, устройство не способно использовать любые другие несущие частоты, что иллюстрирует рис. 31.



Рис. 31. Механизм образования слепых слотов

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

В стандарте DECT, например, портативная часть (абонентская трубка), 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.

Для перестройки с одной частоты на другую обычному синтезатору может потребоваться несколько миллисекунд, в то время как защитный интервал каналов, например стандарта DECT, имеет величину порядка 50 микросекунд. Стандартом DECT определено, что стационарные части должны быть способны принимать информацию, по крайней мере, в 6 из 12 таймслотов. На рис. 32 показано образование слепых слотов при связи с тремя портативными устройствами. Занятые слоты, используемые в данном примере, отмечены на рисунке кружком.



Рис. 32. Образование слепых слотов в DECT PC блоке с одним синтезатором частот

Отметим здесь еще один механизм образования слепых слотов, непосредственно не связанный с качеством СЧ. Стационарная часть, имеющая только один приемопередатчик, не может прослушивать две различные частоты на одном слоте одновременно, что дополнительно приводит к появлению ряда слепых слотов, отмеченных на рис. 32 знаком “минус”. В силу этого нельзя однозначно предполагать, что свободный слот, найденный портативной частью на определенной несущей частоте, может быть использован для связи со стационарной частью. Ведь базовое устройство уже может использовать этот слот на другой несущей частоте. Для устранения этой проблемы, стационарная часть передает по радиоканалу список неслепых пар слотов, которые она может использовать.

Рассмотренные механизмы образования слепых слотов приводят к существенному ограничению емкости системы, уменьшению эффективности работы механизмов, улучшающих функционирование системы DECT в условиях воздействия помех. При занятии стационарной частью трех пар слотов для установления новых соединений или хендвера потенциально могут быть использованы оставшиеся 117. Однако, как показано на рис. 32, стационарной части с недостаточно быстродействующим синтезатором частот в этом случае доступны лишь 44 таймслота. В системе с одной сотой это может и не стать проблемой, но в многосотовой системе многие из каналов будут использоваться в соседних сотах и таким образом также окажутся недоступными. Если же рядом развернута другая система DECT, и не произведена межсистемная синхронизация, количество пригодных для использования каналов может быть резко ограничено, и использование в устройствах DECT быстродействующих синтезаторов частоты становится совершенно необходимым требованием.

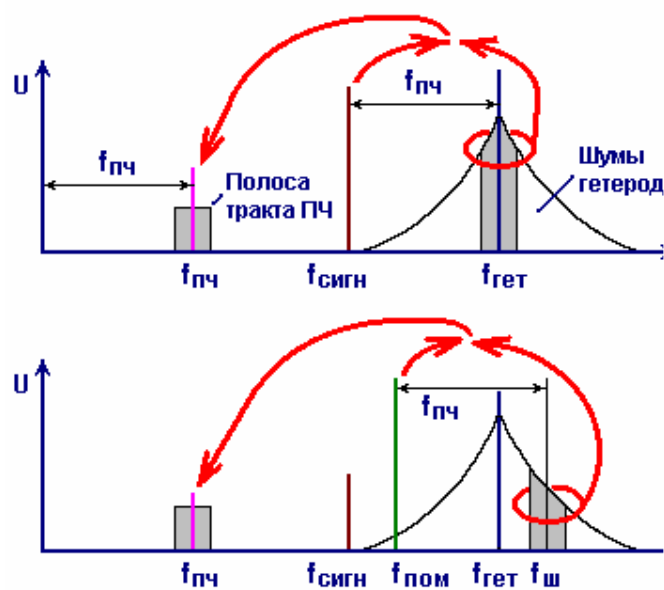
Чтобы приемник или передатчик могли использовать различные несущие частоты в соседних таймслотах, необходимо применить в устройстве или быстродействующий синтезатор с малым временем переключения, или два обычных СЧ, используемых поочередно. Один из них производит перестройку по частоте, в то время как другой, уже закончив перестройку, обеспечивает функционирование приемопередатчика в текущем таймслоте.

Влияние шумов опорных сигналов на качество работы устройств СПРВ

Опорные сигналы, необходимые для функционирования РЧ блока, имеют обычно синусоидальную или прямоугольную форму. Однако, реальные опорные сигналы, формируемые в РЧ блоках, отличаются от идеальных. 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 зависят 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 смесителя с преобразованием частоты вниз (рис. 33).



Во-первых, шумы гетеродина попадают в полосу тракта ПЧ вследствие прямого преобразования при смешивании с полезным сигналом $f_{\text{сигн}}$.

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

Рис. 33. Влияние шумов опорных сигналов на качество функционирования РЧ блока

Разновидности СЧ, используемые в устройствах мобильной связи

В устройствах мобильной связи используются три основных разновидности СЧ:

1. Одночастотный синтезатор. В самом общем случае для формирования каждой из необходимых опорных частот в приемопередатчике может быть использован отдельный одночастотный СЧ.

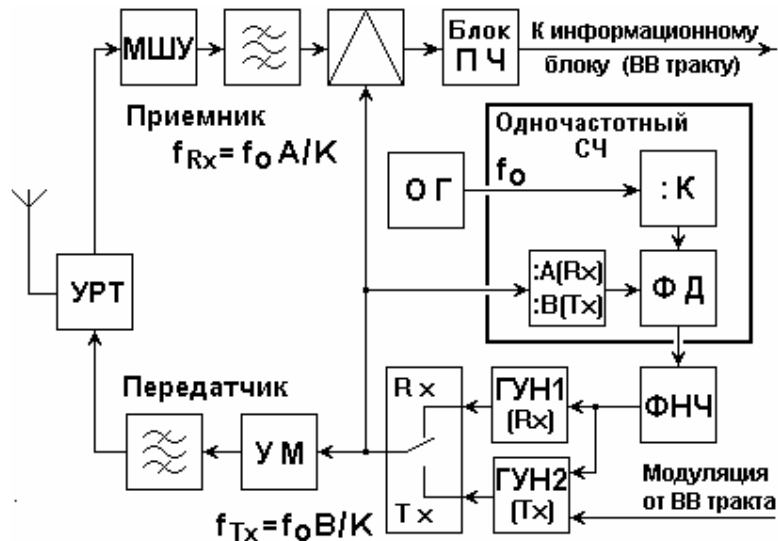


Рис. 34. Использование одночастотного СЧ в РЧ блоке

На рис. 34 приведена структура приемопередатчика, в котором одночастотный СЧ используется для поочередной подстройки ГУН1, формирующего опорную частоту, используемую в тракте приема, и ГУН2, выходной сигнал которого с предварительно введенной модуляцией используется в тракте передачи. Более подробно схемотехническая реализация и частотный план такой архитектуры приемопередатчика уже рассматривалась ранее.

2. Сдвоенный СЧ (Dual Frequency Synthesizer). В устройствах DECT могут использоваться сдвоенные синтезаторы частоты, в корпусе ИС которых находятся две отдельные петли автоподстройки частоты, позволяющие одновременно управлять частотами двух ГУН (рис. 35). В таких синтезаторах происходит формирование двух выходных частот, номиналы которых отличаются незначительно. Один из сигналов, как правило, используется для переноса сигнала ПЧ, сформированного в передающей части, в диапазон выходных частот передатчика, а другой сигнал СЧ служит для преобразования принимаемого сигнала в область ПЧ.

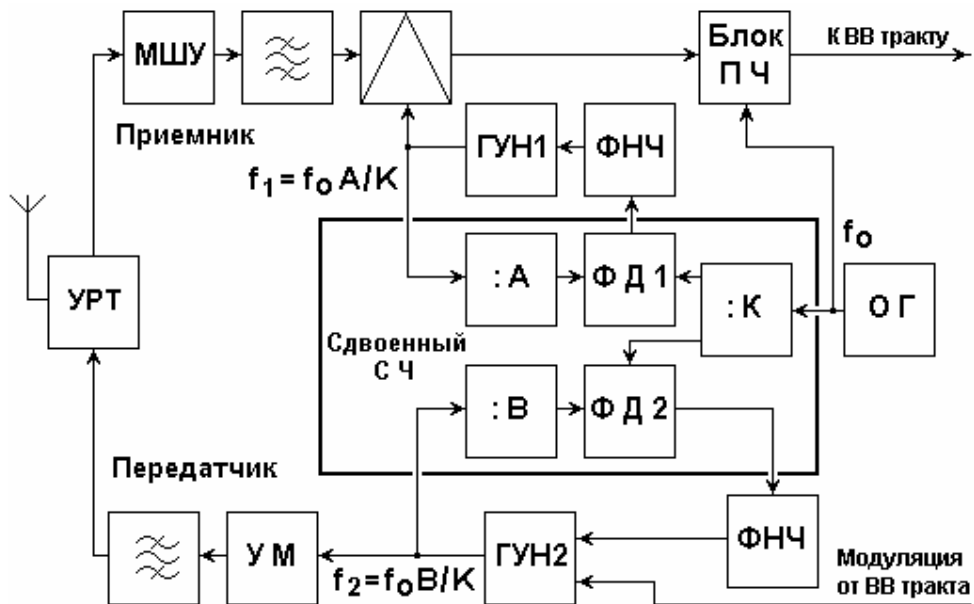


Рис. 35. Типовой вариант использования сдвоенного СЧ в РЧ блоке

3. **Сдвоенный СЧ сигналов ВЧ/ПЧ (Dual RF/IF Frequency Synthesizer).** Номиналы двух одновременно формируемых выходных частот значительно (на порядок и более) различаются и используются в трактах ВЧ и ПЧ соответственно. На рис. 36 показана обобщенная структура приемопередатчика, в котором использован такой сдвоенный ВЧ/ПЧ синтезатор.

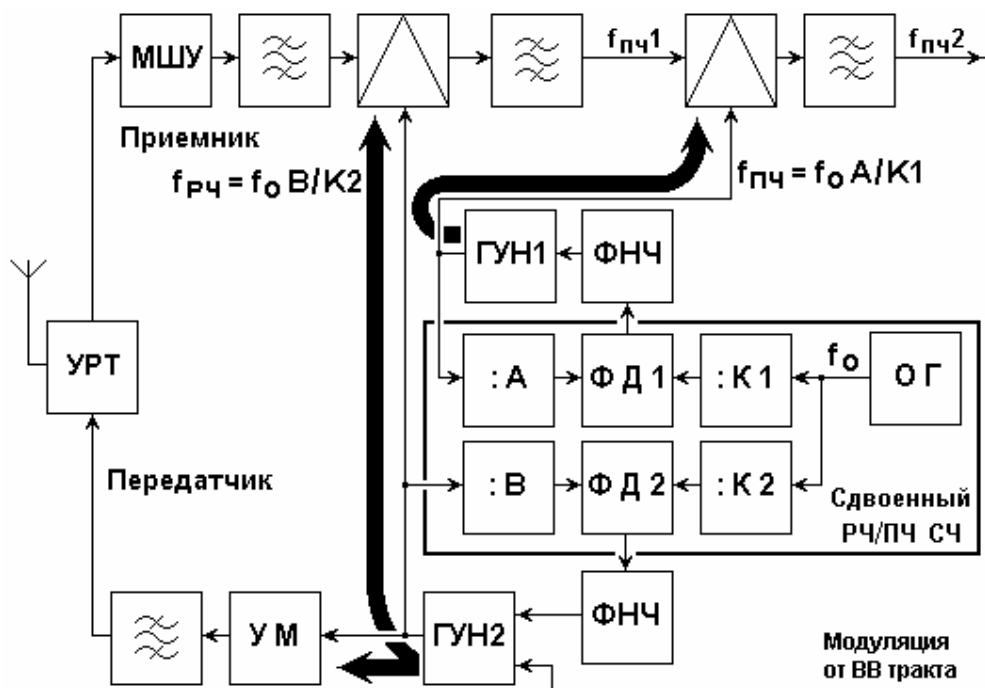


Рис. 36. Применение сдвоенного ВЧ/ПЧ синтезатора в устройствах подвижной связи

На рис. 37 приведена структура приемопередатчика, в котором применены ИС фирмы Philips. В устройстве используется сдвоенный синтезатор РЧ/ПЧ (Dual RF/IF Frequency Synthesizer) UAA1022 [24].

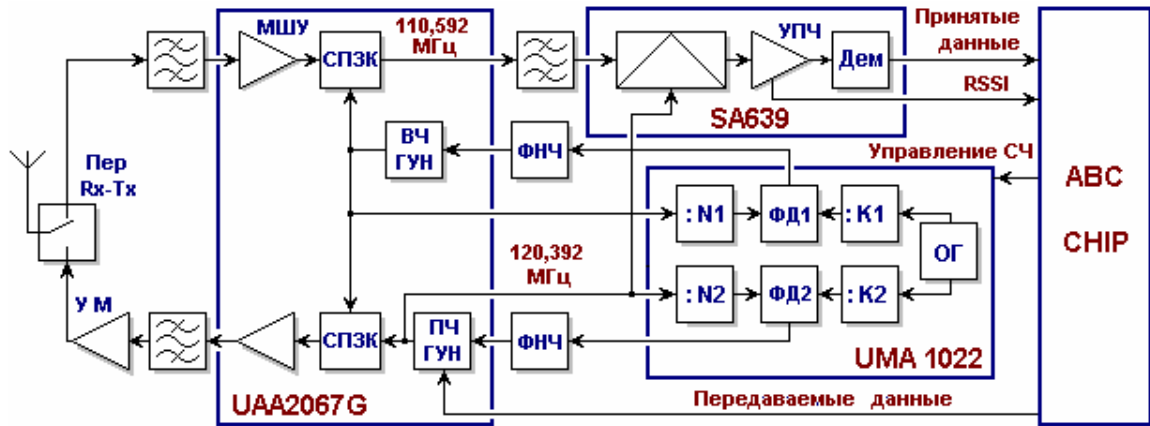


Рис. 37. Структура приемопередатчика DECT с использованием двоянного синтезатора РЧ/ПЧ

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.

Многоуровневые пассивные синтезаторы

В многоуровневых пассивных СЧ с частотой дискретизации периодически формируется текущее значение амплитуды выходного сигнала. Значения амплитуды формируемого сигнала, соответствующие текущей фазе вычисляются или выбираются из соответствующего ЗУ. Данный алгоритм формирования сигналов используется в синтезаторах, получивших общее название **прямых цифровых синтезаторов ПЦС (Direct Digital Synthesiser, DDS)**. Как правило, в данных СЧ получают синусоидальные выходные сигналы, причем структуры реализуются полностью или с максимальным использованием цифровых ИС и являются наиболее современным состоянием в технике синтеза.

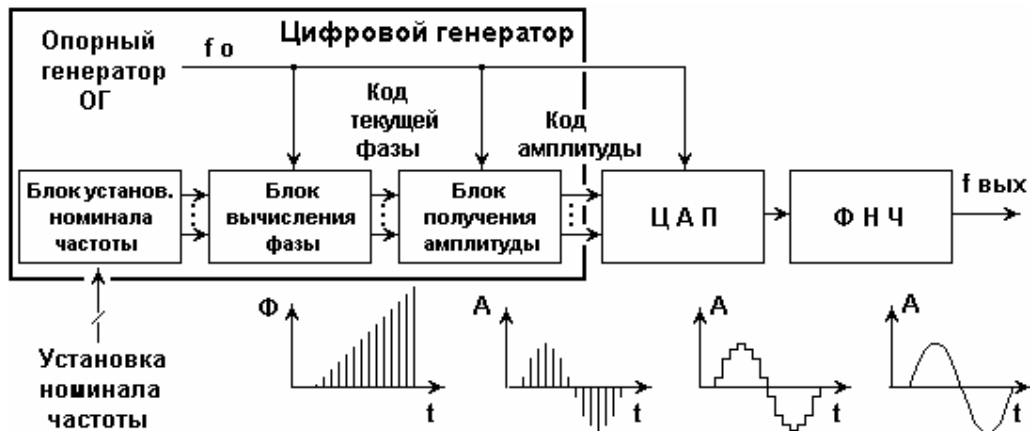


Рис. 38. Обобщенная структура многоуровневого цифрового СЧ

В цифровом многоуровневом ПЦС в блоке вычисления фазы, называемом иногда накопителем фазы НФ, с частотой дискретизации f_0 определяется значение текущей фазы формируемого сигнала в виде цифрового кода (рис. 38). Значение фазы передается по адресной шине в блок вычисления амплитуды, где хранятся значения или вычисляются коды амплитуды формируемого сигнала. В блоке вычисления амплитуды находится в цифровом виде значение амплитуды сигнала, соответствующее найденному ранее значению кода текущей фазы. Блок памяти в этих системах может рассматриваться как преобразователь фазы в амплитуду. Код адресной шины представляет блоку памяти информацию о фазе, в то

время как содержание блока памяти представляет собой информацию об амплитуде. Полученный код амплитуды, соответствующее текущей фазе, подается на ЦАП, где происходит преобразование цифрового кода амплитуды в напряжение. Сигнал на выходе ЦАП, имеет ступенчатую форму, необходимая первая гармоника отфильтровывается с помощью выходного ФНЧ.

Очевидно, что чем больше отсчетов сформировано за период синусоиды, тем выше качество получаемого сигнала. Поэтому основным недостатком многоуровневых СЧ является сравнительно невысокий диапазон выходных частот. Однако по мере появления в результате совершенствования схемотехники и технологии сверхбыстродействующих цифровых интегральных схем, рассматриваемые СЧ начинают применяться достаточно широко.

Многоуровневые СЧ обладают очень высоким быстродействием, возможностью установки заданных значений фазы выходного сигнала, непрерывностью фазы при переключении номиналов частот. При этом шаг формируемой сетки частот (дискретность перестройки СЧ) может достигать сотых долей герц.

Основы функционирования ПЦС

Мгновенные значения формируемого синусоидального сигнала можно получить проекцией на горизонтальную или вертикальную ось вектора Um , вращающегося на фазовом круге относительно начала прямоугольной системы координат, как показано на рис. 39а.

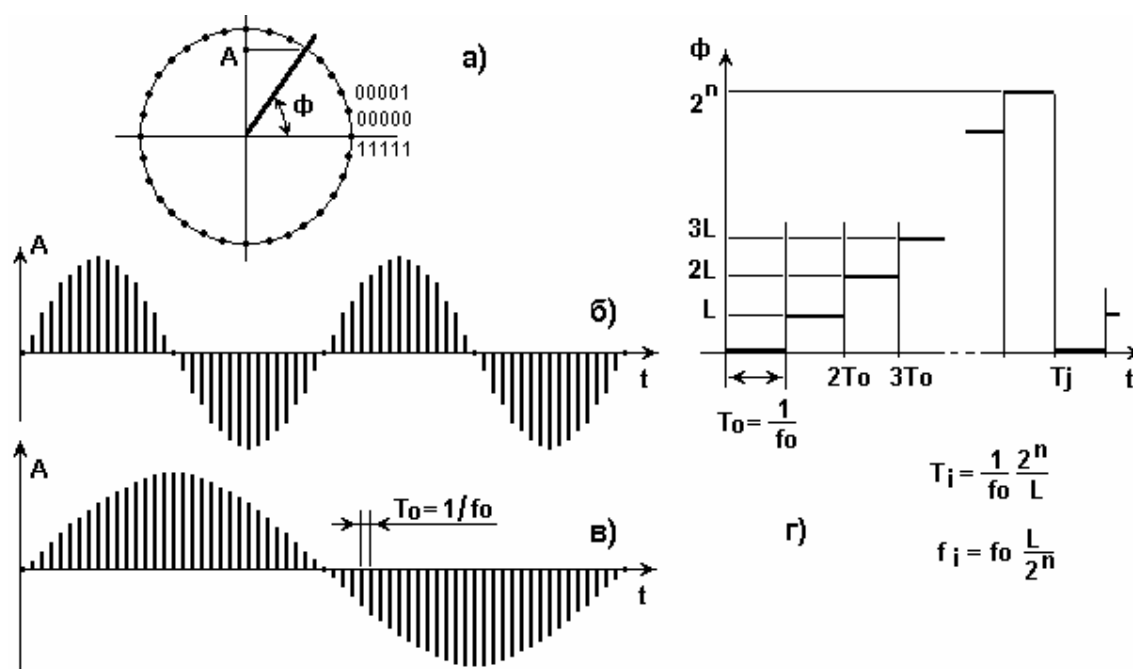


Рис. 39. Процесс вычисления текущей фазы для разных частот

Здесь круг имеет 32 равноотстоящие точки, т.е. могут быть сформированы максимум 32 различных отсчета формируемого сигнала. Если адрес первой точки 00000, следующий является 00001 и так далее до 11111. Эти адреса представляют дискретные положения вектора, вращающегося на круге против часовой стрелки и информация, выдаваемой накопителем фазы на системной адресной шине. Если накопитель фазы содержит n бит, имеются 2^n ($2En$) положений вектора на фазовом круге.

Принцип работы накопителя фазы иллюстрирует рис. 39г. Значение номинала синтезируемой частоты программируется заданием величины индекса фазы (*phase count*

number) L . Каждые $1/f_0$ секунд к содержимому накопителя фазы добавляется L . Номинал выходной частоты синтезатора связан с L следующим образом: $f_i = L f_0 / 2En$.

Если L установлено равным 1, будут использоваться все возможные положения вектора на фазовом круге, как это показано на рис. 39в. Если значение L увеличено - выходная частота будет увеличиваться. Когда L равно 2, тогда на каждом тактовом сигнале индекс фазы увеличивается на 2, подавая каждую вторую выборку на ЦАП, что приводит к удвоению выходной частоты, как показано на рис. 39б. Если L установлен равным 3, выходная частота утраивается, и так далее. Практически L может быть любым двоичным числом в пределах доступного диапазона.

В практических ПЦС разрядность накопителя фазы N обычно обусловлена аппаратными средствами и не может изменяться оперативно. Не может, как правило, меняться и тактовая частота. Поскольку тактовая частота и разрядность накопителя установлены, выражение для вычисления номинала выходной частоты может быть упрощено: $f_i = K L$, где $K = f_0 / 2N$.

Так как K постоянно, полученное уравнение представляет собой линейную функцию. Из этого упрощенного уравнения могут быть выведены несколько важных свойств ПЦС:

- **настройка** системы ПЦС линейна во всем диапазоне выходных частот;
- **чувствительность** настройки устанавливается величинами f_0 и N ;
- **точность** номинала выходной частоты и ее стабильность будет соответствовать параметрам сигнала тактовой частоты системы f_0 .

Пассивные элементы РЧ блоков

Зачастую именно используемые в РЧ блоках пассивные элементы определяют размеры, стоимость и РЧ характеристики приемопередатчиков беспроводных систем связи, поэтому важен их оптимальный выбор. Однако, так как размер и стоимость активных устройств продолжают уменьшаться, важность совершенствования характеристик пассивных устройств и уменьшения их размера становится все более важной и срочной. Многие из этих элементов трудно, или вообще невозможно разместить внутри корпуса ИС. К таким элементам можно отнести дуплексеры (*Duplexer*), ответвители (*Coupler*), устройства защиты передатчиков (*Isolator, Circulator*), фильтры (*Filter*), резонаторы, ключи, катушки индуктивности и конденсаторы (рис. 40).

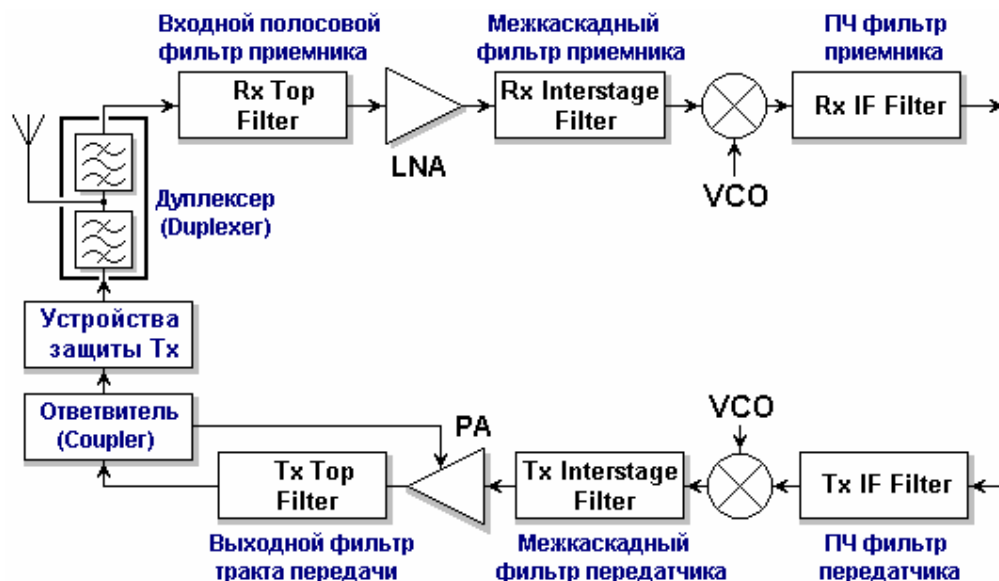


Рис. 40. Использование пассивных элементов в РЧ блоках

Входной полосовой фильтр (*Front-end filter, RX Bandpass Filter*) тракта приема подавляет все внеполосные шумы и сигналы, предотвращая перегрузку предварительного малошумящего

усилителя. Влияние побочных каналов приема, особенно зеркального (*image frequency*), может быть существенно уменьшено дополнительным межкаскадным фильтром (*Inter-stage filter*), устанавливаемым после МШУ перед первым смесителем. В тракте приема необходимо уменьшить влияние мешающих сигналов соседних каналов (*Adjacent channel*), производимое другими пользователями системы связи. Это выполняется с помощью ПЧ фильтра, который должен иметь высокую селективность по соседнему каналу при хорошей линейности характеристики.

В тракте передачи сигнал смешивается, фильтруется и усиливается усилителем мощности до необходимого уровня. Выходной фильтр тракта передачи (*transmit front-end filter, Top Filter*) уменьшает шум и побочные составляющие, возникающие в смесителе передатчика и в усилителе мощности из-за его нелинейности. Межкаскадный фильтр тракта передачи (*transmit interstage filter*), устанавливаемый перед усилителем мощности, позволяет подавлять шумы и нежелательные продукты преобразования раньше, чем сигнал поступит на усилитель.

Полосовые и ПЧ фильтры

На входах РЧ блоков устройств подвижной связи применяются полосовые фильтры (*Bandpass Filter*) со следующими типовыми характеристиками:

| Приложение | Центральная частота, МГц (Tx/Rx) | Ширина полосы, МГц |
|----------------|----------------------------------|--------------------|
| DECT | 1890 / 1890 | 20 |
| GSM | 902,5 / 947,5 | 25 |
| EGSM | 897,5 / 942,5 | 35 |
| GSM1800 (DCS) | 1842,5 / 1747,5 | 75 |
| GSM1900 (PCS) | 1880 / 1960 | 60 |
| W-CDMA | 1950 / 2140 | 60 |
| J-CDMA | 852,0 / 906,0 | |
| PDC800 | 950,0 / 820,0 | 20 |
| PDC1500 | 1441,0 / 1489,0 | 24 |
| PCN | 1747,5 / 1842,5 | 75 |
| AMPS | 836,5 / 881,5 | 25 |
| ISM 900 (Евро) | 869 | |
| ISM 900 (Амер) | 915,0 | |
| ISM2400 | 2448,5 | 97 |
| GPS | 1575,42 | 75 |
| Wireless LAN | 2441,75; 2450,0; 2484,0 | |

Современные ПАВ фильтры имеют преимущества перед керамическими по подавлению частот гетеродина и побочных продуктов преобразования (зеркальной частоты). Другой решающий фактор - малые вносимые потери (*Insertion attenuation, Insertion loss*), типовое значение которых составляет 2 - 3 дБ. Благодаря чрезвычайно крутым фронтам характеристик, ПАВ фильтры позволяют достигать высокой селективности по соседнему каналу. Определяющим фактором, способствующим их широкому применению в устройствах ССПО, являются и их малые размеры. Рядом компаний-производителей разработаны ПАВ фильтры для устройств подвижной связи третьего поколения, работающих на частотах выше 2 ГГц, и для беспроводных сетей WLAN (*Wireless Local Area Network*), функционирующих в диапазоне 2,5 ГГц.

Типовое значение максимально допустимой входной мощности (*High power rating*) для РЧ ПАВ фильтров - 200 мВт (23 дБм), что позволяет использовать их в выходных каскадах тракта передачи многих ССПО. Так, например, системы беспроводных телефонов работают с небольшими выходными мощностями передатчиков. Для систем СТ1 и СТ1+ мощность ограничена величиной 12 дБм, для ISM систем - 14 дБм. Максимальная выходная мощность в системе DECT - 250 мВт, при средней мощности 10 мВт (10 дБм). При разработке устройств следует учитывать потери (*Insertion Loss*), вносимые РЧ ПАВ фильтром, которые в среднем составляют 2,5 - 3,5 дБ.

В настоящее время для промежуточных частот (*Intermediate Frequency*) выпускается широкий диапазон фильтров. Фильтры для профессиональных приложений выпускаются в герметичных керамических корпусах. Они имеют очень низкие вносимые потери (1,6-3 дБ), высокую температурную стабильность характеристик. Более дешевые ПАВ фильтры, выпускаемые в пластмассовых корпусах, имеют большие потери, достигающие 11-12,5 дБ. Эти изделия весьма привлекательны по соотношению цена/качество, что является важным, например, при проектировании РЧ блоков для массового рынка экономичных абонентских устройств.

Выбор значений промежуточных частот

При выборе архитектуры и частотного плана приемопередатчика необходимо учитывать сложившуюся практику выбора номиналов промежуточных частот, используемых в приемопередатчиках различных систем связи. Наиболее часто употребляемые номиналы этих частот приведены в таблице.

| Приложение | Разнос каналов, кГц | ПЧ1, МГц | ПЧ2, МГц |
|---------------|---------------------|---|-----------------|
| CT1 | 25 | 21,4 | |
| CT ISM | | 110, 59; 112,32 | 10,7 |
| ISM | | 10,7; 21,4 | |
| AMPS | 30 | 83; 86 | 0,450; 0,455 |
| GSM | 200 | 10,7; 71; 83; 149; 175; 200; 225; 254; 256; 199 (BTS GSM) | 13; 52 |
| GSM1800 (DCS) | 200 | 175; 200; 225; 254; 256 199 (BTS GSM) | |
| GSM1900 (PCS) | 200 | 175; 200; 225; 254; 256 199 (BTS GSM) | |
| DCS 1800 | 200 | 188; 254; 400 | 13 |
| CDMA | | 85,38; 130,38; 183,6 210,38; 220,38 | |
| W-CDMA | | 120; 150; 160; 190; 380; 202,50 (RX); 392,50 (TX) | |
| DECT | 1728 | 110, 59; 112,32 | 10,7 |
| PHS | 220 | 248,45; 243,95 | 10,7 |

Стандартные промежуточные частоты, используемые в устройствах DECT - 110,592 и 112,32 МГц [24]. В ранних разработках DECT приемников использовалась частота 110,592 МГц, но при этом может возникнуть проникновение в тракт ПЧ 6-ой или 8-ой гармоники опорного генератора с частотами 18,432 или 13,824 МГц. Поэтому при использовании ПЧ, равной 110,592 МГц, используют номинал опорной частоты 10,368 МГц. В том случае, если используется архитектура приемника с двойным преобразованием частоты, номинал второй ПЧ выбирают равным 10,7 или 10,368 МГц.

Частотный план современных РЧ блоков

Выбор архитектуры РЧ блока и соответствующих частот внутренних сигналов должен производиться так, чтобы выполнялись все требования соответствующего стандарта ССПО. Реализация устройства должна быть произведена с использованием наименьшего количества компонентов, достижения низкого потребления мощности от источников питания и минимальной стоимости. При этом разработчики, как правило, решают ряд конкретных задач:

На начальном этапе проектирования тщательно рассчитывают наличие и величины комбинационных составляющих на выходах смесителей и учитывают их влияние;

Минимизируют количество используемых в РЧ блоке синтезаторов частоты, так как эти ИС и, особенно, внешние ГУН являются достаточно дорогими;

Минимизируют диапазон перестройки ГУН для того, чтобы упростить разработку и стоимость используемых ГУН;

Минимизируют количество используемых дорогих фильтров;

Минимизируют потребляемую РЧ блоком мощность, тщательно разрабатывая режимы уменьшения энергопотребления (*Standby Modes*);

Выбирают правильное соотношение аппаратные средства/программные средства, учитывая энергопотребление АЦП и ЦСП;

При расчетах всех параметров РЧ блока с некоторым запасом учитываются практические ограничения, накладываемые параметрами имеющихся в распоряжении реальных компонентов.

Системный опорный сигнал

В РЧ блоках устройств, и даже в в одном корпусе ИС с высокой степенью интеграции (*mixed signal IC*), происходит обработка смешанных сигналов - аналоговых и цифровых. В таких устройствах присутствуют РЧ сигналы нескольких ГУНов, сигналы цифровых делителей частоты, тактовые частоты АЦП и ЦАП. Для реализации высококачественного РЧ блока, способного успешно обработать все сигналы, наряду с оптимизацией частотного плана, также оптимальным образом должен быть выбран номинал основной системный опорный частоты (*Clock*). Системный опорный сигнал получают от опорных генераторов ОГ, частоты которых стабилизированы кварцевым резонатором. Нежелательные побочные сигналы, возникающие из-за нелинейности узлов, не должны падать в рабочие полосы РЧ или ПЧ каскадов. Получение всех необходимых сигналов от основного системного опорного сигнала должно производиться достаточно простым и гибким образом, при малой потребляемой мощности, наименьшем количестве микросхем. Кроме того, в современных многостандартных устройствах требуется тактовая совместимость с различными другими стандартами подвижной связи.

Для надлежащего выбора номинала системной опорной частоты должны быть приняты во внимание следующие требования:

- От опорной частоты должна быть просто получаемы тактовые частоты (чиповая скорость CDMA систем);
- Гармоники опорной частоты не должны попадать в ПЧ полосы пропускания трактов приема или передачи;
- Тактовая частота должна быть достаточно низкой, чтобы уменьшить потребляемую мощность устройств обработки тактирующих последовательностей: генераторов, делителей и умножителей частоты. С другой стороны, номинал опорного сигнала должен быть достаточно высоким для того, чтобы можно было использовать разумную скорость обработки информации в цифровых узлах устройства: цифровых фильтрах, ЦАП, АЦП;
- Частота опорного сигнала должна быть кратна частотам сравнения фазовых детекторов используемых СЧ. При выборе номиналов этих частот кратными разносу канальных частот можно избежать применения РЧ синтезатора частот с дробным N. Наиболее часто используемыми в РЧ блоках устройств ССПО номиналами опорной частоты являются в настоящий момент следующие: 12,0; 13,0; 19,2; 19,68; 19,8 МГц.

Литература

1. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 1996. -560 с.
2. Маковеева М.М., Шинаков Ю.М. Системы связи с подвижными объектами. -М.: Радио и связь, 2002.
3. Power Control with a GaAs IPA and Support IC. Motorola Application Note.
4. Gilles Montoriol, Christophe Fourtet, Dominique Brunel, Jean Baptiste Verdier, Jacques Trichet. Dual-Band PA Application w/DECT Capability Using Std RFIC's. Motorola Application Note AN1602.
5. Ricky Mak, Edmund Chan, Curtis Gong, Kelvin Leung. CDMA Upmixer Design Considerations Using the MRFIC1854. Motorola Application Note AN1900.
6. Jacques Trichet, Gilles Montoriol, Cyril Quennehen, Philippe Riondet, Brigitte Ray, Philippe Didier.

- GSM900/DCS1800 Dual-Band 3.6V Power Amplifier Solution with Open Loop Control Scheme. Motorola Application Note AN1697.
7. LTC4400-1/LTC4400-2 RF Power Controllers with 450kHz Loop BW and 45dB Dynamic Range. Linear Technology Corporation.
8. Jesal L. Mehta. Transceiver architectures for wireless ICs. RF Design, Feb 1, 2001.
9. B. Razavi, Design Considerations for Direct-Conversion Receivers, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 44, no. 6, 1997.
- 10. Yvan Droinet. Advanced RF Technologies for the Wireless Market (NZIF architecture) Microwave Journal, Sept 2001.
 - 11. Reduced Filter Requirements Using an Ultra Low Noise Modulator RF Micro Devices. Microwave Journal, January 2001, pp. 200 - 214.
 - 12. Image Rejecting Front-Ends UAA207X family. Philips Semiconductors Application Note AN96106.
 - 13. MAX2720/MAX2721. 1.7GHz to 2.5GHz, Direct I/Q Modulator with VGA and PA Driver. Maxim Integrated Products.
 - 14. UAA2067G Image reject 1800 MHz transceiver for DECT applications. Philips Semiconductors Product specification.
 - 15. TRF1020 GSM Receiver EVM. Texas Instruments Application Brief SWRA018.
 - 16. Dan Fague. Othello: A New Direct-Conversion Radio Chip Set Eliminates IF Stages. Analog Dialogue. Volume 33, Number 10, November-December, 1999.
 - 17. TRF6900A Single-Chip RF Transceiver. Texas Instruments Data sheet SLAS258, May 2001.
 - 18. TRF6900A Frequently Asked Questions. Texas Instruments Product Information SLAD007.
 - 19. Rodger H. Hosking. Digital Receiver Handbook. Theory of Operation Applications Products. Pentek, Inc.
 - 20. A. K. Ong, B.A. Wooley. A Two-Path Band-pass Sigma-Delta Modulator for Digital IF Extraction at 20 MHz. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, no. 12, 1997.
 - 21. L. Daniel, M. Sabatini. BandPass Sigma-Delta Modulator for wideband IF signals. May 20, 1999.
 - 22. CMOS 200 MHz Quadrature Digital Upconverter AD9856. Analog Devices, Inc., 1999.
 - 23. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. -М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
 - 24. Дингес С.И. Мобильная связь: технология DECT. -М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 272 с.