

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И
КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН

ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

К защите
Зав. кафедрой

« _____ » _____ 2015 г.

**Выпускная
квалификационная работа бакалавра**

на тему: **Разработка универсального радиотракта мобильного устройства,
работающего в системах GSM, UMTS, WIMAX**

Выпускник

А.А. Буриев

(Фамилия)

Руководитель

Д.Х. Дусматов

(Фамилия)

Рецензент

Ж.К. Назирханов

(Фамилия)

Консультант по

Ф.М. Кадиров

(фамилия)

БЖД

Ташкент 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>ВВЕДЕНИЕ</i>	6
1. ОБЗОР СТАНДАРТОВ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ПРИ ПОСТРОЕНИИ МУЛЬТИСТАНДАРТНОГО АБОНЕНТСКОГО УСТРОЙСТВА.	8
1.1. Обзор цифровой сотовой системы подвижной радиосвязи стандарта GSM.	8
1.2. Обзор системы UMTS.	22
1.3. Обзор системы WiMAX.	32
2. АНАЛИЗ АРХИТЕКТУР ПРИЕМНИКОВ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ	42
2.1. Выбор и обоснование архитектуры приемника.	42
2.2. Расчет чувствительности приемника.	44
2.3. Выбор и обоснование архитектуры приемника WiMAX.	65
3. ПОСТРОЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ БЛОК-СХЕМЫ МУЛЬТИСТАНДАРТНОГО ПРИЕМНИКА.	72
3.1. Реализация радиотракта систем GSM/EDGE/UMTS.	72
3.2. Реализация радиотракта системы WiMAX.	76
3.3. Построение мультистандартного приемника.	80
4. БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ И ЭКОЛОГИЯ.	83
4.1. Источники и влияние на организм электромагнитных излучений	83
4.2. Защита населения в чрезвычайных ситуациях.	88
4.3. Основные типы экологических поражений и их территориальных проявлений.	92
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	99
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.	100

ВВЕДЕНИЕ

Радиосвязь является одним из важнейших средств связи, позволяющим в кратчайшие сроки донести информацию о последних новостях в политической, экономической, культурной жизни нашей страны и за рубежом. В книге Президента Республики Узбекистан «Мировой финансово-экономический кризис, пути и меры по его преодолению в условиях Узбекистана» [1] отмечено, что «Наиболее высокими темпами развивались услуги связи, информатизации, финансовые, банковские, транспортные услуги, по ремонту автомобилей и бытовой техники. Особо следует отметить динамичное развитие услуг в сфере информационно-коммуникационных технологий, которые за последние четыре года в среднем увеличиваются ежегодно на 50 процентов».

Мобильная связь прочно оккупирует внутреннее пространство офисов и частных квартир, несмотря на старания традиционных телефонных провайдеров разнообразить предлагаемые сервисы. В последнее время наблюдается тенденция увеличения трафика передачи данных по сравнению с речевым. Это связано с увеличением числа цифровых гаджетов и, соответственно, возрастающей потребностью в обмене цифровой информацией. Сотовым компаниям остается лишь поощрять эту тенденцию, предлагая простые решения для улучшения качества связи внутри помещений и вводя привлекательные тарифные планы. Доступность широкополосных подключений в зданиях подталкивает операторов к конвергенции технологий мобильной и фиксированной связи, позволяющей удешевлять процесс оказания услуг. Именно на почве этой возникла идея использовать специальные устройства, подключаемые к широкополосным сетям.

В настоящее время развитие сетей сотовой связи и мобильного широкополосного доступа входит в стадию постепенного отказа от устаревающих сетей GSM в пользу более современных стандартов UMTS и LTE/мобильный WiMAX, обеспечивающих большую пропускную

способность и большую автоматизацию эксплуатации сетей. Данный переход сопровождается, в том числе и внедрением в традиционных диапазонах частот GSM 890-915/935-960 МГц и 1710-1785/1805-1880 МГц современных стандартов мобильного широкополосного доступа.

Однако процесс перехода от сетей стандарта GSM к сетям 4-поколения и UMTS не является одномоментным. Сохраняющаяся значительная абонентская база с терминалами, работающими только в стандарте GSM, требует продолжение работы сетей 2-ого поколения параллельно с развертыванием сетей 4-поколения и UMTS в диапазоне 900 МГц и 1800 МГц. Сложность обеспечения нормальной работы сетей различных стандартов в одних и тех же диапазонах частот в некоторых АС РСС осложняется фрагментированным распределением частотного ресурса между операторами и ограничениями со стороны других служб, что особенно актуально для диапазона 900 МГц. По этой причине актуальным является вопрос уменьшения частотных разносов между каналами GSM и каналами сетей 4-поколения как в рамках одного оператора, так и в случае взаимодействия двух операторов в соседних блоках частот.

Целью данного дипломного проекта является построение мультистандартного приемного тракта, который можно использовать при проектировании абонентских устройств, таких как мультистандартный беспроводной интернет-модем или коммутатор.

На данный момент универсальных решений (однокристалльного чипа) способного объединить в себе несколько стандартов беспроводных систем связи немного, из-за противоречивости и специфичными требованиями каждого из стандартов.

В работе будут рассмотрены схемотехнические решения различных архитектур приемных трактов, выбран наиболее приемлемый и предъявлены требования к проектируемому тракту. А также схематично построен радиочастотный приемный блок мультистандартного абонентского устройства.

1. ОБЗОР СТАНДАРТОВ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ПРИ ПОСТРОЕНИИ МУЛЬТИСТАНДАРТНОГО АБОНЕНТСКОГО УСТРОЙСТВА

1.1 Обзор цифровой сотовой системы подвижной радиосвязи стандарта GSM

1.1.1 Общие характеристики стандарта GSM

Стандарт связи GSM предусматривает работу передатчиков в двух диапазонах частот: 890-915 МГц (для передатчиков подвижных станций - MS), 935-960 МГц (для передатчиков базовых станций - BTS). В стандарте GSM используется узкополосный многостанционный доступ с временным разделением каналов (TDMA). В структуре TDMA кадра содержится 8 временных позиций на каждой из 124 несущих.

Для защиты от ошибок в радиоканалах при передаче информационных сообщений применяется блочное и сверточное кодирование с перемежением. Повышение эффективности кодирования и перемежения при малой скорости перемещения подвижных станций достигается медленным переключением рабочих частот (SFH) в процессе сеанса связи со скоростью 217 скачков в секунду.

Для борьбы с интерференционными замираниями принимаемых сигналов, вызванными многолучевым распространением радиоволн в условиях города, в аппаратуре связи используются эквалайзеры, обеспечивающие выравнивание импульсных сигналов со среднеквадратическим отклонением времени задержки до 16 мкс.

В стандарте GSM выбрана гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK). Обработка речи осуществляется в рамках принятой системы прерывистой передачи речи (DTX), которая обеспечивает включение передатчика только при наличии речевого сигнала и отключение передатчика в паузах и в конце разговора. В качестве речепреобразующего устройства выбран речевой кодек с регулярным импульсным возбуждением/долговременным предсказанием и линейным

предикативным кодированием с предсказанием (RPE/LTR-LTP-кодек).
Общая скорость преобразования речевого сигнала - 13 кбит/с.

В целом система связи, действующая в стандарте GSM, рассчитана на ее использование в различных сферах. Она предоставляет пользователям широкий диапазон услуг и возможность применять разнообразное оборудование для передачи речевых сообщений и данных, вызывных и аварийных сигналов; подключаться к телефонным сетям общего пользования (PSTN), сетям передачи данных (PDN) и цифровым сетям с интеграцией служб (ISDN).

Таблица 1.1 - Основные характеристики стандарта GSM 900

Частоты передачи подвижной станции приема базовой станции, МГц	890-915
Частоты приема подвижной станции и передачи базовой станции, МГц	935-960
Дуплексный разнос частот приема и передачи, МГц	45
Скорость передачи сообщений в радиоканале, кбит/с	270, 833
Ширина полосы канала связи, кГц	200
Максимальное количество каналов связи	124
Максимальное количество каналов, организуемых в базовой станции	16-20
Вид модуляции	GMSK
Индекс модуляции	BT 0,3
Ширина полосы предмодуляционного гауссовского фильтра, кГц	81,2
Количество скачков по частоте в секунду	217
Временное разнесение в интервалах TDMA кадра (передача/прием)	2
Вид речевого кодека	RPE/LTP
Скорость преобразования речевого кодека, кбит/с	13
Максимальный радиус соты, км	до 35

1.1.2. Частотный план стандарта GSM

Стандарт GSM900 разработан для создания сотовых систем подвижной связи (ССПС) в следующих полосах частот: 890-915 МГц - для передачи подвижными станциями (линия "вверх"); 935-960 МГц - для передачи базовыми станциями (линия "вниз").

На рис. 1.1 показаны частотные планы систем GSM850,EGSM900, DCS1800 и PCS1900. В Европе и России система GSM работает только в диапазонах 900 и 1800 МГц. В условиях города операторы стараются использовать оба диапазона для увеличения абонентской емкости базовых

станций и гибкого “управления” сетью. Системы GSM850 и PCS1900 используются только на территории Америки.

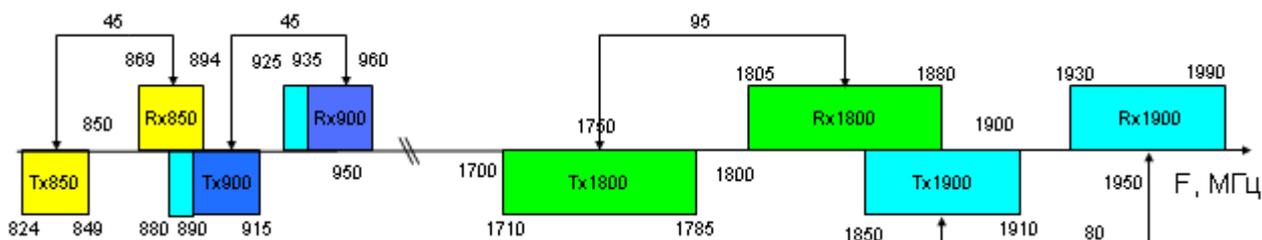


Рисунок 1.1 - Частотный план стандарта GSM850, EGSM900, DCS1800, PCS1900

Каждая из полос, выделенных для сетей GSM, разделяется на частотные каналы. Разнос каналов составляет 200 кГц, что позволяет организовать в сетях GSM900 124 частотных канала. Частоты, выделенные для передачи сообщений подвижной станцией на базовую и в обратном направлении, группируются парами, организуя дуплексный канал с разномом 45 МГц. Эти пары частот сохраняются и при перескоках частоты. Каждая сота характеризуется фиксированным присвоением определенного количества пар частот.

Если обозначить $F_i(n)$ - номер несущей частоты в полосе 890-915 МГц, $F_u(n)$ - номер несущей частоты в полосе 935-960 МГц, n – номер канала, то частоты каналов определяются по следующим формулам:

$$F_i(n) = 890,2 + 0,2(n-1), \text{ МГц}; \quad F_u(n) = F_i(n) + 45, \text{ МГц}; \quad \text{где } 1 < n < 124.$$

Каналы для EGSM900 в полосе частот 880 – 890 МГц и 925 – 935 МГц рассчитываются по формуле:

$$F_i(n) = 880,2 + 0,2(n-975), \text{ МГц}; \quad F_u(n) = F_i(n) + 45, \text{ МГц}; \quad \text{где } 975 < n < 1024.$$

Для полосы частот 1710 – 1785 МГц и 1805 – 1880 МГц формула расчета каналов будет иметь вид:

$$F_i(n) = 1710,2 + 0,2(n-512), \text{ МГц}; \quad F_u(n) = F_i(n) + 95, \text{ МГц}; \quad \text{где } 512 < n < 885.$$

Соответственно для системы PCS1900 формула расчета каналов:

$$F_i(n) = 1850,2 + 0,2(n-512), \text{ МГц}; \quad F_u(n) = F_i(n) + 80, \text{ МГц}; \quad \text{где } 512 < n < 810.$$

Каждая частотная несущая содержит 8 физических каналов, размещенных в 8 временных окнах в пределах TDMA кадра и в

последовательности кадров. Каждый физический канал использует одно и то же временное окно в каждом временном TDMA кадре.

До формирования физического канала сообщения и данные, представленные в цифровой форме, группируются и объединяются в логические каналы двух типов: каналы связи - для передачи кодированной речи или данных (ТСН); каналы управления - для передачи сигналов управления и синхронизации (ССН).

1.1.3. Модуляция радиосигнала

В стандартах GSM применяется спектрально-эффективная гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK).

GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) - это гауссовская двухпозиционная частотная манипуляция с минимальным сдвигом, обладающая двумя особенностями, одна из которых - "минимальный сдвиг", другая - гауссовская фильтрация. Обе особенности направлены на сужение полосы частот, занимаемой GMSK-сигналом. Использование GMSK в системе сотовой радиосвязи GSM регламентируется стандартом ETSI (Европейский институт стандартов связи).

В общем случае, при частотной модуляции (ЧМ, FM), в том числе, при манипуляции (ЧМн, FSK), спектр сигнала более широкий, чем при амплитудной модуляции (манипуляции). Расширение спектра, свойственное угловой модуляции, частным случаем которой является ЧМ (ЧМн), зависит от индекса модуляции - одного из её основных параметров. Индекс модуляции - это величина, характеризующая изменение фазы, обусловленное модуляцией. Для ЧМ (ЧМн) индекс равен: $\beta = \frac{\Delta f}{F}$ (в радианах), где Δf - девиация (сдвиг) частоты, а F - частота модуляции (манипуляции).

Характер изменения фазы зависит от формы модулирующей функции частоты. Для обычной ЧМн функция прямоугольна, а для ЧМн с гауссовской фильтрацией, сглаживающей фронты посылок, близка к синусоидальной (при последовательности чередующихся посылок "0" и "1"). При синусоидальной

модулирующей функции индекс модуляции является амплитудой изменения фазы. С учётом скорости манипуляции $\nu = 2F = 1/T$ (ν - в бит/с, а F - в Гц), где T - длительность посылок, индекс равен $\beta = \frac{2\Delta f}{\nu}$.

ЧМ (ЧМн) подразделяют на узкополосную и широкополосную, зависящие от величины индекса. При узкополосной ЧМн, характеризуемой малым индексом ($\beta \ll 0,5$), спектр сигнала сосредоточен, в основном, в полосе, определяемой удвоенным спектром манипулирующих посылок (практически без расширения). Отметим, что при узкополосной ЧМн частота манипуляции больше девиации частоты: $F \geq 2\Delta f$. Широкополосная ЧМ, применяемая, в основном, в качестве аналоговой (например, в радиовещательном УКВ-диапазоне), характеризуется большим индексом и, соответственно, расширением спектра ЧМ сигнала.

В основе GMSK лежит MMC (Манипуляция с минимальным сдвигом, MSK) - узкополосная ЧМн с "минимальным сдвигом", характеризуемая $\beta = 0,5$. При MMC и, соответственно, при GMSK фаза частотно-манипулируемого колебания непрерывна, а её "набег" в течение одной посылки, обусловленный манипуляцией частоты $\pm \Delta\omega (\pm 2\pi\Delta f)$, равен $\Delta\varphi = \pm \Delta\omega T$. При $\beta = 0,5$ он составляет $\pi/2$ и $-\pi/2$ для посылок "1" и "0", соответственно. Подчеркнём, что $\Delta\varphi$ - это не манипуляция фазы, а именно её "набег", обусловленный манипуляцией частоты. При $\beta = 0,5$ скорость манипуляции $\nu = 4\Delta f$, которая для GMSK, используемой в GSM, составляет $\nu = 270,833... \text{ Кбит/с}$ при $\Delta f = 67,70833... \text{ кГц}$.

Итак, GMSK - это узкополосная ЧМн с "граничным" индексом манипуляции, который не очень мал, но спектр при нём практически ещё не расширен. Можно сказать, что индекс $\beta = 0,5$ является в этом смысле оптимальным. Однако, если манипуляцию осуществлять прямоугольными посылками, в спектре которых содержатся высшие гармоники, спектр ЧМн-сигнала будет всё-таки расширен, но уже за счёт этих гармоник. Поэтому при формировании сигналов с GMSK используется гауссовская низкочастотная фильтрация модулирующих посылок. Гауссовской она называется потому,

что в качестве импульсной характеристики фильтра используют характеристику нормального распределения Гаусса. Используют её симметричный отрезок, взятый на конечном интервале, равном длительности посылки T . Связь импульсной характеристики с T определяют параметром B - полосой гауссовского ФНЧ, равной частоте среза его АЧХ на уровне -3 дБ. Параметр B определяет произведение BT , которое для GSM равно $BT = 0,3$. Отметим, что BT - это не база сигнала, которая не может быть меньше единицы. Гауссовскую фильтрацию осуществляют обычно в цифровом процессоре (DSP), в котором формируется сигнал модуляции. Схема модулятора показана на рис. 1.2.

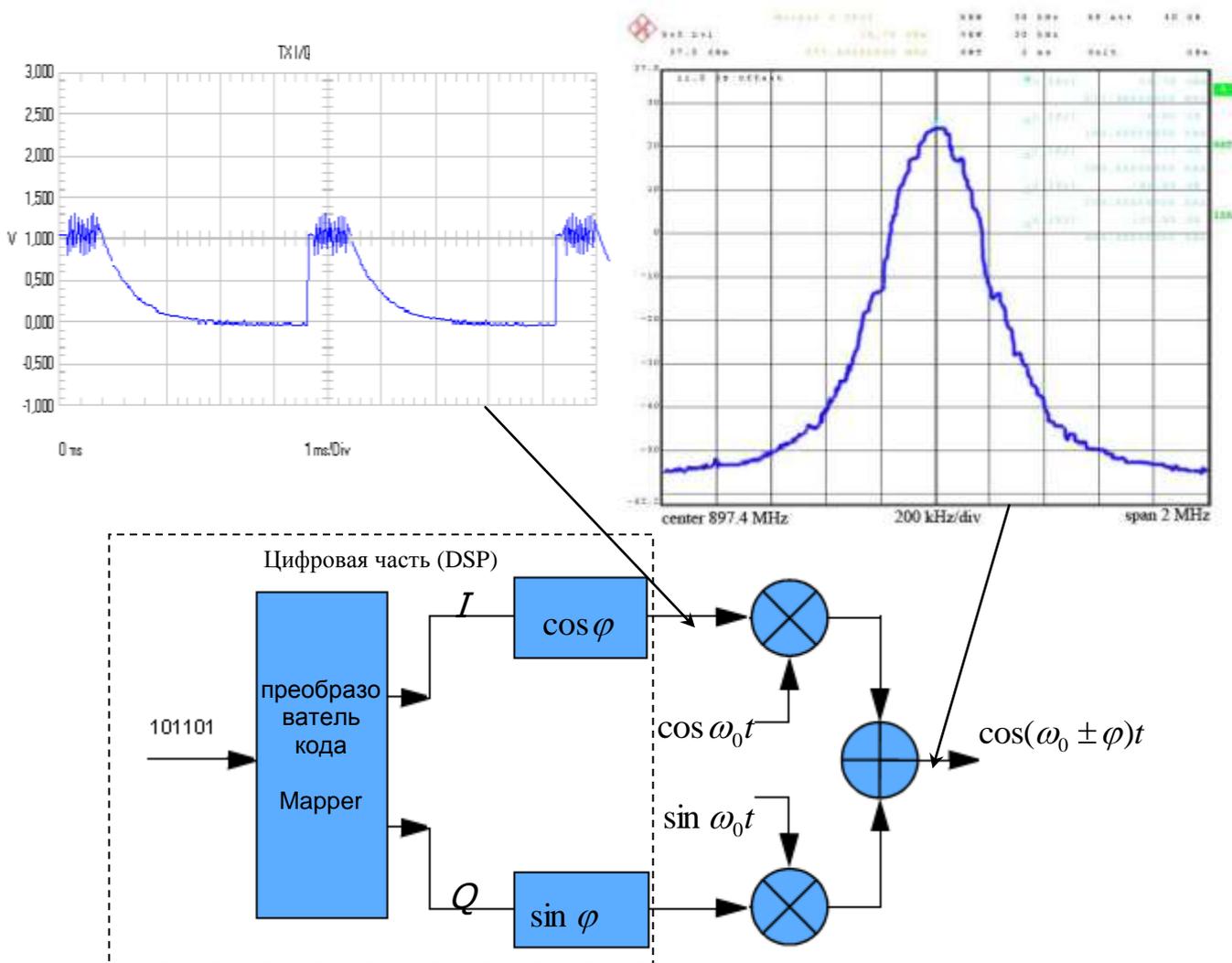


Рисунок 1.2 - Схема модулятора GMSK

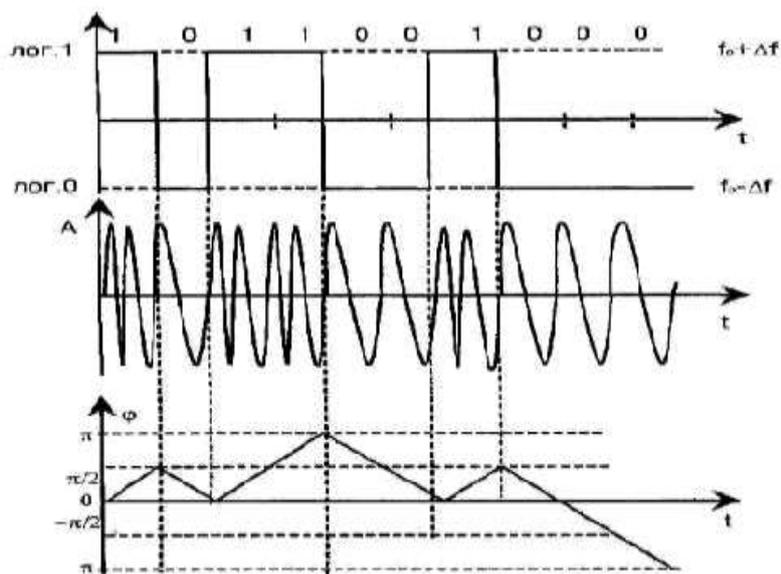


Рисунок 1.3 - Диаграммы работы модулятора

1.1.4. Um-интерфейс (Радиоинтерфейс GSM)

Um-интерфейс является радиосопряжением между антенной BTS и мобильными станциями GSM. Этот интерфейс предоставляет определенное количество логических каналов. Информация от мобильного пользователя (голос, служебные данные) передается по каналам трафика, сигналы управления и короткие сообщения передаются по каналам управления. Такими каналами управления являются:

- каналы вещательные (FCCH, SCH, BCCH)
- общие каналы управления (AGCH, RACH, PCH)
- индивидуальные каналы управления (SDCCH, SACCH, FACCH)
- каналы трафика (TCH), телефония (FS/HS/AMR)

Каналы и диапазоны радиочастот GSM900. В GSM900 имеется основной диапазон 890-915 МГц для каналов вверх и 935-960 МГц для каналов вниз, а также расширенный диапазон EGSM900 880-915 МГц для канала вниз и 925-960 МГц для канала вверх.

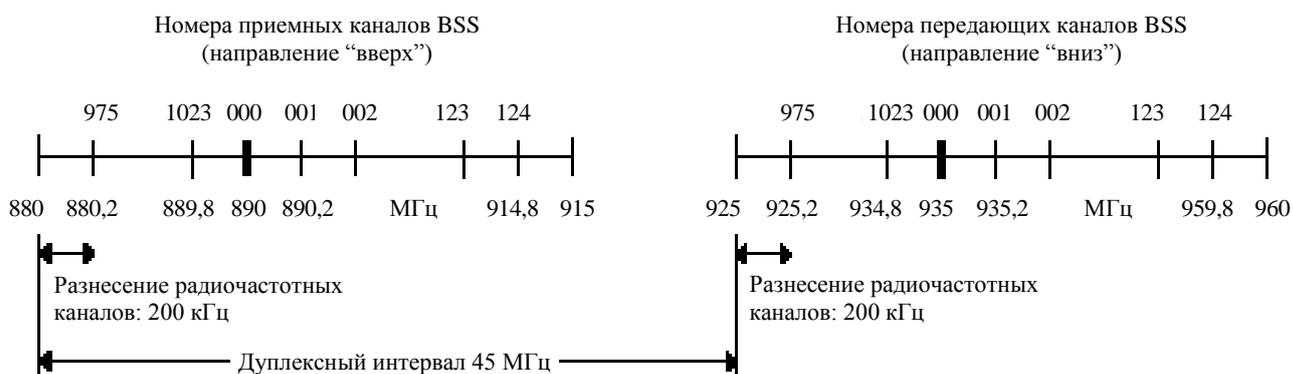


Рисунок 1.4 - Распределение радиоканалов для системы базовых станций GSM900

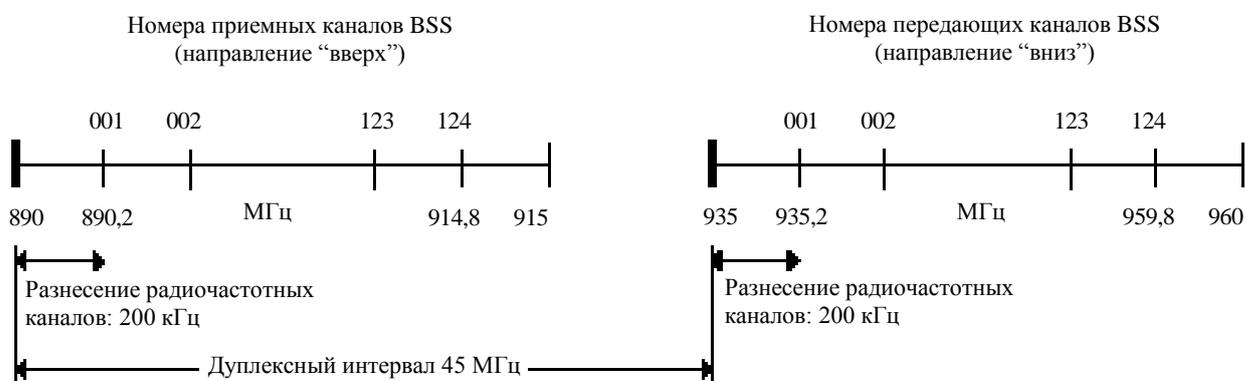


Рисунок 1.5 - Распределение радиоканалов для системы базовых станций EGSM900

Приемопередающие станции соседних сот используют разнесенные частоты с целью избегания взаимных помех (интерференции). Мобильные станции могут использовать любую пару из 124 (174 для расширенного диапазона EGSM) радиоканалов для приема и передачи. Решение о том, какая пара частотных каналов будет использована для реализации конкретного вызова, принимается контроллером базовых станций и передается на мобильную станцию радиокомандой по сигнальному каналу.

Каналы и диапазоны радиочастот DCS1800. В DCS1800 используется диапазон 1710-1785 МГц для каналов вверх и 1805-1880 МГц для каналов вниз.

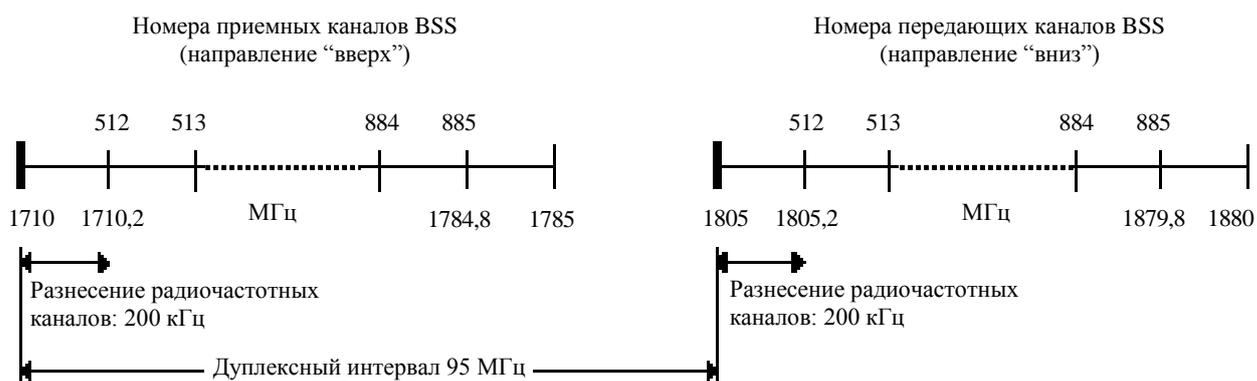


Рисунок 1.6 - Распределение каналов DCS1800

Приемопередающие станции соседних сот используют разнесенные частоты с целью избегания взаимных помех (интерференции). Мобильные станции могут использовать любую пару из 374 (абсолютные радиочастотные каналы с 512 до 885) радиоканалов для приема и передачи. Решение о том, какая пара частотных каналов будет использована для реализации конкретного вызова, принимается контроллером базовых станций и передается на мобильную станцию радиокомандой по сигнальному каналу.

Кадр множественного доступа с временным разделением каналов (TDMA). Современные наземные сети связи подвижных объектов (PLMN) используют такую систему множественного доступа с частотным разделением каналов (FDMA), при которой каждому каналу трафика или управления выделяется один радиочастотный канал. При этом каждая пара каналов нуждается в своем передатчике и приемнике. Разделение радиоканалов осуществляется за счет аналоговых фильтров.

В D900/D1800 для реализации множественного доступа применяется комбинация частотного (FDMA) и временного (TDMA) разделения каналов. При этом восемь каналов трафика или управления разнесены по времени и передаются на одной радиочастоте. В полноскоростных каналах на 8 канальных пар трафика или управления (а в полускоростных - на 16 пар) требуется только один передатчик и один приемник.

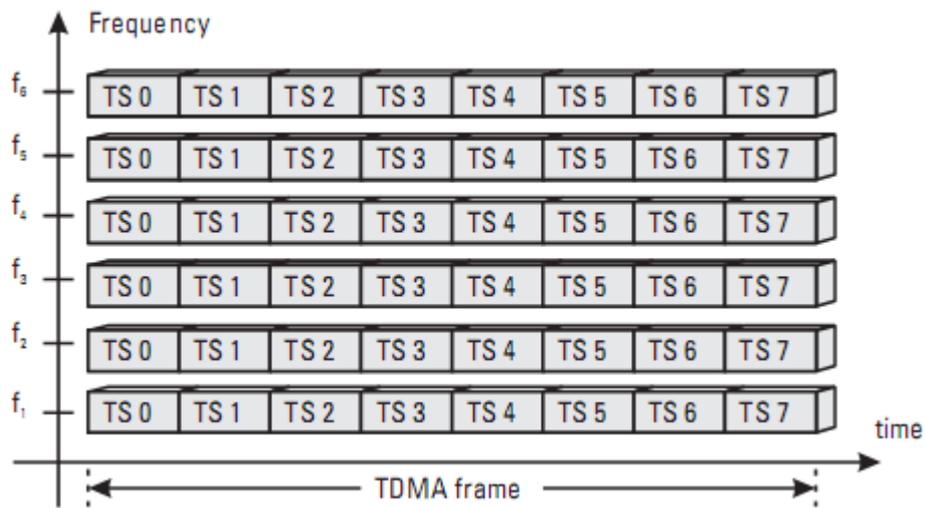


Рисунок 1.7 - Структура TDMA/FDMA кадра GSM

Временной интервал, занимающий фиксированное место в последовательности, используется для передачи сигналов одного канала трафика или управления. Эти сигналы дробятся на фрагменты, сжимаются до примерно 1/8 их длительности, а затем передаются в выделенный временной интервал. После передачи по радиоканалу сжатые сигналы принимаются, восстанавливаются до истинной длительности и, наконец, складываются для восстановления первоначального сигнала.

В случае передачи речи электрический аналоговый сигнал, поступающий от микрофона специальным процессом кодирования речевых сигналов, разработанным для цифровых PLMN преобразуются первоначально в 13 кбит/сек поток для полноскоростных каналов (6,5 кбит/сек поток для полускоростных каналов) С целью улучшения защиты передаваемой информации от шумов в процессе осуществляется также коррекция ошибок (прямое исправление ошибок), что позволяет восстанавливать передаваемую информацию на конечном устройстве с достаточной достоверностью даже при наличии помех в канале передачи. Это увеличивает скорость передачи информации в полноскоростных каналах до 22,8 кбит/сек (для полускоростных каналов - до 11,4 кбит/сек).

Кроме того, информационные биты перемежаются в передатчике и разделяются в приемнике для преодоления пакетов ошибок, возникающих в

радиотракте. Дополнительная синхронизация и передача управляющих сигналов, а также наличие разделов между временными интервалами передачи увеличивают эффективную скорость передачи информации до 33,9 кбит/сек. Скорость передачи данных для полного сигнала TDMA в восемь раз выше, т.е. около 270 кбит/сек. Для модулирования применяется метод, обозначаемый GMSK (гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом).

Синхронизация между каналами “вниз” и “вверх”. По техническим причинам прамопередатчик мобильной станции не может работать в одно время на разных частотах. Поэтому предусмотрена временная задержка (TA – time advance), которая позволяет в течении трех временных интервалов (3TS) перестраивать синтезатор частот мобильной станции и “попадать” в нужный временной интервал на другой частоте.

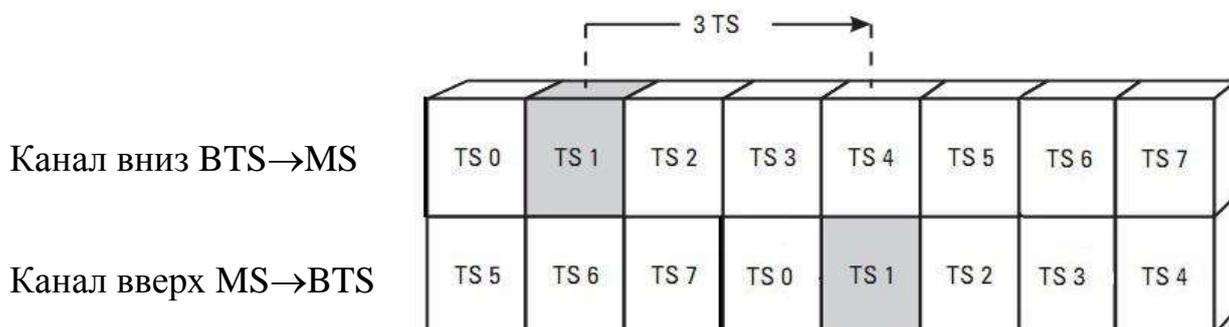


Рисунок 1.8 - Смещение ВИ между каналами вверх и вниз

1.1.5. Технология EDGE

Мобильный доступ в Интернет был доступен давно: технология CSD (Circuit-Switched Data) позволяла осуществлять модемное соединение на скорости 9600 бит/с, но, во-первых, это было неудобно из-за малой скорости, а во-вторых — из-за поминутной тарификации. Поэтому сначала была внедрена технология передачи данных **GPRS** (General Packet Radio Service), ознаменовавшая начало перехода к пакетному подходу, а потом — технология **EDGE** (Enhanced Data rates for GSM Evolution). Есть еще альтернативная GPRS технология **HSCSD** (High-Speed Circuit Switched Data),

но она менее распространена, так как тоже подразумевает поминутную тарификацию, в то время как в GPRS учитывается трафик — пересылка пакетов. Стандарт GSM с технологией GPRS занимает промежуточное положение между вторым и третьим поколениями связи, поэтому называется вторым с половиной поколением (2,5G). Называется он так еще и потому, что переход к GPRS знаменует собой половину пути GSM/GPRS-сетей к совместимости с UMTS.

Технология EDGE, играет сразу две роли: во-первых, обеспечивает более высокую пропускную способность для передачи и приема данных, а во-вторых, служит еще одним шагом на пути от GSM к UMTS.

EDGE не является новым стандартом сотовой связи. Однако, подразумевает дополнительный физический уровень, который может быть использован для увеличения пропускной способности сервисов GPRS или HSCSD. При этом, сами сервисы предоставляются точно так же, как и раньше. Теоретически, сервис GPRS способен обеспечивать пропускную способность до 160 Кбит/с (на физическом уровне, на практике поддерживающие GPRS Class 10 или 4+1/3+2 аппараты обеспечивают лишь до 38-42 Кбит/с и то, если позволяет загруженность сети сотовой связи), а EGPRS — до 384-473,6 Кбит/с. Для этого необходимо использование новой модуляционной схемы, новых методов кодирования каналов и коррекции ошибок.

EDGE, по сути, является «надстройкой» (вернее, подстройкой, если считать, что физический уровень находится ниже остальных) к GPRS и не может существовать отдельно от GPRS. EDGE, как уже было сказано выше, подразумевает использование иных модуляционных и кодовых схем, сохраняя совместимость с CSD-сервисом голосовой связи.

Таблица 1.2 - Модуляционно-кодирующие схемы GSM/EDGE

Схема кодирования	Модуляция	Макс. скорость передачи, кбит/с	Кодовая скорость	Семейство
MCS-9	8-ОФМ (8PSK)	59,2	1,0	А
MCS-8		54,4	0,92	А
MCS-7		44,8	0,76	В
MCS-6		29,6/27,2	0,49	А
MCS-5		22,4	0,37	В
MCS-4	ГЧММС (GMSK)	17,6	1,0	С
MCS-3		14,8/13,6	0,8	А
MCS-2		11,2	0,66	В
MCS-1		8,8	0,53	С

В начале сеанса связи контроллер выбирает семейство и определяет оптимальную скорость в канале. Если в процессе работы передача, например, с MCS-9 идет с ошибками из-за ухудшения качества радиоканала, то при повторной передаче блока будут использованы схемы с более помехоустойчивым кодированием и модуляцией из того же семейства (MCS-6 и MCS-3). Этот процесс называется адаптацией скорости передачи данных к качеству канала.

Модуляция в технологии EDGE. В технологии EDGE применяется модуляционная схема 8PSK (8-phase shift keying, сдвиг фазы, как показано на рис.1.9, равен $\pi/4$), используя все те же спецификации структуры частотных каналов, кодирования и ширины полос, как в GSM/GPRS. Соответственно, соседние частотные каналы создают ровно те же взаимные помехи, как и в GSM/GPRS. Меньший сдвиг фазы между символами, в которые теперь кодируется три бита (символы соответствуют комбинациям 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 и 111), делает задачу детектирования сложнее, особенно если уровень сигнала невысок. Так для работы по схеме кодирования MCS-5 отношение сигнал/шум (SNR) должно быть не хуже 14 дБ (рис. 1.10.).

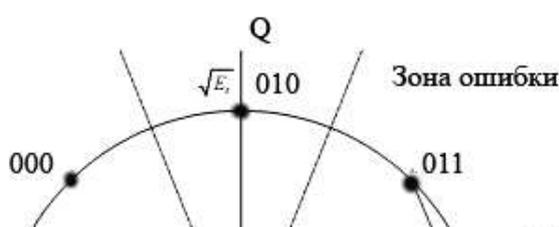
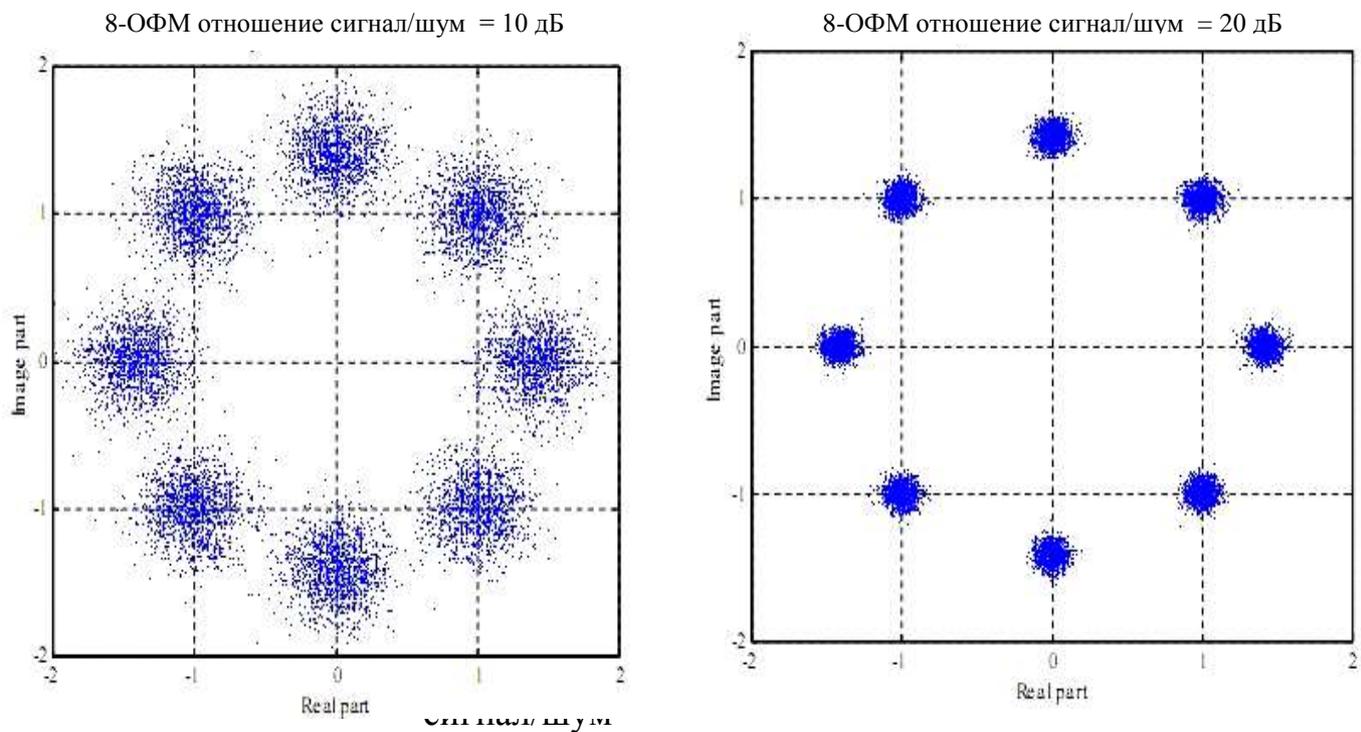


Рисунок 1.9 - Созвездие модуляции 8-ОФМ (8PSK)



1.2. Обзор системы UMTS

Система мобильной связи UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) представляет собой систему связи третьего поколения (3G),

разработанную Европейским институтом стандартизации электросвязи (ETSI).

Главной особенностью технологии UMTS является широкополосный многостанционный доступ с кодовым разделением (WCDMA). Системы WCDMA/UMTS представляют собой усовершенствованную базовую сеть GSM с радиointерфейсом по технологий WCDMA. Скорость передачи в радиоканале для мобильного абонента может достигать 2 Мбит/с (в стационарных условиях). При этом сети GSM с технологиями GPRS и EDGE входят в систему 3-го поколения, образуя совместно с UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network) единую сеть GSM/UMTS.

1.2.1. Частотный план UMTS.

На рис. 1.11. показаны рабочие диапазоны стандарта UTRA-FDD согласно спецификации 3GPP TS 25.101, V6.4.0 (2004-03).

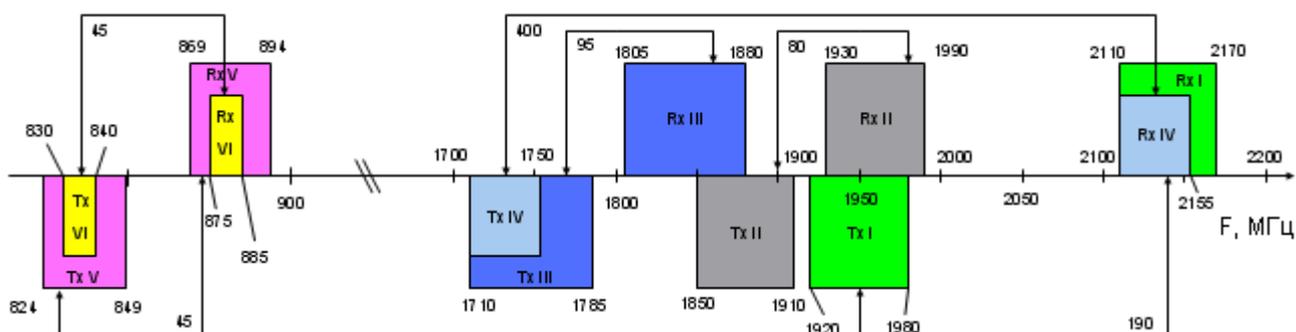


Рисунок 1.11 - Частотный план UMTS

Основным диапазоном, где осуществляется развертывание UTRAN в Европе, является диапазон I. Для Америки II, III. Для Японии V, VI.

Разнос частот между соседними каналами составляет 5 МГц. Сетка несущих частот в UTRAN равна 200 кГц. Номера каналов (UARFCN – UTRA Absolute Radio Frequency Channel Number) приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Диапазон	Канал связи вверх		Канал связи вниз		Частотное разнесение, МГц
	F, МГц	Номер канала	F, МГц	Номер канала	

I	1920 – 1980	9612 – 9888	2110 – 2170	10562 – 10838	190
II	1850 – 1910	9262 – 9538	1930 – 1990	9662 – 9938	80
III	1710 – 1785	8562 – 8913	1805 – 1880	9037 – 9388	95
IV	1710 – 1755	8562 – 8763	2110 – 2155	10562 – 10763	400
V	824 – 849	4132 – 4233	869 – 894	4357 – 4458	45
VI	830 – 840	4162 – 4188	875 – 885	4387 – 4413	45

1.2.2. Общая характеристика стандарта UMTS.

Технология UTRA-FDD (WCDMA) предусматривает передачу информации с чиповой скоростью 3,84 Мчип/с в полосе 5 МГц при дуплексном разносе сигналов двух направлений 190 МГц (I диапазон). Эффективная полоса обработки сигнала в приемнике составляет 3,84 МГц. В зависимости от скорости передвижения абонента скорость передачи информации разная.

Таблица 1.4

Скорость передачи информации в канале	
Передвижение со скоростью автомобиля (до 120 км/ч)	144 кбит/с
Передвижение со скоростью автомобиля (до 3 км/ч)	384 кбит/с
Стационарные условия	2 Мбит/с

Различным скоростям передачи информации соответствуют различные значения коэффициента расширения спектра SF.

Таблица 1.5

SF	2	4	8	16	32	64	128	256	512
Скорость, ксимб/с	1920	960	480	240	120	60	30	15	7,5

Для разделения каналов в UTRA-FDD применяются **каналообразующие** ортогональные коды с переменным коэффициентом расширения SF (Orthogonal Variable Spreading Factor Code - OVSF). Иначе говоря, кодовые последовательности упорядочены по Адамару. Каждый код будем обозначать $CC_{ch,SF,n}$. При увеличении SF в 2 раза для образования следующей группы кодов используем алгоритм Адамара:

$$CC_n = \begin{bmatrix} CC_{n/2} & CC_{n/2} \\ CC_{n/2} & -CC_{n/2} \end{bmatrix}$$

При SF = 4 получим 4 кода:

$$CC_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Коды в параллельных строках взаимно ортогональны. Это позволяет легко организовать каналы связи от BTS к разным MS с разными скоростями.

Кроме каналообразующих в UTRA-FDD применяются различные **скремблирующие коды** – длинные и короткие. Чиповая скорость скремблирующих кодов, как и каналообразующих составляет 3,84 Мчип/с. При передаче вниз используются 512 первичных скремблирующих кодов. Первичные коды открывают 512 кодовых рядов (set), каждый из которых содержит еще 15 вторичных кодов. Таким образом в направлении вниз используют $512 \cdot 16 = 8192$ скремблирующих кодов, пронумерованных 0...8191. При SF = 256 каждый первичный (вторичный) скремблирующий код может поддерживать вместе с каналообразующим кодом до 256 каналов связи.

1.2.3. Общая характеристика радиointерфейса Uu

Радиointерфейс Uu служит для непосредственного переноса информации между BS и MS (UE – User Equipment). 1-й физический уровень определяет модуляцию, кодирование и временную структуру кадров.

Физические каналы радиointерфейса Uu:

Физические каналы вниз

- CPICH (Common Pilot Channel) – общий пилотный канал
- SCH (Synchronization Channel) – канал синхронизации (первичный и вторичный)
- P-CCPCH (Primary Common Control Channel) – первичный общий физический канал управления
- S-CCPCH (Secondary Common Control Channel) – вторичный общий физический канал управления

- DPCCH (Dedicated Physical Channel) – выделенный физический канал, содержит два физических канала данных и управления (DPDCH и DPCCH)
- HS-PDSCH (High Speed Physical Downlink Shared Channel) – высокоскоростной физический канал пакетной передачи вниз при HSDPA.
- HS-SCCH (HS DSCH-related Shared Control Channel) – физический канал управления, относящийся к каналу HS-DSCH
- E-AGCH (E-DCH Absolute Grant Channel) – канал управления при высокоскоростной передаче вверх (HSUPA)
- E-RGCH (E-DCH Relative Grant Channel) – канал управления при высокоскоростной передаче вверх (HSUPA)
- E-HICH (E-DCH Hybrid ARQ Indication Channel) – выделенный физический канал для передачи сигнализации обратной связи при высокоскоростной передаче вверх (HSUPA)
- F-DPCCH (Fractional Dedicated Physical Channel) – специальный вариант канала DPCCH при высокоскоростной пакетной передаче данных вниз.
- AICH (Acquisition Indication Channel) – канал подтверждения запроса
- PICH (Paging Indication Channel) – Канал индикации пейджинга
- MICH (MBMS Notification Channel) – Индикатор извещения мультимедийного вещания

Физические каналы вверх:

- PRACH (Physical Random Access Channel) – физический канал случайного доступа
- DPDCH (Dedicated Physical Data Channel) – выделенный физический канал передачи данных
- DPCCH (Dedicated Physical Control Channel) – выделенный физический канал управления
- E-DPDCH (E-DCH Dedicated Physical Data Channel) – выделенный физический канал высокоскоростной передачи данных в пакетном режиме вверх (HSUPA)

- E-DPCCH (E-DCH Dedicated Physical Control Channel) – выделенный физический канал управления в пакетном режиме (HSUPA)
- HS-DPCCH (Dedicated Physical Control Channel (uplink) for HS-DSCH) – выделенный физический канал управления (вверх) для сигнализации обратной связи при HSDPA

1.2.4. Модуляция радиосигнала в стандарте UMTS

На радиолинии от базовой станции к мобильной станции применяется квадратурная фазовая модуляция (QPSK). Для формирования спектра используется фильтрация с помощью взвешивающего фильтра, имеющего АЧХ в виде квадратного корня из косинуса (RRC – Root-Raised Cosine) с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,22$ и полосой пропускания, равной символьной скорости.

В QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) используются созвездие из четырех точек, размещенных на равных расстояниях на окружности. Используя 4 фазы, QPSK может кодировать два бита на символ, как показано на рисунке 1.12.

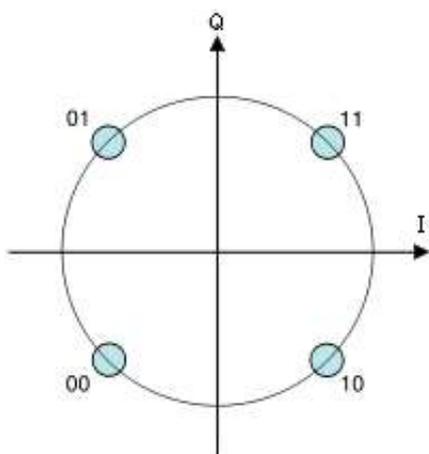


Рисунок 1.12 - Созвездие 4-ФМ

Таблица 1.6

Модулирующие биты d_{2i}, d_{2i+1}	Символ 4-ФМ		Фаза сигнала φ
	I	Q	
00	+1	+1	0
01	+1	-1	$\pi/2$
10	-1	+1	π
11	-1	-1	$3\pi/2$

Для выбора определенного значения фазы используют синфазный и квадратурный кодирующие сигналы (I и Q), которые могут принимать значения +1 и -1 (табл. 1.6). Если предположить что $I = \cos \varphi + \sin \varphi$ и $Q = \cos \varphi - \sin \varphi$, то получим соотношение между сдвигом фазы и кодирующим сигналом.

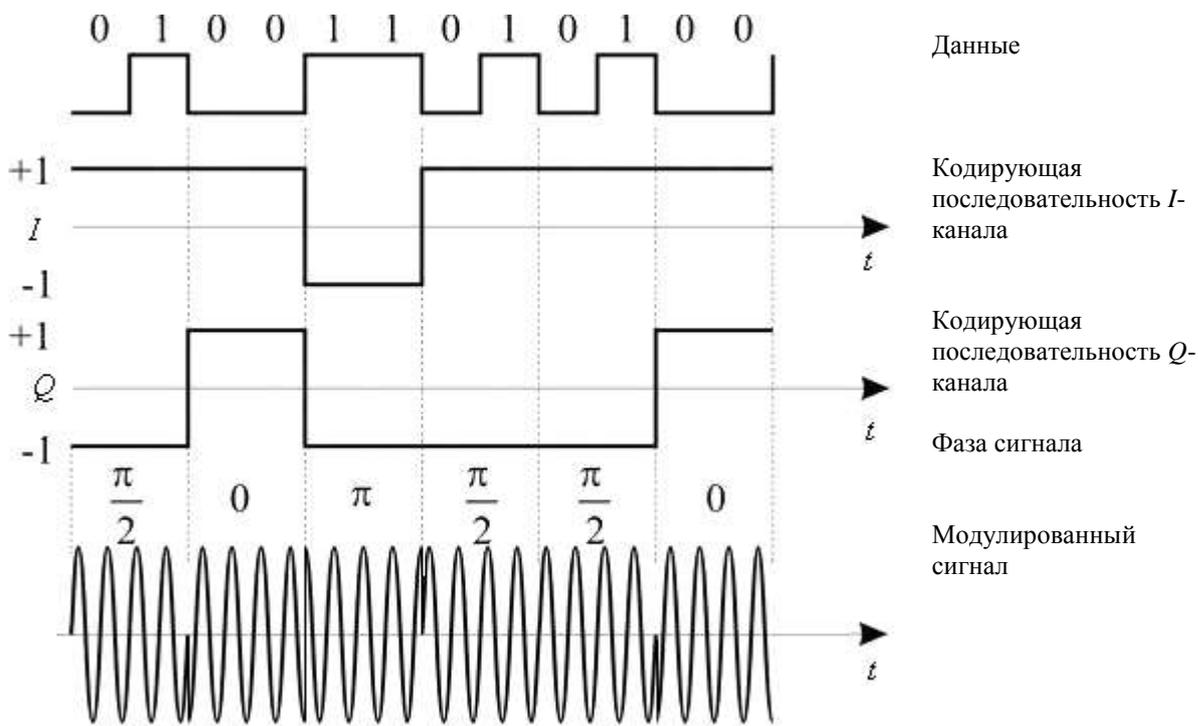


Рисунок 1.13 - Диаграммы работы модулятора 4-ФМ

1.2.5. Технология HSDPA.

High-Speed Downlink Packet Access (HSDPA) – это телекоммуникационный протокол сетей третьего поколения, который является надстройкой системы UMTS для увеличения скорости передачи и абонентской емкости в соте. По сравнению с UMTS, HSDPA можно передавать данные со скоростями до 10,7 Мбит/с и поддерживать вдвое больше мобильных пользователей на одну соту. Стоит отметить, что в настоящее время скорость в нисходящем канале 3G составляет порядка 384 Кбит/с (теоретически скорость, согласно спецификации 3G, должна составлять 2,4 Мбит/с).

В основу технологии HSDPA положены адаптивные схемы модуляции и кодирования 4-ФМ (QPSK) и 16-КАМ (16QAM); протокол ретрансляции Hybrid Automatic Repeat-Request (HARQ); оперативное определение очередности передачи пакетов на базовой станции Node B протоколом MAC-high speed. HSDPA базируется на высокоскоростном общем нисходящем канале (High-Speed Downlink Shared Channel - HS-DSCH), способном поддерживать высокие скорости передачи данных. Технология позволяет

обслуживать разных пользователей, осуществляя мультиплексирование с временным и кодовым разделением, то есть идеально подходит для обработки прерывистого пакетного трафика в многопользовательской среде.

Таблица 1.7 - Транспортные форматы HSDPA

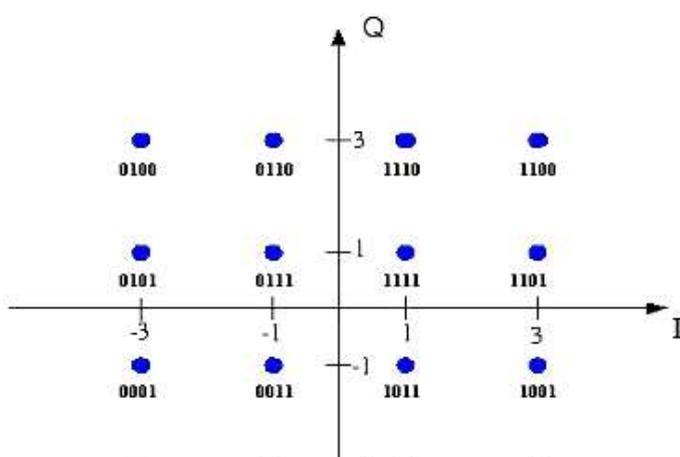
TFRC	Модуляция	Скорость кода	Скорость передачи информации, Мбит/с		
			1 код	5 кодов	15 кодов
1	4-ФМ	1/4	0,119	0,6	1,8
2	4-ФМ	1/2	0,237	1,2	3,6
3	4-ФМ	3/4	0,356	1,8	5,3
4	16-КАМ	1/2	0,477	2,4	7,2
5	16-КАМ	3/4	0,712	3,6	10,7

1.2.6. Модуляция в технологии HSDPA.

Больших скоростей передачи данных можно достичь путем использования новой модуляции, которая позволяет в том же спектре частот передавать больше информации.

Квадратурно-амплитудная модуляция – это способ представления информации, когда каждый из каналов независимо друг от друга получает многоуровневый импульсный сигнал. Применяются две координаты — фаза и амплитуда. Фазовое пространство (созвездие) сигналов системы 16-КАМ показано на рис. 1.14. При этом амплитуды сигналов в каждом из каналов могут принимать 4 значения (4 уровня), а их комбинация с 4-мя возможными значениями фазы дает 16 значений (табл. 1.8). Таким образом, можно увеличить информационную емкость сигнала в 4 раза (1 символ в этом случае равен 4 битам). Принцип построения модулятора 16-КАМ изображены на рис. 1.15.

Таблица 1.8



Модулирующие биты $d_{4i}, d_{4i+1}, d_{4i+2}, d_{4i+3}$	Символ 16-КАМ	
	I	Q
1111	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1110	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1101	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1100	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$

1011	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1010	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1001	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1000	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0111	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0110	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0101	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0100	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0011	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0010	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0001	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0000	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$

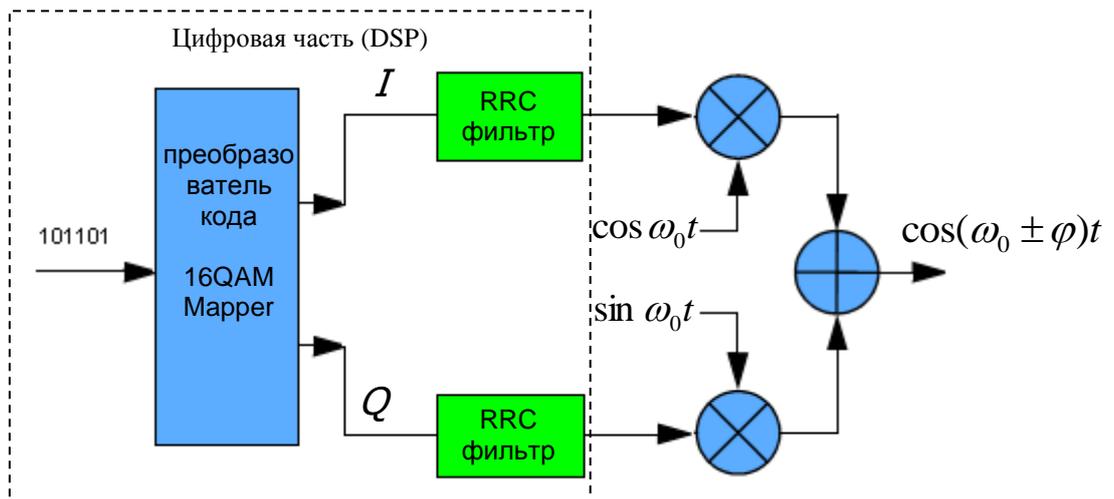


Рисунок 1.15 - Схема модулятора 16-КАМ

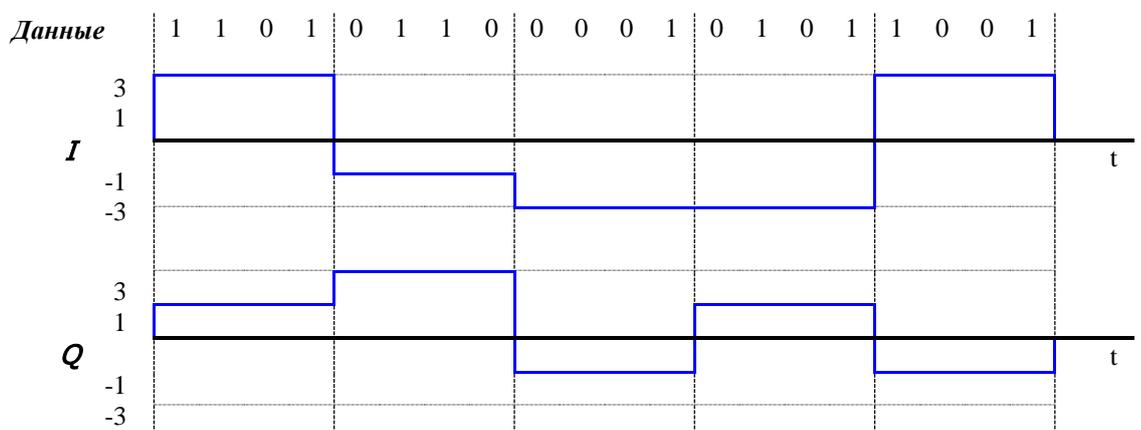
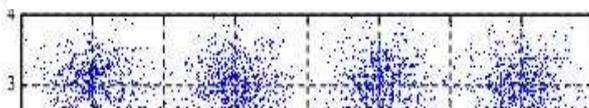


Рисунок 1.16 - Диаграмма работы модулятора 16-КАМ

16-КАМ отношение сигнал/шум = 10 дБ



16-КАМ отношение сигнал/шум = 20 дБ

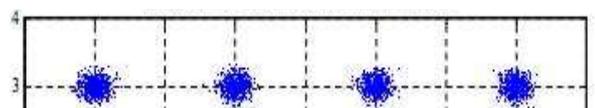


Рисунок 1.17 - Созвездие 16-КАМ при разных отношениях сигнал/помеха (SNR)

1.2.7. Многолучевые радиоканалы и прием Rake

RAKE-приемник обрабатывает сигналы, прошедшие разными путями (лучами), выравнивая их по фазе и складывая по амплитуде, что позволяет использовать практически всю мощность принимаемого сигнала. Rake-приемники позволяют складывать мощности не только разных лучей от одной ячейки базовой станции (БС), но и от разных ячеек одной БС (сверхмягкий хэндовер), а также от разных БС (мягкий хэндовер – soft handover, sho), что позволяет снизить мощность излучения БС и повысить емкость системы.

Распространение радиоволн в канале наземной подвижной связи характеризуется наличием большого числа отражений, дифракцией и затуханием энергии сигнала. Причиной всему этому являются естественные препятствия, например здания, холмы и т. д., а результатом оказывается многолучевое распространение.

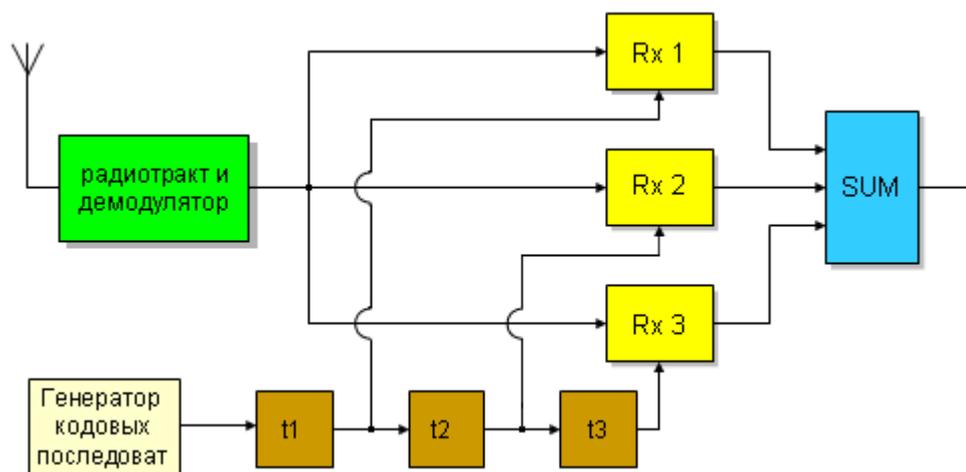


Рисунок 1.18 - Принцип построения Rake приемника.

Подбирая соответствующие задержки кодовых последовательностей в Rake-приемнике (рис. 1.18.), можно выделить несколько (до трех в MS) наиболее сильных сигналов (лучей). Каждый такой сигнал обрабатывается отдельно, а результат суммируется (SUM) с весовым коэффициентами, пропорциональными мощностями отдельных лучей. Использование Rake-приемников позволяет говорить о микроразнесенном приеме.

Многолучевое распространение приводит к тому, что энергия сигнала (относящаяся, например к одному чипу сигнала CDMA) может поступать в приемник в четко различимые моменты времени. Поступающая энергия накладывается на определенный профиль задержки при многолучевом распространении. Интервал задержки в городских и пригородных районах обычно составляет от 1 до 2 мкс, хотя в некоторых случаях в холмистых районах наблюдались задержки до 20 мкс при достаточно высокой энергии сигнала. Длительность чипа при скорости передачи 3,84 Мчип/с равна 0,26 мкс. Если разница по времени многолучевых составляющих будет по крайней мере 0,26 мкс, то приемник WCDMA сможет разделить эти многолучевые компоненты и сложить их когерентно при многолучевом распространении. Задержку длительностью 0,26 мкс можно получить, если разница в протяженности лучей составит по крайней мере 78 м (скорость света ÷ скорость передачи чипов = $3,0 \cdot 10^8 \text{ мс}^{-1} \div 3,84 \text{ Мчип/с}$). При скорости

передачи чипов около 1 Мчип/с разница в длинах лучей многолучевых составляющих должна быть около 300 м, что невозможно получить в небольших ячейках. Поэтому легко видеть, что WCDMA с тактовой частотой 5 МГц может обеспечить многолучевое разнесение в небольших ячейках, что невозможно в системе IS-95.

1.3. Обзор системы WiMAX

За последние годы развитие сетевых технологий привело к значительному расширению списка и возможных способов объединения персональных компьютеров в сети, и видов подключений к глобальной сети Интернет. Практически любое персональное устройство, обладающее вычислительной мощностью, достаточной для обработки текстовой и графической информации, от сервера до карманного компьютера, оснащено тем или иным сетевым интерфейсом, от проводного модемного до современных беспроводных технологий.

Таким образом, при всем богатстве выбора по-прежнему сложно одновременно соблюсти три основных требования к сетевым соединениям: высокая пропускная способность, надёжность, мобильность. Решить подобную задачу может следующее поколение беспроводных технологий **WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)**, стандарт IEEE 802.16.

Цель технологии WiMAX заключается в том, чтобы предоставить универсальный беспроводный доступ для широкого спектра устройств (рабочих станций, бытовой техники "умного дома", портативных устройств и мобильных телефонов) и их логического объединения - локальных сетей. Надо отметить, что технология имеет ряд преимуществ.

1. По сравнению с проводными (xDSL, T1), беспроводными или спутниковыми системами сети WiMAX должны позволить операторам и сервис-провайдерам экономически эффективно охватить не только новых потенциальных пользователей, но и расширить спектр информационных

и коммуникационных технологий для пользователей, уже имеющих фиксированный (стационарный) доступ.

2. Стандарт объединяет в себя технологии уровня оператора связи (для объединения многих подсетей и предоставления им доступа к Интернет), а также технологии "последней мили" (конечного отрезка от точки входа в сеть провайдера до компьютера пользователя), что создает универсальность и, повышает надёжность системы.
3. Беспроводные технологии более гибки и, как следствие, более просты в развёртывании, так как по мере необходимости могут масштабироваться.
4. Простота установки как фактор уменьшения затрат на развёртывание сетей в развивающихся странах, малонаселённых или удалённых районах.
5. Дальность охвата является существенным показателем системы радиосвязи. На данный момент большинство беспроводных технологий широкополосной передачи данных требуют наличия прямой видимости между объектами сети. WiMAX благодаря использованию технологии OFDM создает зоны покрытия в условиях отсутствия прямой видимости от клиентского оборудования до базовой станции, при этом расстояния исчисляются километрами.
6. Технология WiMAX изначально содержит в себе протокол IP, что позволяет легко и прозрачно интегрировать её в локальные сети.
7. Технология WiMAX подходит для фиксированных, перемещаемых и подвижных объектов сетей на единой инфраструктуре.

Таблица 1.9 - Краткие характеристики семейства

Название стандарта	820.16	802.16a/f	802.16e
Дата принятия	2001	2003/2004	2005
Частотный диапазон	10 – 66 ГГц	2 – 11 ГГц	2 – 6 ГГц
Скорость передачи	32 – 135 Мбит/с @ 28 МГц - полоса	До 75 Мбит/с @ 28 МГц - полоса	До 15 Мбит/с @ 5 МГц - полоса
Вид модуляции	КАМ (QPSK) 16-КАМ (16QAM) 64-КАМ (64QAM)	КАМ (QPSK) 16-КАМ (16QAM) 64-КАМ (64QAM) ОЧРК (OFDM)	КАМ (QPSK) 16-КАМ (16QAM) 64-КАМ (64QAM) ОЧРКД (OFDMA)
Ширина канала	20; 25; 28 МГц	Регулируемая 1,5 – 20 МГц	Регулируемая 1,5 – 20 МГц

Шаг сетки частот	0,25 МГц	0,25 МГц	0,25 МГц
Радиус действия	2 – 5 км	7 – 10 км макс. радиус 50 км	2 – 5 км
Условия работы	Прямая видимость	Работа на отражениях	Работа на отражениях

1.3.1. Описание стандарта WiMAX mobile

Mobile WiMAX был разработан в стандарте 802.16e-2005 и позволил увеличить скорость перемещения клиентского оборудования более 120 км/ч.



Рисунок 1.19 - Структура сети Mobile WiMAX.

Основными достижениями мобильного режима можно считать нижеприведённые факторы:

1. Устойчивость к многолучевому распространению сигнала и собственным помехам.
2. Масштабируемая пропускная способность канала.
3. Технология Time Division Duplex (TDD), которая позволяет эффективно обрабатывать асимметричный трафик и упрощает управление сложными системами антенн за счёт эстафетной передачи сессии между каналами.
4. Технология Hybrid-Automatic Repeat Request (H-ARQ), которая позволяет сохранять устойчивое соединение при резкой смене направления движения клиентского оборудования.

5. Распределение выделяемых частот и использование субканалов при высокой загрузке позволяет оптимизировать передачу данных с учётом силы сигнала клиентского оборудования.
6. Управление энергосбережением позволяет оптимизировать затраты энергии на поддержание связи портативных устройств в режиме ожидания или простоя.
7. Технология Network-Optimized Hard Handover (ННО), которая позволяет до 50 миллисекунд и менее сократить время на переключение клиента между каналами.
8. Технология Multicast and Broadcast Service (MBS), которая объединяет функции DVB-H, MediaFLO и 3GPP E-UTRA для:
 - достижения высокой скорости передачи данных с использованием одночастотной сети;
 - гибкого распределения радиочастот;
 - низкого потребления энергии портативными устройствами;
 - быстрого переключения между каналами.
9. Технология Smart Antenna, поддерживающая субканалы и эстафетную передачу сессии между каналами, что позволяет использовать сложные системы антенн, включая формирование диаграммы направленности, пространственно-временное маркирование, пространственное мультиплексирование (уплотнение).
10. Технология Fractional Frequency Reuse, которая позволяет контролировать наложение/пересечение каналов для повторного задействования частот с минимальными потерями.
11. Размер фрейма в 5 миллисекунд создает оптимальный компромисс между надёжностью передачи данных за счёт использования малых пакетов и накладными расходами за счёт увеличения числа пакетов (и как следствие, заголовков).

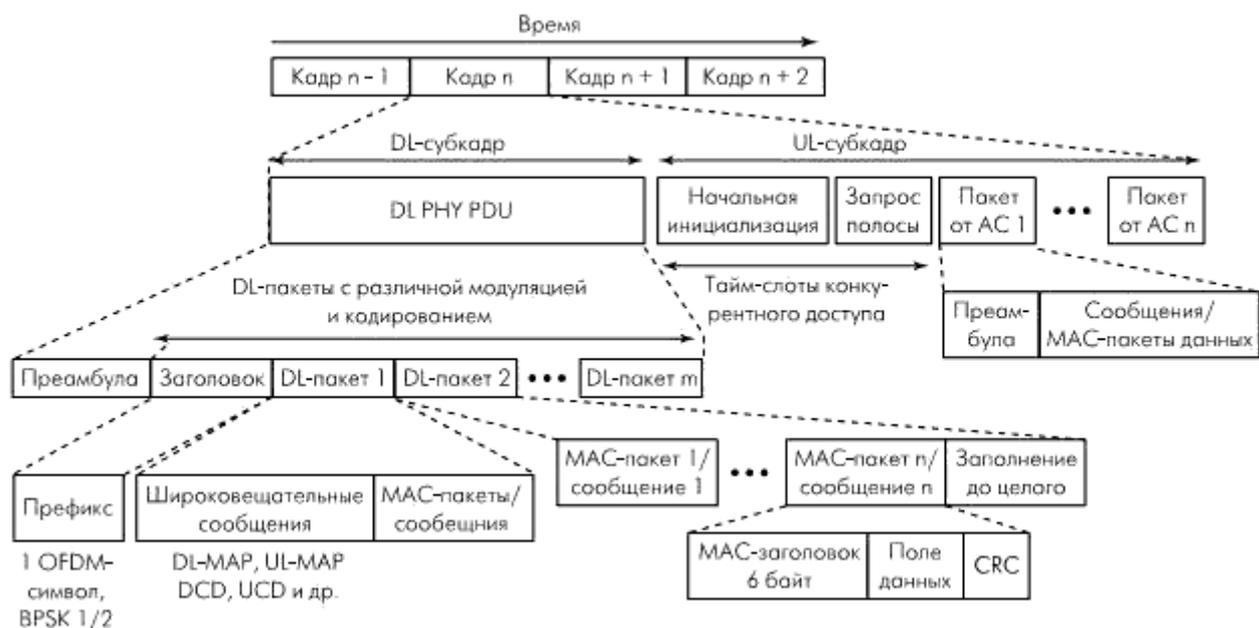


Рисунок 1.20 - Структура кадра стандарта WiMAX

Стандарт рассчитан на использование в диапазоне частот от 2 до 6 ГГц. Стабильность частоты должна лежать в пределах $\pm 10^{-6}$. Особенность частотного диапазона вынуждает устанавливать на базовой станции несколько антенн, покрывающих различные секторы. Если абонент находится близко от базовой станции, применяется схема QAM-64 (6 бит на символ - 150 Мбит/с). В случае среднего удаления используется QAM-16 (4 бита на символ - 100 Мбит/с). В области предельных удалений применяется QPSK (2 бита на символ - 50 Мбит/с).

Базовая станция (BS) размещается в здании или на вышке и осуществляет связь со станциями клиентов (SS - Subscriber Station) по схеме точка-многоточие (PMP). Возможен сеточный режим связи (Mesh - сетка связей точка-точка - PTP), когда любые клиенты (SS) могут осуществлять связь между собой непосредственно, их антенные системы, как правило, являются всенаправленными. Базовая станция предоставляет соединение с основной сетью и радиоканалы к другим станциям. Диапазон рабочих расстояний может достигать 30 км (в случае прямой видимости) при типовом радиусе сети 4-6 км. Предусмотрен также режим многоточие - многоточие (MP - MP), который имеет ту же функциональность, что и PMP. Клиентская

станция (SS) может быть радио терминалом или повторителем (более типично) для организации локального трафика. Трафик может проходить через несколько повторителей, прежде чем достигнет клиента.

При формировании радиосетей определенную проблему составляет интерференция сигналов смежных каналов и наложении перекрестных наводок с тепловыми шумами. Для таких каналов отношение I/N (отношение сигнала интерференции к тепловому шуму) лежит в диапазоне $-6 \div -10$ дБ. Следует, учитывать, что уровень интерференционного сигнала варьируется в очень широких пределах.

Для успешной работы канала нужно обеспечить достаточно большое отношение уровней несущей и интерференционного сигнала (C/I). На практике приходится учитывать отношение $C/(I+N)$, где N - уровень теплового шума, а также уровень шумов приемника (~ 6 дБ). Тепловой шум приемника может иметь уровень -138 дБВт/МГц. Уровень интерференционного сигнала может быть примерно тем же. Эти факторы определяют выбор типа антенны, мощность передатчика и предельную длину канала. Чрезмерное увеличение мощности передатчика (с целью улучшения отношения сигнал-шум) не желательно, так как это приводит к возрастанию уровня интерференционного сигнала.

1.3.2. Модуляция в системе WiMAX

Модуляция с несколькими несущими относится к методам перехода от последовательной передачи к параллельной. Это позволяет упростить требования к передающей аппаратуре, хотя усложняет логику передачи. Поэтому созданная в примерно в 1950-х годах эта технология не могла широко применяться, пока не были разработаны последовательные процессоры и микросхемы, реализующие быстрое преобразование Фурье.

На физическом уровне стандарт IEEE 802.16 предусматривает три принципиально различных метода передачи данных: метод модуляции одной несущей (SC – single carrier), метод модуляции посредством ортогональных

несущих (OFDM – orthogonal frequency division multiplexing) и метод мультиплексирования (множественного доступа) посредством ортогональных несущих (OFDMA - orthogonal frequency division multiple access).

Режим OFDM – это метод модуляции потока данных в одном частотном канале (шириной 1 – 2 МГц и более) с центральной частотой f_c . Деление на каналы, как и в случае SC – частотное. При модуляции данных посредством ортогональных несущих в частотном канале выделяются N поднесущих так, что $f_k = f_c + k\Delta f$, где k – целое число из диапазона $[-N/2, N/2]$ (в данном случае $k \neq 0$). Расстояние между ортогональными несущими $\Delta f = 1/T_b$, где T_b – длительность передачи символа.

Помимо данных OFDM – символ включает защитный интервал длительностью T_g , следовательно общая длительность OFDM – символа $T_s = T_b + T_g$ (рис. 1.21). Защитный интервал представляет собой копию окончного фрагмента символа. Его длительность T_g может составлять 1/4, 1/8, 1/16 и 1/32 от T_b .

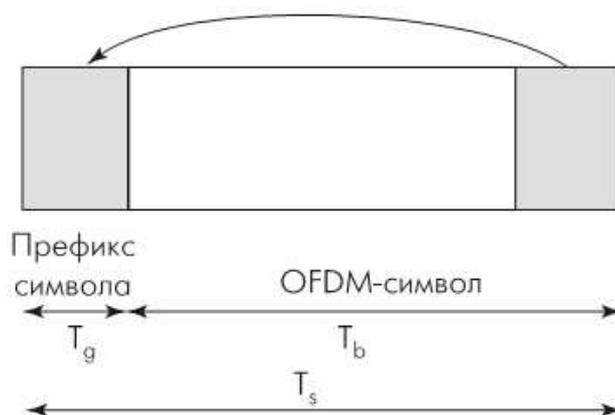


Рисунок 1.21 - Структура OFDM – символа.

Каждая поднесущая модулируется независимо посредством квадратурной амплитудной модуляции. Общий сигнал вычисляется методом обратного преобразования Фурье (ОБПФ) как

$$s(t) = \operatorname{Re} \left(e^{i2\pi f_c t} \sum_{k=-N/2}^{N/2} c_k e^{i2\pi k \Delta t (t-T_s)} \right) \quad 1.1$$

($0 < t < T_s$), где c_k – комплексное представление символа квадратурной модуляции (QAM – символа). Комплексное представление удобно, так как генерация радиосигнала происходит с помощью квадратурного модулятора в соответствии с выражением

$$s_k(t) = I_k \cos(2\pi f_c t) - Q_k \sin(2\pi f_c t) \quad 1.2$$

где I_k и Q_k – синфазное и квадратурное (целое и мнимое) значения комплексного символа, соответственно.

Для работы алгоритмов БПФ/ОБПФ желательно, чтобы количество точек соответствовало 2^m . Поэтому число несущих выбирают равным минимальному числу $N_{FFT} = 2^m$, превосходящему N . В режиме OFDM стандарта IEEE 802.16 $N = 200$, следовательно $N_{FFT} = 256$. Из них 55 ($k = -128 \dots -101$ и $101 \dots 127$) образуют защитный интервал на границах частотного диапазона канала. Центральная частота канала ($k = 0$) и частоты защитных интервалов не используются (т.е. амплитуды соответствующих им символов равны нулю).

Из оставшихся 200 несущих 8 частот – пилотные (с индексами $\pm 88, \pm 63, \pm 38, \pm 13$), остальные разбиты на 16 подканалов по 12 несущих в каждом, причем в одном подканале частоты расположены не подряд. Например, подканал 1 составляют несущие с индексами -100, -99, -98, -37, -36, -35, 1, 2, 3, 64, 65, 66.

Длительность полезной части T_b OFDM – символа зависит от ширины полосы канала BW и системной тактовой частоты (частоты дискретизации) F_s ; $F_s = N_{FFT}/T_b$. Соотношение $F_s/BW = n$ нормируется, и в зависимости от ширины полосы канала принимает значения 86/75 (BW кратно 1,5 МГц), 144/125 (BW кратно 1,25 МГц), 316/275 (BW кратно 2,75 МГц), 57/50 (BW кратно 2 МГц) и 8/7 (BW кратно 1,75 МГц и во всех остальных случаях).

Защитный интервал при OFDM-модуляции – мощное средство борьбы с межсимвольными помехами (межсимвольной интерференции, МСИ), возникающими вследствие неизбежных в городских условиях переотражений и многолучевого распространения сигнала. МСИ приводит к тому, что в приемнике на прямо распространяющийся сигнал накладывается переотраженный сигнал, содержащий предыдущий символ. При OFDM-модуляции переотраженный сигнал попадает в защитный интервал и не причиняет вреда.

Структурная схема устройства, обеспечивающие модуляцию с несколькими несущими по принципу ОЧРК, показаны на рисунке 1.22.

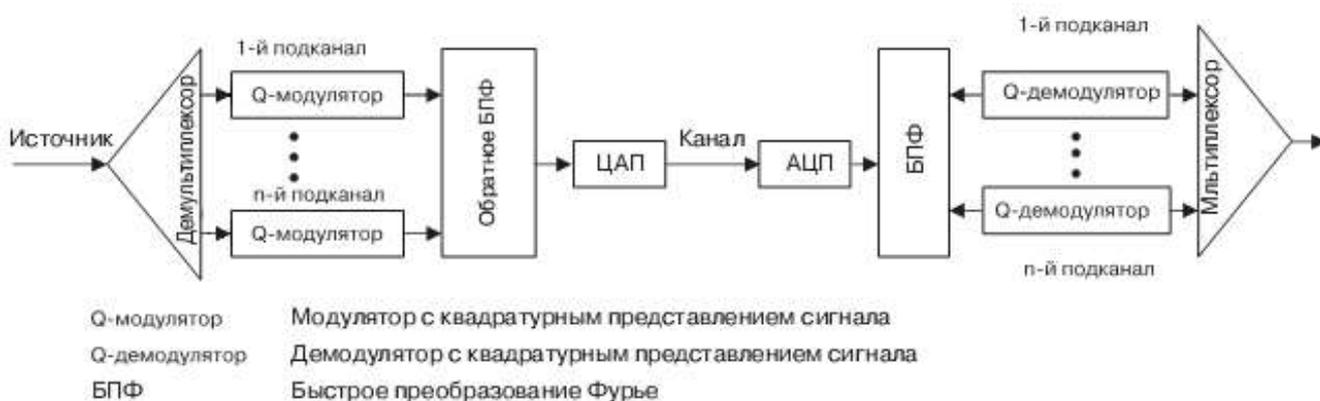


Рисунок 1.22 - Схема модулятора ОЧРК (OFDM).

Функция, полученная в результате модуляции, отличается от ряда Фурье тем, что она конечна. Для увеличения точности обработки и исключения взаимного влияния каналов реальная функция дополняется "префиксом", содержащим несколько значений ряда Фурье (псевдоканалов). Он устанавливается перед последовательностью квадратурных сигналов. Это увеличивает точность получения функции $s(t)$ и позволяет более четко отделять подканалы друг от друга.

Сумма функций, полученных в результате модуляции, "свертывается" с помощью обратного преобразования Фурье в одну функцию $s(t)$, которая преобразуется в цифровую форму и передается в линию.

На приемном конце происходит переход из цифровой в аналоговую форму, происходит прямое преобразование Фурье, квадратурные функции каждого канала демодулируются и собираются в одну последовательность.

Одним из примечательных свойств этого вида модуляции является то, что она может согласовывать спектр информационного сигнала со спектром физического канала. Поскольку общий сигнал является составяющим нескольких сигналов в узком спектре, увеличение затухания отдельных частот (например, при наличии боковых отводов) не влияют на сигнал в целом.

2. АНАЛИЗ АРХИТЕКТУР ПРИЕМНИКОВ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Задачей данного дипломного проекта является построение мультистандартного радиоприемного устройства, способного работать в сетях второго (GSM), третьего (UMTS) и четвертого (WiMAX) поколения. Проанализировав физические особенности радиоинтерфейсов систем можно сказать что для обеспечения “бесшовной” связи необходимо построить два радиоприемных тракта. Первый радиотракт способен “объединить” стандарты GSM и UMTS, т.к. они имеют приблизительно схожие требования к радиотракту и для переключения режима требуется переконфигурировать некоторые элементы тракта. Второй радиоприемный тракт предназначается только для работы со стандартом WiMAX, т.к. требования предъявляемые к радиотракту высокие и требуется дополнительный OFDM ASIC – процессор демодулятор.

В данной главе будет дана характеристика различным архитектурам радиоприемных устройств цифровых сигналов и предъявлены требования к функциональным блокам.

2.1. Выбор и обоснование архитектуры приемника

В общем виде радиоприемный тракт показан на рис. 2.1.

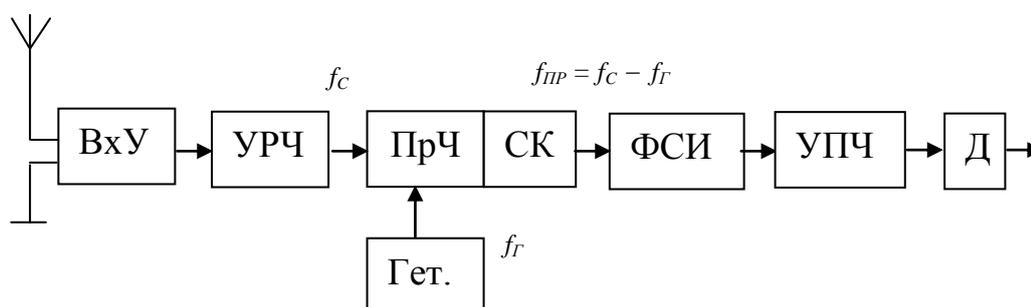


Рисунок 2.1 - Структурная схема приёмника

В зависимости от того какой будет выбрана промежуточная частота приемники бывают **супергетеродинные** ($f_{пр} = f_c - f_r$) и **гомодинные** (Zero-IF ($f_{пр} = 0$)).

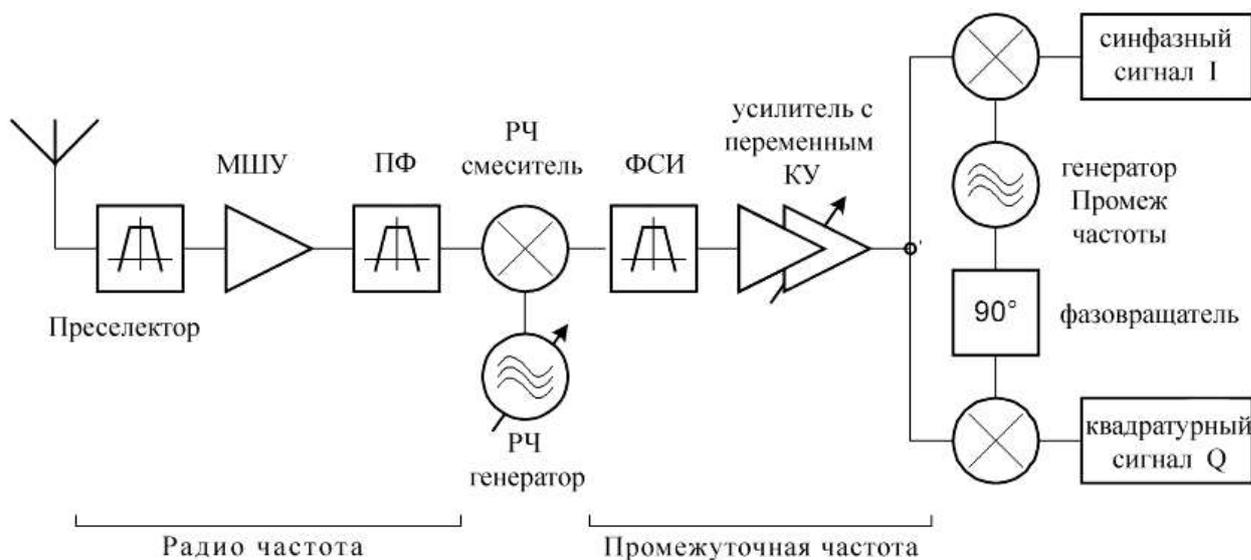


Рисунок 2.2 - Супергетеродинный радиоприемный тракт

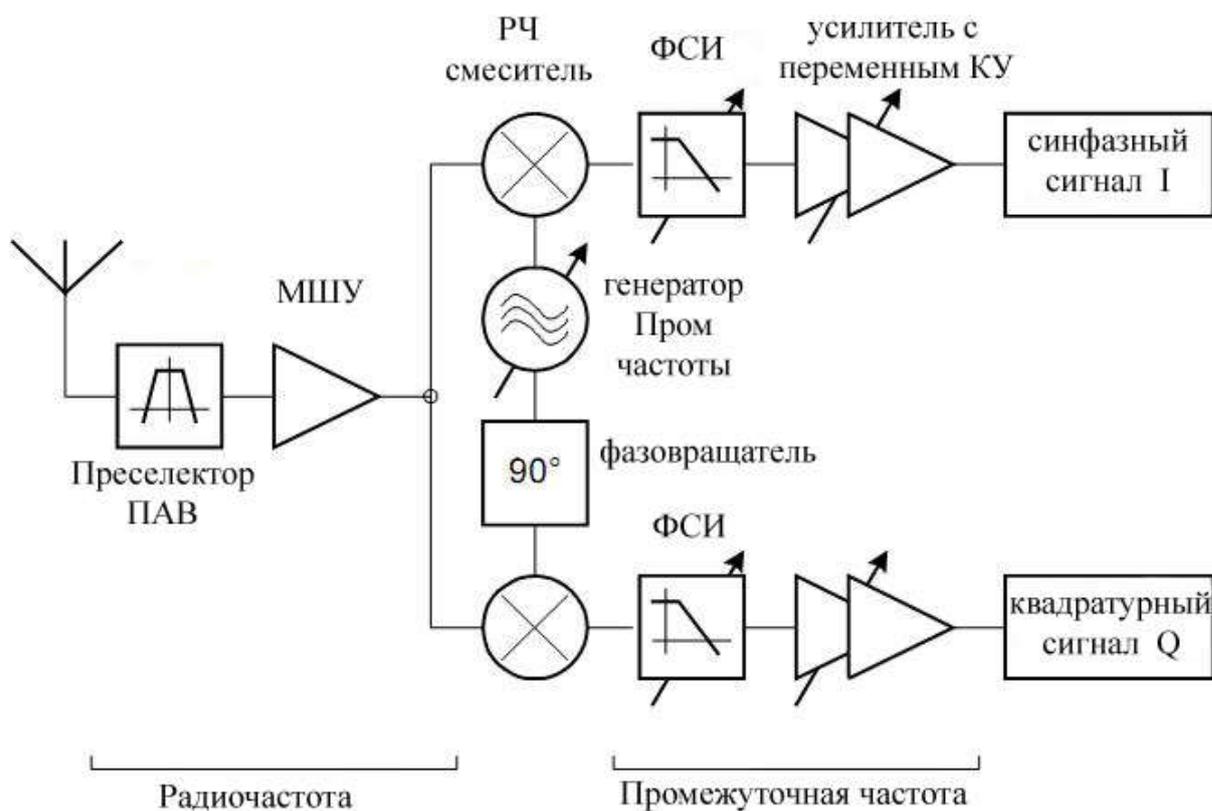


Рисунок 2.3 - Гомодинный радиоприемный тракт

Выходные сигналы I и Q подаются на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

Рассмотрим более подробно схему гомодинного радиоприемника, её еще часто называют схемой с прямым преобразованием (direct conversion)

частоты. Все чаще современные радиоприемные устройства проектируются именно по такой схеме, т.к. она обладает рядом преимуществ:

- Высокая интеграция.
- Минимум “навесных” элементов
- Не требуется второго низкочастотного генератора ПЧ
- Отсутствие зеркального канала и фильтра сосредоточенной избирательности (ФСИ)

Последнее преимущество позволяет объединить в одном тракте два стандарта и выполнить в интегральном виде на одной микросхеме (single chip).

Так же схема обладает рядом недостатков:

- Схема чувствительна к дисбалансу фаз и амплитуд смесителя
- Требуется динамическая подстройка напряжения смещения в смесителе (DC offset)
- Высокие требования к стабильности частоты гетеродина.
- Высокие требования к линейности элементов.

2.2. Расчет чувствительности приемника

Одним из важных параметров приемника является чувствительность.

Рассчитать чувствительность можно по следующим формулам:

$$P_s = N_{th} + NF + \gamma_{SNR} \quad (2.1)$$

где N_{th} – тепловой шум приемника в полосе сигнала:

$$N_{th} = N_0 + 10 \log(BW) \quad (2.2)$$

BW – полоса сигнала [Гц]

$$N_0 = 10 \cdot \log(k \cdot T) = 10 \cdot \log(1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293,15) = -204 \text{ [дБ]} \text{ или } -174 \text{ [дБм]}$$

γ_{SNR} – минимальное отношение сигнал/помеха, при котором система связи уверенно работает (телефония).

NF – Коэффициент шума приемника, включая входной полосовой фильтр и малошумящий усилитель (МШУ).

Для выбора микросхем необходимо рассчитать значение NF. Выразим из формулы 2.1.

$$NF = P_s - N_{th} - \gamma_{SNR} \quad (2.3)$$

Необходимые для расчета значения возьмем из спецификаций и занесем в таблицу

Отношение сигнал/помеха для UMTS можно по следующей формуле:

$$\gamma_{SNR} = \gamma_{QPSK} - PG \quad (2.4)$$

$$PG = 10 \cdot \log(SF) \quad (2.5)$$

где PG (processor gain) – усиление при процессорной обработке сигнала

SF – расширение спектра, используемое для передачи данных.

Для телефонии скорость передачи составляет 12,2 кбит/с, что соответствует $SF = 256$, следовательно $PG = 25$ [дБ].

γ_{QPSK} – отношение сигнал/шум, необходимое для работы QPSK демодулятора.

$$\gamma_{SNR} = \gamma_{QPSK} - PG = 5 - 25 = -20 \quad [\text{дБ}]$$

Таблица 2.1.

Параметр	GSM	UMTS
Полоса сигнала, МГц	0,2	5
Чувствительность приемника мобильной станции, дБм	-102	-117
Отношение сигнал/помеха для телефонии, дБ	9	-20
Коэффициент шума, дБ	10	10

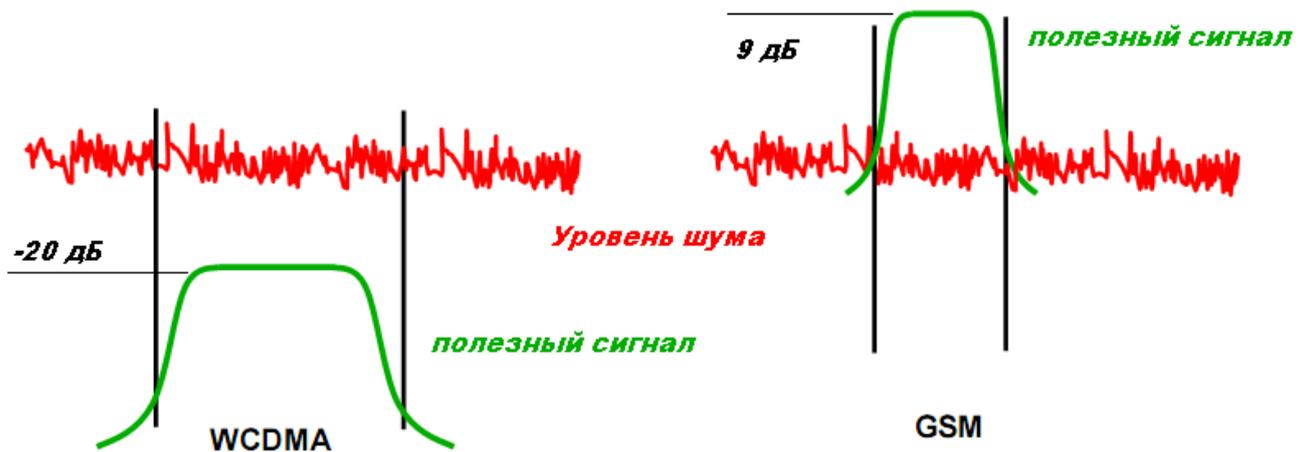


Рисунок 2.4 - Условия функционирования систем связи

2.2.1. Выбор входных цепей

В обеих системах связи каналы вверх и вниз разнесены по частотам, в тоже время приемник и передатчик работают на одну антенну. Поэтому необходимо применить устройство, которое будет надежно защищать вход приемника во время работы передатчика. Таким устройством может быть антенный переключатель (switch) или дуплексор (duplexer).

В системе GSM чаще всего используют АП, т.к. приемник и передатчик работают в разных временных интервалах (TDD) и их влияние друг на друга минимально.

В системе WCDMA всегда используют дуплексор, т.к. требуется хорошая расфильтровка входного и выходного сигнала, иначе шумоподобный сигнал передатчика может уменьшить чувствительность приемника или заблокировать сигнал полностью. Широкая полоса немного увеличивает потери в фильтре. Это надо учитывать при проектировании МШУ.

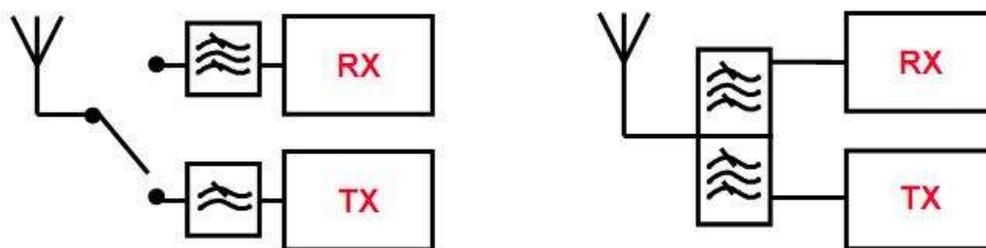


Рисунок 2.5 - Структурная схема входных цепей приемо-передатчика мобильной станции а) антенный переключатель, б) диплексор

2.2.2. Расчет параметров маломощного усилителя

Кроме обеспечения достаточного усиления маломощный усилитель (МШУ) должен быть линейным, работать в большом динамическом диапазоне и широкой полосе.

Качественные показатели МШУ, такие как коэффициент шума (NF), коэффициенты интермодуляционных продуктов 2-го и 3-го порядка (ИП2, ИП3), и точка 1дБ компрессии (ICP1dB) не могут быть напрямую взяты из спецификации. Но они очень важны при проектировании МШУ. Эти параметры получают экспериментально. Для построения двустандартного многодиапазонного приемного тракта потребуется несколько МШУ, рассчитанные на определенный диапазон работы. Подавая напряжение на нужный МШУ, можно выбрать диапазон работы приемного тракта.

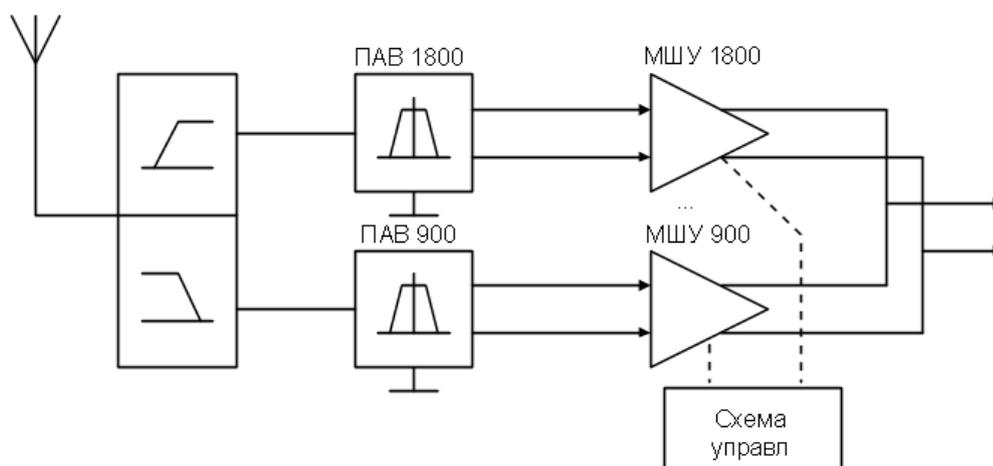


Рисунок 2.6 - Схема включения МШУ

Чтобы уменьшить интермодуляционные искажения 2-го порядка и влияние передатчика применяют дифференциальные МШУ, как показано на рисунке 2.6.

Проанализировав спецификацию 3GPP standard test case сведем параметры предъявляемые к МШУ в таблицу:

Таблица 2.2.

параметр	GSM 850/900	GSM 1800/1900	UMTS 2100
Напряжение питания, В	2,85	2,85	2,85
Коэффициент шума (NF), дБ	4	3	2,5
Коэффициент усиления (G)	15	15	15
Входное и выходное сопротивление, Ом	50	50	50
Вносимые потери (insertion loss), дБ	-10	-15	-15
Обратная развязка (reverse isolation), дБ	15	15	20
Интермодуляц. продукт 3-го порядка (ИРЗ), дБм	-5	-5	-10
Точка 1дБ компрессии (ICP1dB), дБ	-12	-12	-12

2.2.3. Требования к смесителю

Эксплуатационные качества смесителей определяются большим числом показателей. Ниже приводятся основные параметры и характеристики, используемые для оценки качества смесителей.

- **Диапазон рабочих частот по каждому из портов.** Эти характеристики являются главнейшими показателями, которые в значительной степени определяет конечный выбор типа смесителя.

- **Коэффициент преобразования или коэффициент передачи (*Conversion Gain, CG*).** В англоязычной литературе параметр *CG* обычно применяют к активным смесителям, Избыточное усиление смесителя может отрицательно сказаться на динамическом диапазоне РЧ тракта в целом. В большинстве случаев, наличие больших вносимых потерь преобразования смесителя также нежелательно, особенно при применении пассивных смесителей. Активные смесители обеспечивают коэффициент передачи в диапазоне от -1 до +20 дБ.

- **Коэффициент шума (*Noise Figure*)** - это отношение величины сигнал-шум (*SNR*) на входе смесителя к сигнал-шум на выходе смесителя,

измеренное при $T = 293\text{K}$. Коэффициент шума пассивных смесителей численно равен потерям преобразования. Коэффициент шума активных смесителей зависит от их схемотехнической реализации и используемых элементов. Как правило, перед первым смесителем тракта приема включается малошумящий усилитель для снижения коэффициента шума тракта в целом.

- **Дисбаланс амплитуд (*amplitude unbalance*)** - для модулятора определяется как различие по мощности синфазных I и квадратурных Q выходных сигналов. Иными словами, это степень неидентичности амплитуд синфазного и квадратурного каналов на выходе модулятора. Дисбаланс амплитуд [дБ] = P_I [дБм] - P_Q [дБм].

- **Дисбаланс фаз (*Phase unbalance*)** - мера отклонения фактического сдвига фазы относительно желательного положения фазы сигнала в любом из возможных состояний фазы. Он измеряется относительно опорной частоты или нулевого положения фазы. Иначе говоря, это отклонение от 90 градусов разницы фазы между I и Q выходными сигналами.

- **Однордецибелная точка компрессии (*1 dB compression point*)** – уровень входного РЧ сигнала, при котором график амплитудной характеристики устройства отклоняется от прямой линии на 1 дБ. При линейном увеличении уровня РЧ сигнала на входе устройства, сигнал на выходе также должен увеличиваться линейно. Однако, из-за нелинейного поведения устройства, после некоторой точки, названной однордецибелной точкой компрессии, увеличение уровня выходного сигнала идет с меньшей скоростью до тех пор, пока уровень выходного сигнала не становится постоянным.

- **Уровень и качество сигнала гетеродина (*Local Oscillator Drive*)**. Идеальный смеситель должен быть нечувствительным к уровням гетеродинного сигнала и содержащихся в нем кратных гармоник. В реальных устройствах параметры гетеродина должны соответствовать параметрам смесителя. Активные смесители требуют уровень гетеродина в пределах от -

20 до +10 дБм, в зависимости от схемотехнической реализации. Таким образом, проектирование опорного (гетеродинного) генератора самым тесным образом связано с выбранным типом смесителя.

• **Развязка (изоляция) портов (*Port-to-Port Isolations*)**. Развязка представляет собой параметр, характеризующий степень подавления паразитного прохождения сигнала, приложенного к какому-либо входу (порту) смесителя, на два других вывода. Единственный сигнал, который должен присутствовать на выходе смесителя – это сигнал промежуточной частоты. Неидеальность развязки портов приводит, в частности, к возникновению явления самосмещения сигналов (рис. 4.7), существенно ухудшающему качество функционирования тракта.

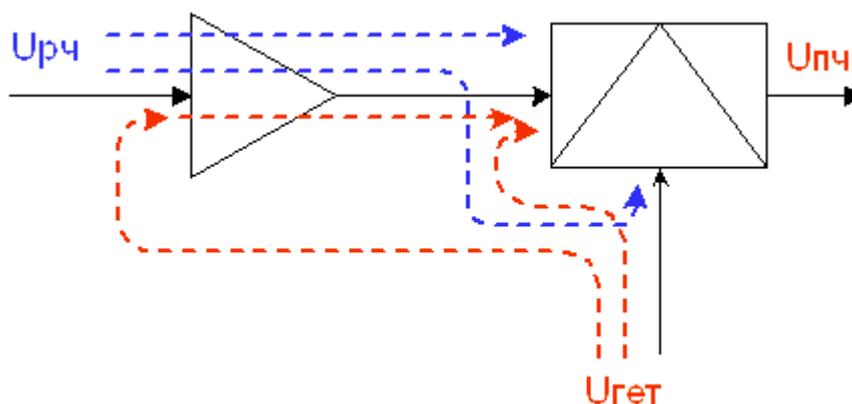


Рисунок 2.7 - Влияние неидеальности развязки портов на работу смесителя

Величина развязки зависит от того, является ли смеситель небалансным, простым балансным или двойным балансным. В небалансных смесителях вообще отсутствует развязка между портами. Наилучшую развязку между всеми тремя портами обеспечивают двойные балансные смесители.

• **Согласование полных сопротивлений (*Impedance Matching*)**. Независимо от того, какой смеситель применяется в системе, активный или пассивный, для получения оптимальных его параметров должно быть выполнено тщательное согласование всех его трех входов (портов) с соответствующими трактами. В активных смесителях в результате

рассогласования обычно снижается коэффициент усиления. В результате этого получаются большие потери преобразования и большой уровень паразитных продуктов преобразования.

- **Смещение постоянной составляющей (*DC offset*)**. Это показатель асимметричности смесителя. Для идеального смесителя смещение постоянной составляющей равно нулю. В реальности напряжение смещения регулируется динамически.

- **Нелинейность преобразования или нелинейные искажения преобразования (*Conversion Compression*)**. Это показатель величины уровня максимального РЧ сигнала на входе, при котором смеситель находится в линейном режиме. Для малых уровней сигнала, при каждом увеличении уровня входного сигнала, пропорционально (линейно) увеличивается уровень выходного сигнала. Если уровень входного сигнала увеличивается, наступает момент, когда потери преобразования смесителя начнут увеличиваться. Смесители должны использоваться при уровнях сигнала, меньших точки компрессии, так как дополнительно к искажению входного сигнала увеличивается амплитуда побочных спектральных составляющих.

- **Динамический диапазон (*Dynamic Range*)**. Это одна из наиболее важных технических характеристик смесителя. Значительный рост числа используемых передатчиков и наличие других источников помех означает, что современные радиоприемники подвижной связи, как правило, работают в жесткой помеховой обстановке. Даже в случае, когда полезный сигнал имеет очень малый уровень, например, при замираниях сигнала, от приемника требуется, чтобы он сохранял работоспособность и характеристики в присутствии сильных мешающих сигналов. Нижний предел динамического диапазона смесителя определяется его коэффициентом шума, в то время как верхний предел определяется уровнями компрессии коэффициента передачи, интермодуляционных составляющих и теплового разрушения.

• **Линейность (*Linearity*)**. Линейность смесителя зависит от уровня входного сигнала. Смеситель с высокой линейностью будет иметь высокий *TOI*. Линейность устройства можно наглядно представить, построив график его амплитудной характеристики, т.е. зависимость уровня сигнала ПЧ на выходе смесителя от уровня входного РЧ сигнала.

• **Точка пересечения третьего порядка (*Third Order Intercept point, IP3*)** – это гипотетическая (мнимая) точка, в которой уровень составляющих третьего порядка равен уровню основного выходного сигнала прямого преобразования. Точка находится на характеристике зависимости выходного сигнала устройства (смесителя) от сигнала на входе РЧ. Она является показателем качества и показывает уровень составляющих третьего порядка при подаче на смеситель многочастотного (обычно двухтонового) сигнала. Она измеряется при использовании в качестве тестового сигнала двух сигналов с близко расположенными частотами f_1 и f_2 . Наиболее нежелательные продукты нелинейности третьего порядка после смешивания этих двух сигналов с частотой гетеродина возникают на частотах $(2f_1 \pm f_2) \pm f_{gem}$ и $(2f_2 \pm f_1) \pm f_{gem}$. В смесителе с преобразованием частоты вниз нас интересует комбинационная частота третьего порядка $(2f_1 - f_2) - f_{gem}$ и $(2f_2 - f_1) - f_{gem}$ при попадании их в тракт ПЧ.

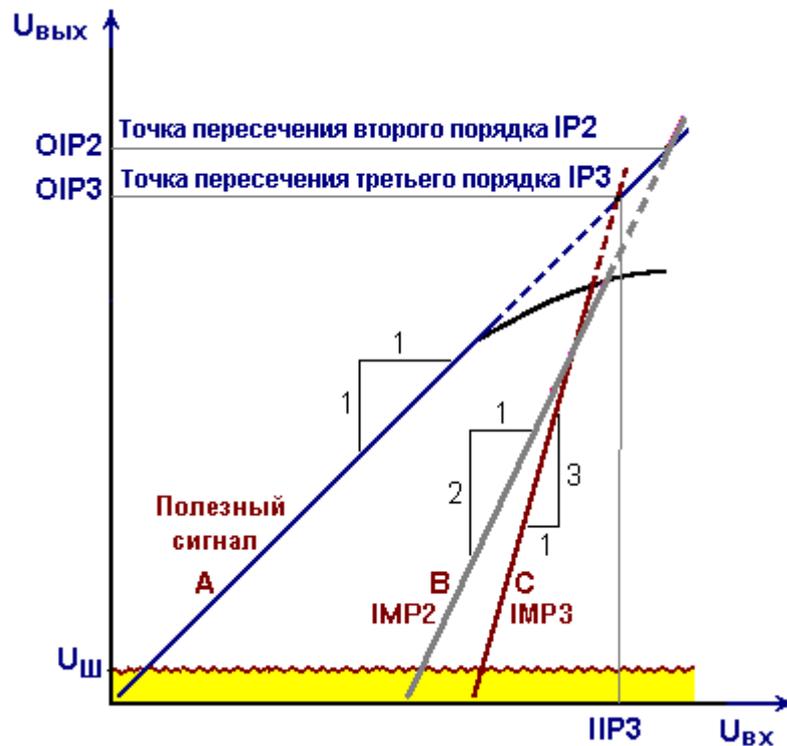


Рисунок 2.8 - Зависимость уровня помех на выходе приемного устройства от уровня входного сигнала

Схемотехника смесителей, которые включаются в серийно выпускаемые ИС, существенно отличаются от реализаций на дискретных элементах, описанных выше. Транзисторы, изготовленные на одной общей подложке ИС, имеют практически идентичные свойства и характеристики и занимаемая ими площадь в кристалле ИС гораздо меньше площади, которую они бы занимали в дискретном исполнении. Поэтому балансные и двойные балансные смесители получили очень широкое распространение в составе ИС.

При проектировании многостандартного радиоприемного тракта необходимо согласовать входное сопротивление двойного балансного смесителя (ядра) и выхода МШУ, поэтому применяют согласующие. Иначе на разных частотах коэффициент усиления преобразователя будет сильно различаться из-за собственных внесенных потерь преобразователя (insertion loss). Пример такой цепи показан на рисунке 2.9.

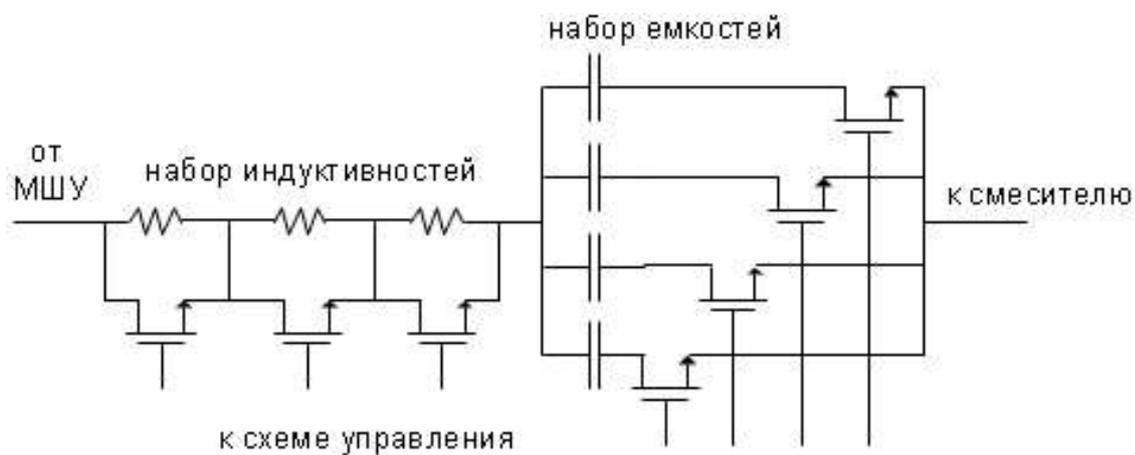


Рисунок 2.9 - Перестраиваемая согласующая цепь

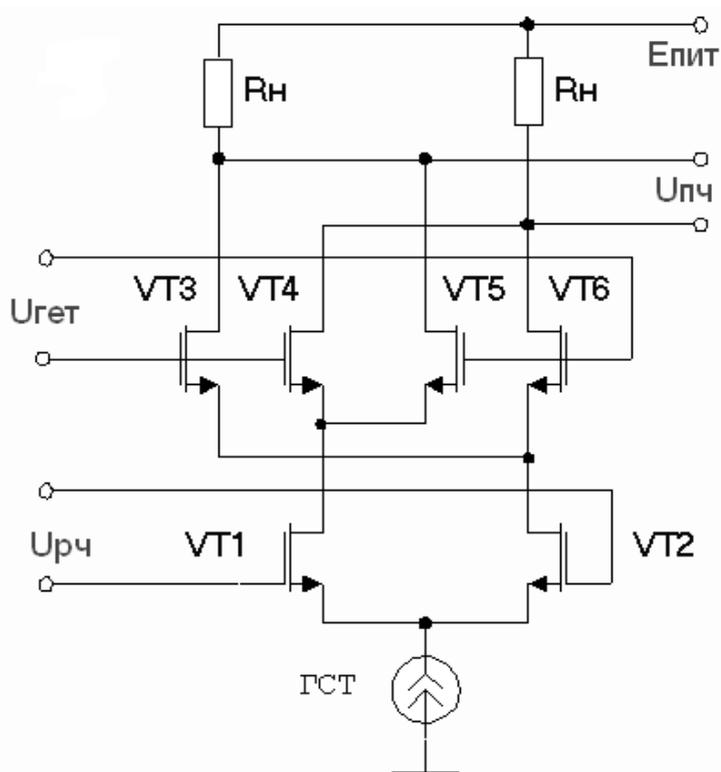


Рисунок 2.10 - Ядро двойного балансного смесителя

Таблица 2.3 - Параметры переконфигурируемого смесителя

Параметр	GSM 850/900	GSM 1800/1900	UMTS 2100
Напряжение питания, В	2,85	2,85	2,85
Коэффициент шума (NF), дБ	12	13	15
Коэффициент усиления (G)	7	5	4
Входное и выходное сопротивление, Ом	50	50	50
Вносимые потери (insertion loss), дБ	-30	-30	-30
Обратная развязка (reverse isolation), дБ	20	20	20
Интермодуляц. продукт 3-го порядка (ИПЗ), дБм	-5	-4	-4
Точка 1дБ компрессии (ICP1dB), дБ	-12	-12	-12

2.2.4. Расчет параметров генератора и синтезатора частот

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

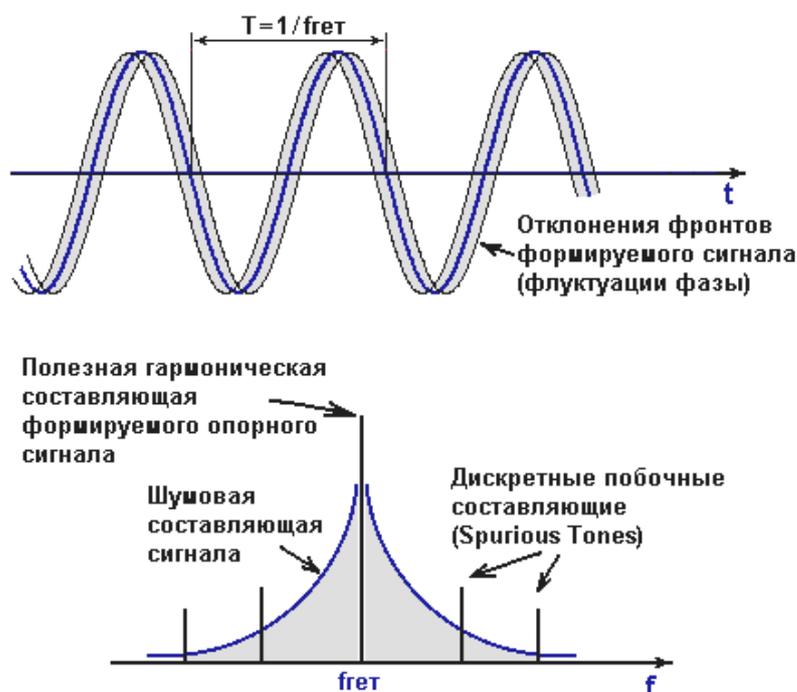


Рисунок 2.11 - Реальный выходной сигнал синтезатора частот

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 синтезатора частот (СЧ). Оно зависит в основном от качества опорного генератора (ОГ), генератора управляемого напряжением (ГУН), петлевого фильтра, шага сетки частот, и шумов элементов схемы, включая уровень шума фазового детектора.

Фазовый шум опорных колебаний (сигналов гетеродинов), формируемых с помощью синтезаторов частоты, влияет на характеристики устройств в таких областях как многосигнальная избирательность и чувствительность приемника. Эта **шумовая составляющая** может существенно ухудшить качество функционирования, за счет увеличения уровня шумов сигналов, обрабатываемых с помощью зашумленных опорных сигналов.

Для формирования опорных частот, необходимых для обработки сигналов в РЧ блоке, используются генераторы, управляемые напряжением ГУН (*Voltage Controlled Oscillator, VCO*), называемые зачастую гетеродинами (*Local Oscillator, LO*). Как правило, частоты гетеродинов стабилизируются с помощью синтезаторов частот.

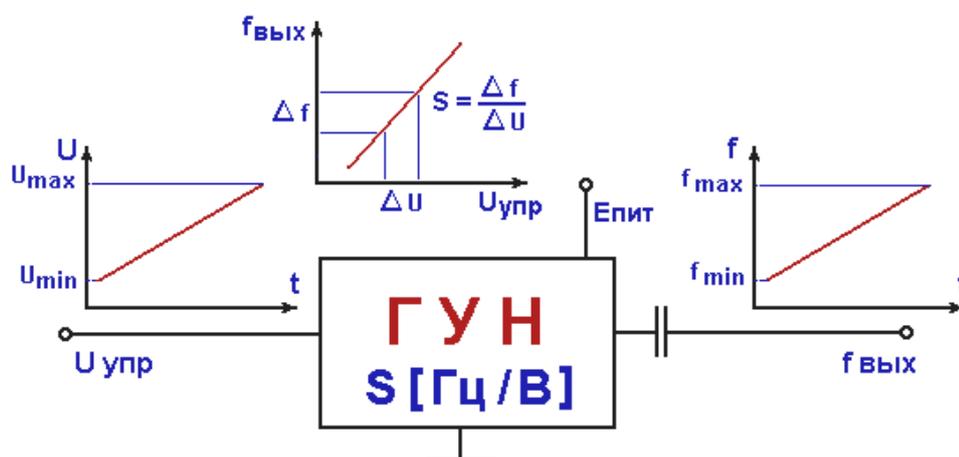


Рисунок 2.12 - Принцип работы ГУН.

Основные параметры и характеристики ГУН:

- **Диапазон частот перестройки ГУН.** Определяет диапазон изменения частоты от f_{min} до f_{max} сигнала на выходе ГУН.

- **Крутизна перестройки ГУН по частоте (*Tuning Sensitivity*).** Это крутизна характеристики перестройки по частоте от напряжения перестройки (выражается в Гц/В), показывающая, насколько изменится выходная частота при изменении управляющего напряжения на единицу.

- **Характеристика перестройки ГУН по частоте (*Frequency Tuning Characteristic*).** Это представленная в графическом виде зависимость частоты на выходе ГУН от управляющего напряжения. В идеальном случае соответствие между выходной частотой и напряжением настройки должно быть линейным.

- **Мощность выходного сигнала РЧ ГУН (*Output Power*).** Зависит от частоты и определяется типом используемого ГУН и элементной базы. Количественно определяется мощностью частоты основной гармоники синусоидального сигнала на нагрузке 50 Ом на выходе ГУН.

- **Зависимость выходной мощности от температуры (*Output Power Change with Temperature*).** Это изменение мощности сигнала основной гармоники на выходе ГУН от температуры.

- **Зависимость частоты от температуры (*Frequency vs. Temperature*).** Изменение частоты ГУН от температуры при постоянном напряжении перестройки.

- **Скорость перестройки частоты (время переходного процесса ГУН) (*Tuning Speed, Response Time*).** Это время, которое требуется для установления выходной частоты ГУН на 90 процентов от ее конечного значения после начала перестройки частоты ГУН.

- **Уход частоты ГУН (*Post Tuning Drift*).** При скачкообразном изменении управляющего напряжения ГУН перестроится от начальной

частоты f_1 до конечной частоты f_2 . При этом частота f_2 установится до требуемого значения через некоторое время. “Уход” частоты – это отклонение частоты от конечного значения за определенное время после скачкообразного изменения напряжения перестройки (рис. 2.13).



Рисунок 2.13 - Эффекта “ухода” частоты ГУН

- **Уход частоты ГУН при изменении температуры (*Frequency Drift With Temperature*).** Это изменение частоты ГУН в зависимости от температуры при постоянном напряжении перестройки.

- **Затягивание частоты (*Frequency pulling*)** - отклонение выходной частоты ГУНа от номинальной величины, вызванное изменениями его выходной нагрузки.

Явление затягивания частоты должно быть минимизировано, особенно в тех случаях, когда каскады усиления мощности в структуре передатчиков находятся близко к ГУН. При этом импульсный режим работы УМ, при котором существенно меняются параметры усилителя, может оказывать влияние на выходную частоту ГУН. Такая паразитная обратная связь может приводить даже к срыву процессов РЧ синхронизации ГУН.

- **Побочные составляющие, негармонические побочные составляющие (*Spurious Responses, Non-harmonic Spurious Content*).** Побочные компоненты и негармонически зависимые сигналы, присутствующие в спектре выходного сигнала ГУН [дБн] (dBc).

• **Фазовый шум одной боковой полосы (*Single Side Band Phase Noise*)**

или просто **Фазовый шум**. Он измеряется в полосе 1 Гц по отношению к мощности несущей частоты при определенном частотном сдвиге или расстройке от нее. Фазовый шум измеряется в дБн/Гц (dBc/Hz). При этом оговаривается величина расстройки.

Рассчитаем уровень фазового шума для системы GSM:

$$P_{PN} = P_S + 3 - P_{BL} - 10 \cdot \log(BW) - \gamma_{SNR} \quad (2.6)$$

где $P_S + 3$ – сигнал с уверенным приемом; BW – полоса сигнала GSM в Гц.

Из спецификации известно, что уровень Блокирующего сигнала при расстройке на 600 кГц не должен превышать $P_{BL} = -43$ дБ.

Следовательно уровень фазовых шумов гетеродина не должен превышать значение:

$$P_{PN} = -102 + 3 - (-43) - 10 \cdot \log(200000) - 9 = -118 \text{ дБн/Гц @ 600 кГц}$$

В результате исследования влияния фазовых шумов синтезатора частоты на качество принимаемого сигнала была получена приведенная ниже зависимость коэффициента битовых ошибок (BER) от различных уровней фазового шума для разных значений шумовой полосы для стандарта UMTS.

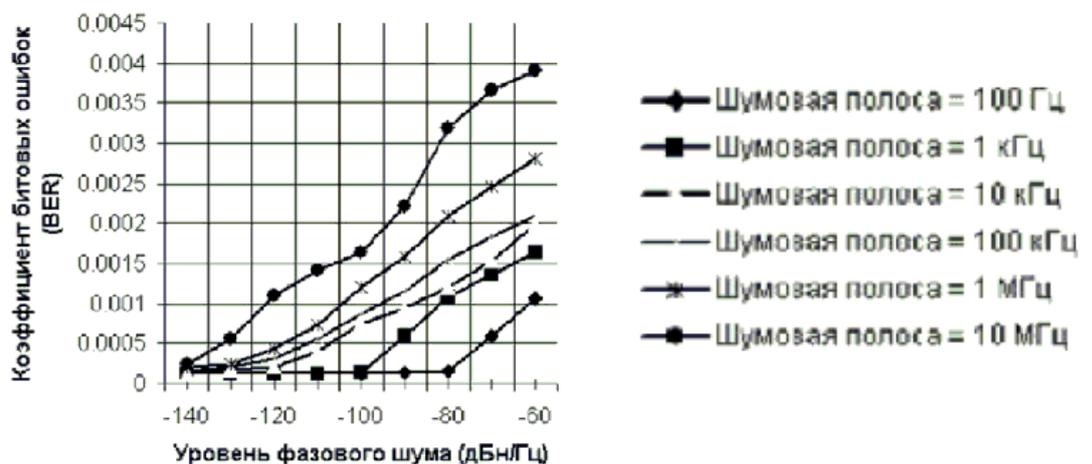
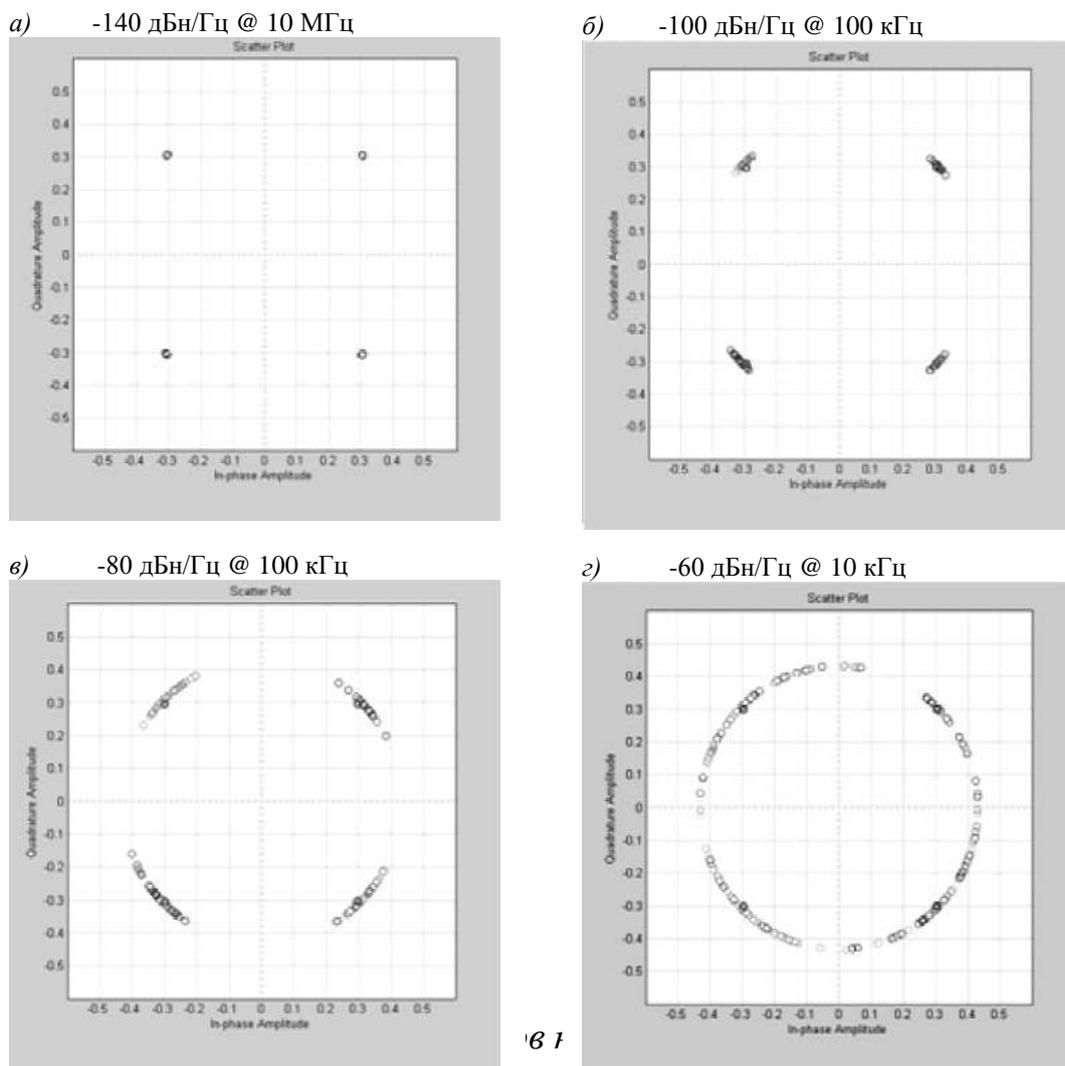


Рисунок 2.14 - Зависимость влияния фазовых шумов на кол-во ошибок для стандарта UMTS.

На рисунке 2.15 приведена качественная оценка влияния фазовых шумов на созвездие принимаемого сигнала.



На основании опытных данных был получен примерный спектр фазовых шумов синтезатора частоты (рис. 2.16), который возможно использовать в приемнике абонентской радиостанции UMTS.

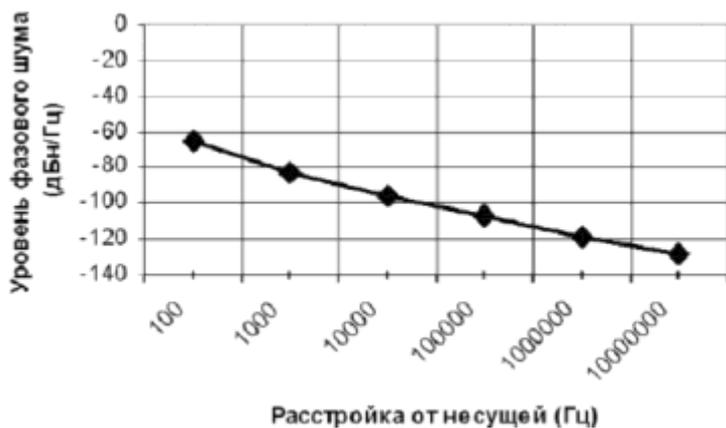


Рисунок 2.16 - Спектр фазовых шумов синтезатора частот

Таким образом, **используемые гетеродины должны иметь настолько низкий фазовый шум**, чтобы при наихудшем условии блокирования он создавал шумы, меньшие уровня шума приемника.

2.2.5. Выбор и обоснование избирательного фильтра

Как уже говорилось ранее основная фильтрация сигнала производится в цифровой части (процессором). Но, до оцифровки сигнала его необходимо пропустить через фильтр нижних частот (ФНЧ) рис. 2.17 с крутыми фронтами (high roll-off low-pass filter), осуществляющий выбор рабочего канала. Т.к. уровень зеркального канала меньше полезного, поэтому требуется незначительное подавление ЗК и фильтр может быть выполнен в интегральном виде.

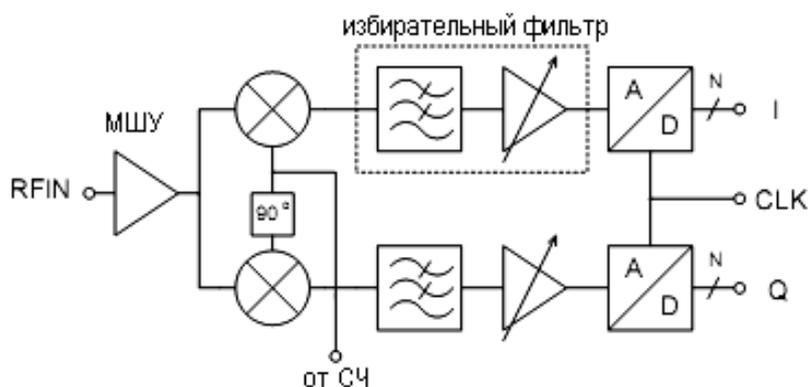


Рисунок 2.17 - Структурная схема включения аналогового фильтра

Для системы WCDMA требуется качественный фильтр для подавления межсимвольной интерференции. Подавление смежного канала (adjacent channel) на частоте 5 МГц с чиповой скоростью должно быть не хуже 36 дБ и иметь полосу пропускания 1,92 МГц по уровню 3 дБ. На частоте 10 МГц ослабление фильтра должно быть 75 дБ. Этим требованиям удовлетворяет ФНЧ с аппроксимацией Чебышева 5-го порядка (3 рад 50 дБ).

Для системы GSM параметры другие, т.к. полоса сигнала намного меньше. Полоса пропускания ФНЧ должна составлять 110 кГц, соответственно на частоте 220 кГц сигнал должен быть ослаблен на 30 дБ.

Для проектирования двухстандартного радиоприемного тракта необходимо построить переконфигурируемый фильтр, отвечающий требованиям обоих стандартов. Схемотехническое решение одного из таких фильтров показано на рисунке 2.18.

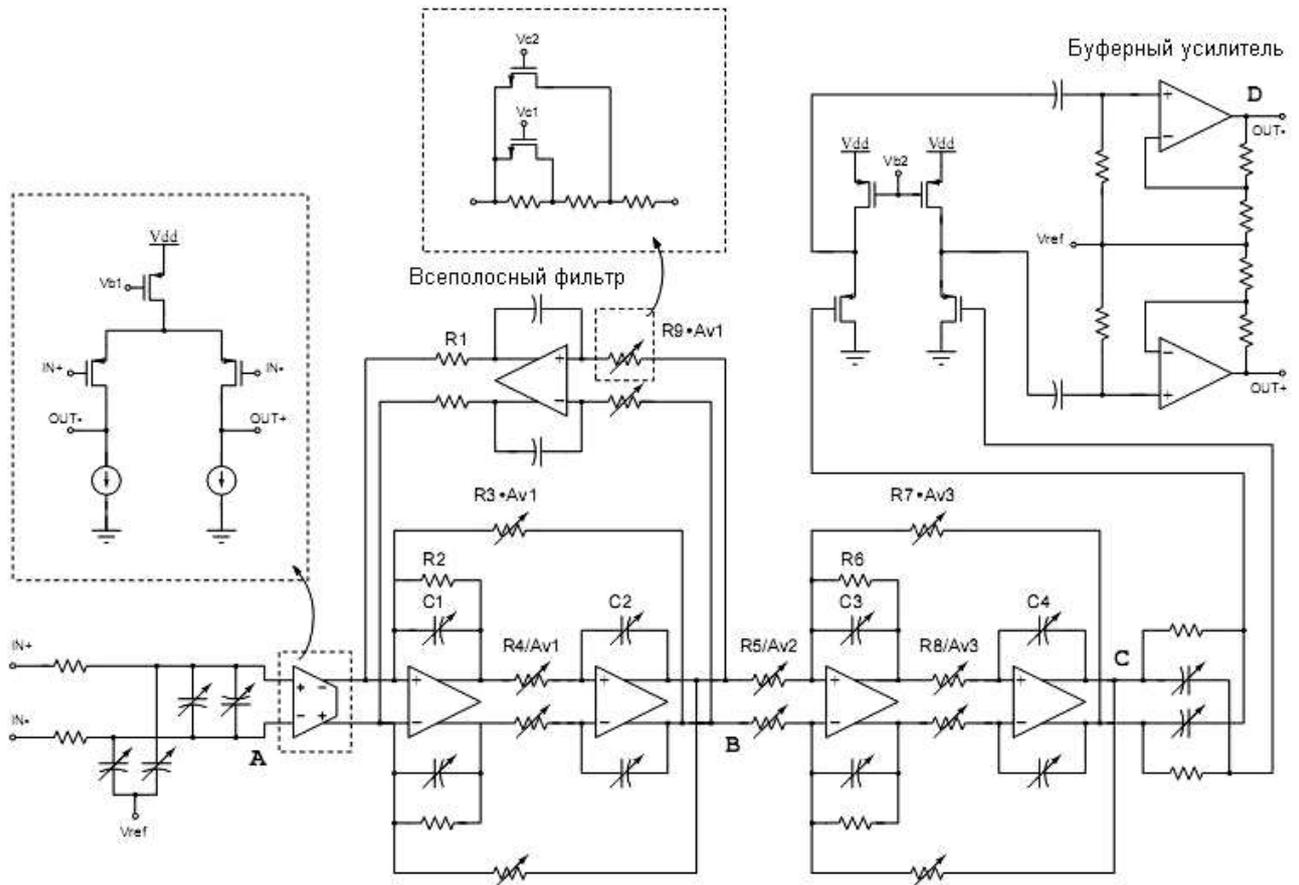


Рисунок 2.18 - Схема активного фильтра с переменным коэффициентом усиления (AGC)

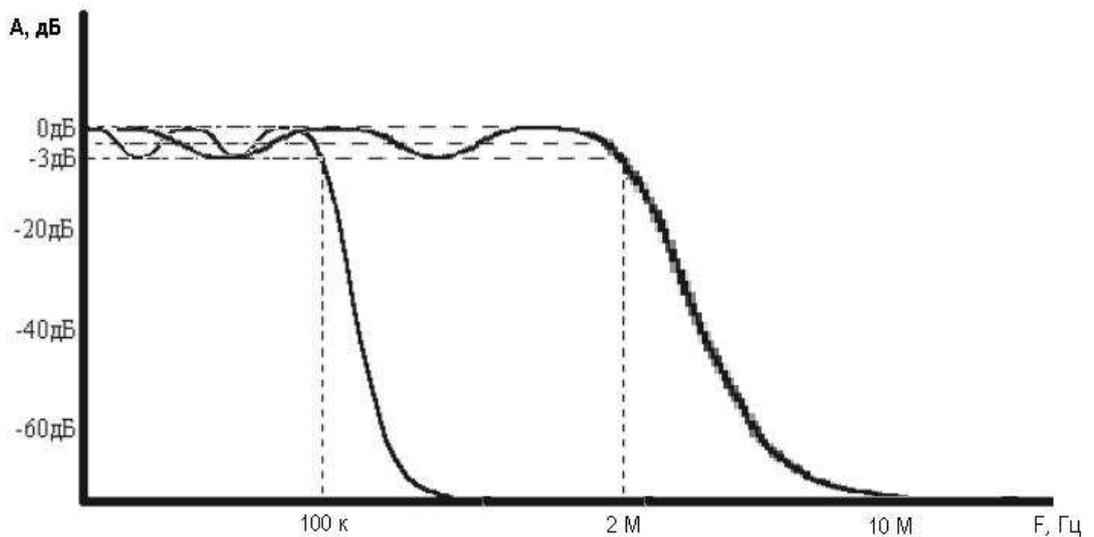


Рисунок 2.19 - Характеристика ФНЧ Чебышева 5-го порядка.

Совместно с ФНЧ используются буферные усилители с переменным коэффициентом усиления.

2.2.6. Компенсация постоянной составляющей

Проблема смещения постоянной составляющей из-за самосмещения является особенно сильным, так как при этом на выходе тракта возникают паразитное смещение постоянной составляющей, величина которой зависит от фазовых соотношений напряжений наводок. Особенно тяжелым является возникновение изменяющейся во времени паразитной постоянной составляющей. Это явление может возникать из-за целого ряда факторов, например влияния на характеристики компонентов тракта усиления окружающей среды и, прежде всего, температуры. Смещение постоянной составляющей возникает в результате дисбаланса дифференциальных (квадратурных) каналов тракта приема, а также нестабильности амплитуды сигнала гетеродина.

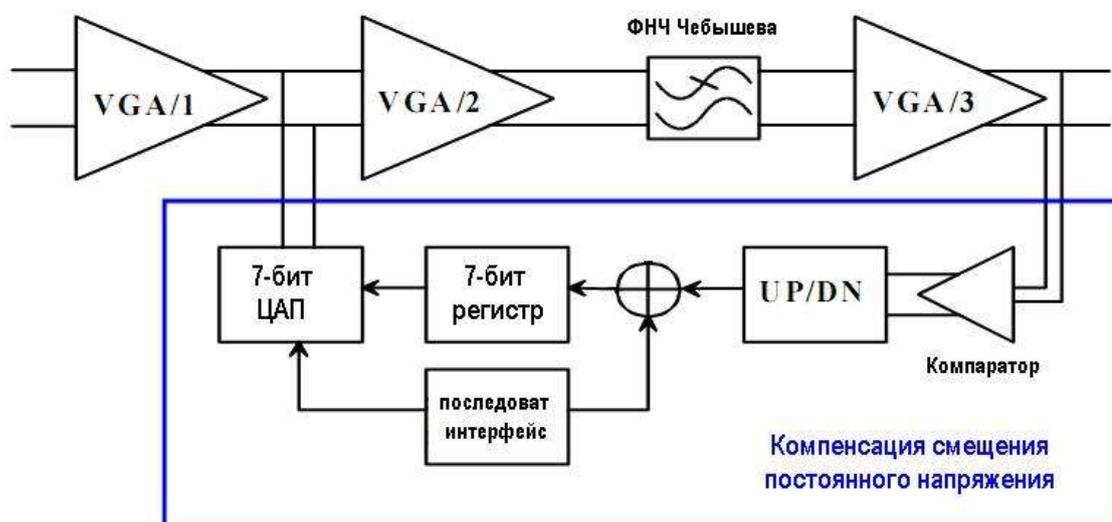


Рисунок 2.20 - Структурная схема компенсации постоянного напряжения смещения.

Эффект смещения постоянной составляющей может быть компенсирован при использовании различных мер, например, использования соответствующего цифрового сигнального процессора (ЦСП) или функции автоматической установки в ноль (рис. 2.20). Компенсация смещения постоянной составляющей должна быть более совершенной в изделиях,

предназначенных для работы с более высокими скоростями передачи данных. Эффективными и простыми мерами борьбы с рассмотренными явлениями могут быть и правильная компоновка компонентов РЧ блока, тщательная экранировка узлов.

2.2.7. Расчет коэффициента усиления во всем радиочастотном тракте

Входной сигнал, поступающий с антенны имеет уровень от -110 дБм до -12 дБм

(от 710 нВ до 50 мВ @ 50 Ом), а уровень сигнала для подачи на АЦП составляет 0,1 мВ. Следовательно коэффициент усиления должен быть переменным. Рассчитаем по формуле:

$$K = 20 \cdot \log(U_{вх} / U_{вых}) \quad (2.7)$$

Следовательно $K = +5 \dots +100$ [дБ]

На рис. 2.21 показана структура двустандартного радиоприемного тракта, на базе которого будет спроектировано мобильное устройство.

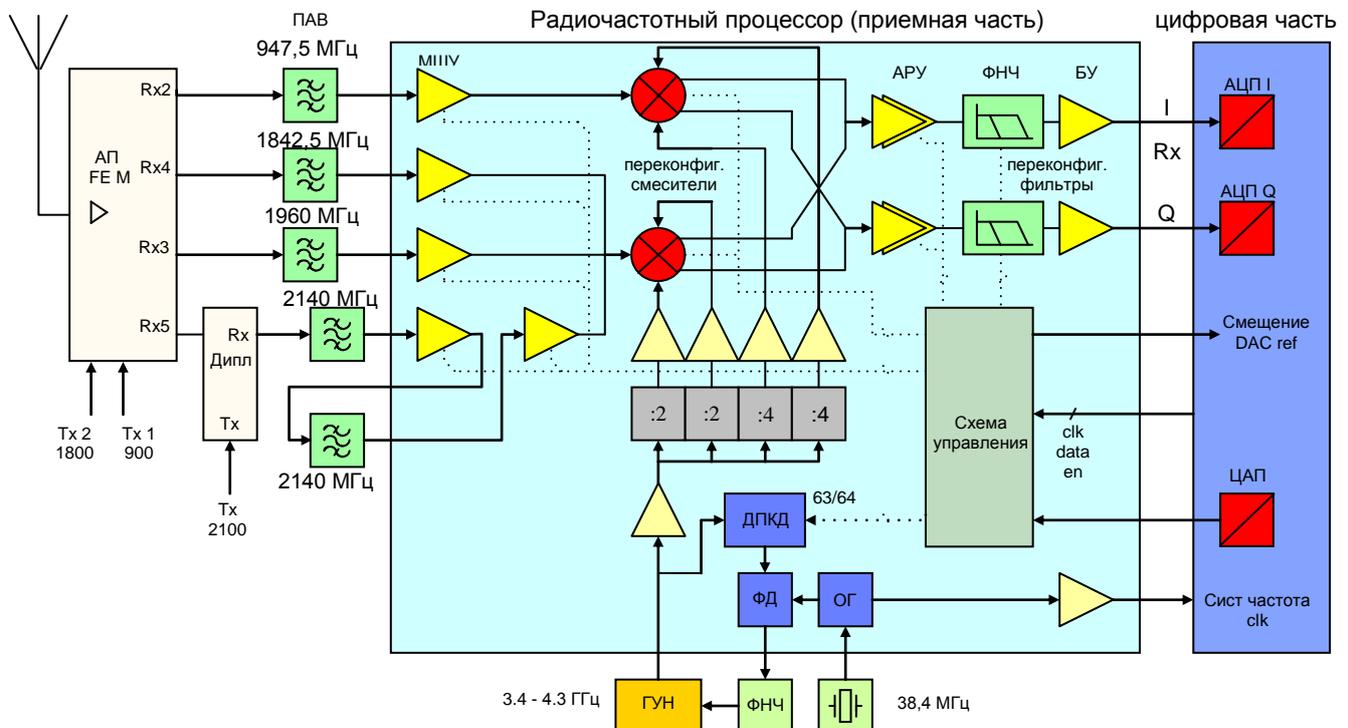


Рисунок 2.21 - Структурная схема двустандартного радиоприемного тракта

2.3 Выбор и обоснование архитектуры приемника WiMAX

Технология WiMAX имеет наивысшие в классе широкополосного беспроводного доступа (BWA) энергетические параметры канала связи, что обеспечивает заданную высокую скорость передачи данных (пропускную способность) на самой большой дальности и наоборот, на заданной дальности сеть WiMAX имеет самую высокую пропускную способность. Тем самым, системы WiMAX обеспечивают самую высокую плотность потока данных, измеряемую пропускной способностью в Мбит/с в пересчете на один км² покрываемой территории. Высокая пропускная способность систем WiMAX достигается за счет возможности поддержки на больших дальностях высокой символьной скорости вследствие высокой энергетики системы.

Символьная скорость передачи полностью определяется используемым типом модуляции, т. е. каждый тип модуляции обеспечивает определенную символьную скорость. Тем самым, высокая плотность потока данных в сетях WiMAX достигается за счет возможности поддержки на больших по сравнению с другими системами дальностях высокоскоростных типов модуляций.

В системах WiMAX применяется квадратурная амплитудно-фазовая модуляция (QAM), а также фазовая модуляция QPSK и BPSK. Использование высокоуровневой модуляции предъявляет высокие требования ко всем элементам радиотракта. Для решения этой задачи предлагаю обратить внимание на архитектуру приемника с низкой ПЧ (Low-IF). Основная цель ее использования состоит в том, чтобы защитить приемник от смещения постоянной составляющей, являющегося главным недостатком архитектуры с прямым преобразованием, при сохранении основного достоинства – отсутствие высокочастотных фильтров ПЧ. В этой архитектуре величина низкочастотной ПЧ составляет обычно половину ширины полосы канала (BW), так что в ней может быть применен низкочастотный ФНЧ выбора рабочего канала.

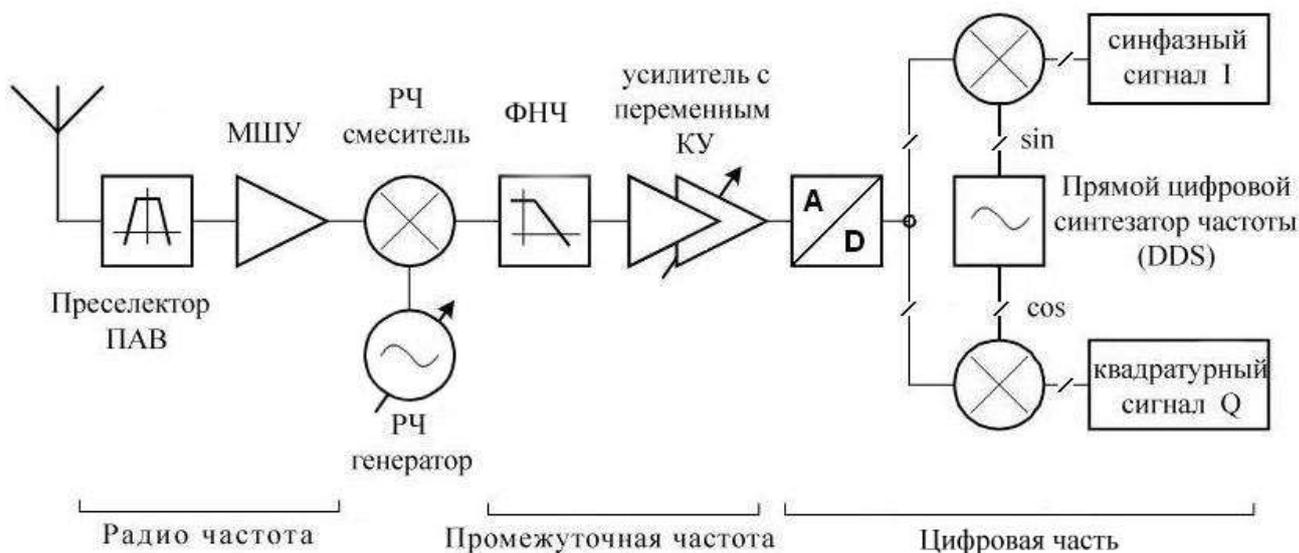


Рисунок 2.22 - Приемник однократного преобразования с низкой ПЧ

Вместо непосредственного преобразования сигнала на нулевую частоту и подачи этого сигнала на информационный блок, частота гетеродина сдвинута от несущей РЧ, обычно на половину ширины канала. Такая архитектура приемника с низкой ПЧ очень удобна для реализации в виде ИМС, так как подавление зеркального и выбор рабочего канала могут быть произведены с помощью низкодобротного полосового фильтра, устанавливаемого после смесителя. Низкая ПЧ означает, что относительная ширина полосы пропускания фильтра ПЧ большая, и это дает возможность сделать его низкодобротным. При этом ПЧ ПАВ или кварцевый фильтр, необходимые при высокой ПЧ, может быть заменен активным RC-фильтром или другим фильтром, подходящим для интегрального выполнения.

В отличие от архитектуры с нулевой ПЧ, приемник с низкой ПЧ не чувствителен к паразитному смещению постоянной составляющей, утечке гетеродина (LO leakage), и имеет меньшие интермодуляционные искажения. Низкое значение ПЧ также дает возможность производить последующую обработку сигнала различными способами. Сигнал ПЧ может быть передан к информационному блоку (ВВ) через еще один смеситель, или в цифровой форме после аналого-цифрового преобразования. Если номинал ПЧ равен только одному или двум частотным каналам, то невозможно обеспечить

необходимую избирательность на радиочастоте, так как полоса пропускания РЧ фильтра должна быть достаточно широкой, чтобы передать все каналы системы. В этом случае основное подавление зеркального канала должно происходить фильтре нижних частот после цифрового квадратурного преобразователя, в качестве которого целесообразно использовать цифровую обработку сигнала.

2.3.1. Расчет основных параметров

Пороговый уровень чувствительности приемника для систем OFDM определяется:

$$R_x = N_0 + SNR + 10 \cdot \log(BW) + NF + IL \quad (2.8)$$

где

$$N_0 = 10 \cdot \log(k \cdot T_0) = -174 \text{ дБм}$$

SNR – отношение сигнал/шум для каждого типа модуляции [дБ]

BW – ширина полосы канала [Гц]

NF – коэффициент шума МШУ [дБ]

IL – потери реализации (Implementation Loss) [дБ]

Таким образом, требуемый пороговый уровень чувствительности системы WiMax стандарта IEEE 802.16e при $IL = 5$ дб, $NF = 8$ дБ, $BW = 10$ МГц при используемой модуляции 64-QAM 3/4 составит:

$$R_x = -174 + 21 + 70 + 8 + 5 = -70 \text{ дБм}$$

Реальные приёмники системы WiMax имеют более высокий уровень чувствительности, поскольку значения потерь реализации и коэффициента шума ниже чем заявленные стандартом.

2.3.2. Зависимость отношения сигнал/шум от типа модуляции

Способность поддержки той или иной модуляции зависит от многих параметров связи, и, в первую очередь, от энергетических параметров

системы. Чем выше тип модуляции, тем меньше по амплитуде и фазе отличаются векторы соседних значений передаваемого символа. Т.е. для безошибочного приема символа (приема с некоторым допустимым уровнем ошибок) требуется более мощный сигнал, а точнее, более высокое отношение мощности сигнала к шуму.

Каждый тип модуляции характеризуется требуемым отношением сигнала к шуму SNR (Signal to Noise Ratio), необходимому для передачи бит информации с ошибками BER (Bit Error Rate) не выше некоторого допустимого уровня. На рис. 4.23 представлены зависимости отношения SNR от битовых ошибок для каждого типа модуляции.

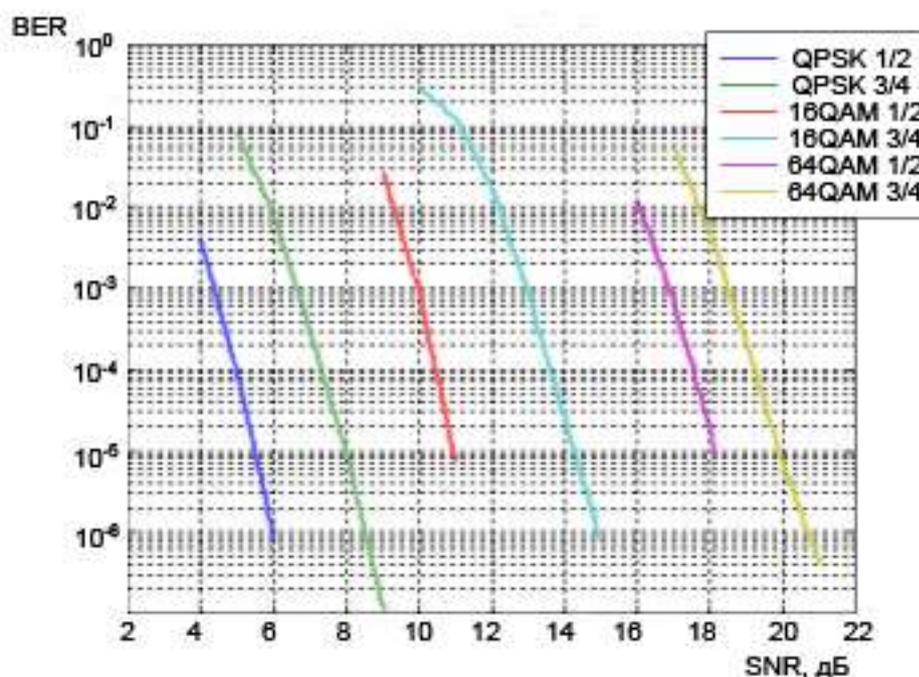


Рисунок 2.23 - Зависимость отношения сигнал/шум от битовой ошибки

Для систем WiMAX стандарт IEEE 802.16 определяет максимально допустимый уровень битовой ошибки равный $BER=10^{-6}$ (процент приема ошибочных бит информации не более 0,0001%). При данном уровне ошибок система WiMAX способна поддерживать с требуемым качеством самый критичный к ошибкам сервис цифровой телефонии.

Стандарт IEEE 802.16-2004 определяет для поддержки модуляции 64КAM на уровне ошибок не выше $BER=10^{-6}$ с учетом коррекции ошибок FEC=3/4 значение отношения сигнал/шум для каждой поднесущей OFDM сигнала SNR равное 24.4 дБ. Более поздний стандарт IEEE 802.16e-2005 задает для фиксированных и мобильных сетей WiMAX значение SNR=21 дБ для 64-КAM 3/4 с $BER=10^{-6}$.

Для получения требуемого уровня SNR мощность сигнала на входе приемника системы должна быть выше соответствующего порогового уровня чувствительности.

4.3.3. Влияние интерференции на OFDM канал связи WiMAX

В реальных системах помимо теплового шума и внутреннего шума приемника присутствует интерференция. Поэтому SNR оценивается как $C/N+I$, где C - мощность сигнала, N - мощность теплового шума, I - мощность сигнала интерференции. Влияние интерференции приводит к деградации уровня чувствительности приемника. Чем выше уровень интерференции, тем на большую величину сигнал на входе приемника RSSL должен превышать уровень чувствительности для поддержки соответствующей модуляции.

Значение показателя $SNR=C/N+I$ (обычно обозначается коротко как C/I) постоянно измеряется в процессе работы как на базовой станции, так и на каждом абонентском терминале WiMAX, с целью динамического назначения наиболее подходящей модуляции для каждого передаваемого пакета данных. Этот измеряемый показатель обозначается SINR (Signal to interference plus noise ratio) или CINR (Carrier to interference plus noise ratio).

Экспериментально установлено, что если уровень интерференции находится ниже уровня теплового шума на величину в 6 дБ, то эта интерференция не оказывает влияния на приемник системы. Более точно, при $I = N_o - 6$ дБм уровень снижения (деградации) уровня чувствительности приемника не превышает 1 дБ.

Уровень теплового шума с учетом внутреннего шума приемника составляет $N_0 = 10 \cdot \log(kT_0) + NF = -136$ дБ (Вт/МГц). Поэтому уровень интерференции I в канале шириной 10 МГц, не приводящей к существенной деградации чувствительности приемника, равен

$$I = -136 + 30 + 10 \log(10) - 6 = -102 \text{ дБм}$$

В канале шириной 5 МГц уровень интерференции, не приводящей к существенной деградации чувствительности приемника, равен -105 дБм.

При превышении уровня мощности интерференции пороговых величин деградация уровня чувствительности увеличивается более чем на 1 дБ и интерференция может влиять на работу системы. Степень негативного влияния зависит от типа сигнала интерференции (помехи). При оценке чувствительности приемника в качестве шума рассматривается Гауссовский или “белый” шум. Реальный сигнал помехи по своей структуре, естественно, может отличаться от белого шума и его влияние на работу системы может быть как сильнее, так и слабее влияния белого шума. Так например, узкополосная помеха может вообще не влиять на широкополосный OFDM сигнал. Точная теоретическая оценка влияния различных типов помех на работу приемника системы является достаточно сложной задачей. Более менее точно оценить взаимное влияние интерференции возможно для однотипного оборудования при анализе электромагнитной совместимости, что будет рассмотрено в следующих разделах. На практике для оценки возможности работы систем в условиях интерференции различного типа обычно оперируют граничными значениями CINR.

WiMAX является системой с автоматической регулировкой мощности АТРС. На базовых станциях задается максимально возможный уровень входного сигнала RSSL. Для 3,5 ГГц систем с шириной канала 5 или 10 МГц данный уровень обычно устанавливается равным -65...-70 дБм. При минимально достаточном уровне сигнала на входе приемника RSSL в -65...-70 дБм (близком к уровню чувствительности с учетом fade margin) и

при отношении сигнал/шум + интерференция $C/N+I \geq 21 + 6 = 27$ дБ на модуляции 64-QAM 3/4 достигается деградация уровня чувствительности приемника не выше 1 дБ для $BER=10^{-6}$. Таким образом, измеренное в процессе работы WiMAX значение $CINR \geq 27$ дБ при минимально достаточном уровне RSSL гарантирует, что интерференции находится ниже уровня теплового шума приемника на величину не менее 6 дБ и независимо от типа сигнала интерференции практически не оказывает влияния на работу системы.

При работе в условиях сильной интерференции или по другим причинам максимальный уровень входного сигнала на базовой станции может быть повышен до -65...-60 дБм. В этом случае, при повышении уровня сигнала на входе приемника, требования к уровню CINR для поддержки модуляции 64QAM 3/4 несколько снижаются вплоть до минимально необходимого уровня 21 дБ.

Тем самым, объективным показателем возможности поддержки той или иной модуляции является измеряемое системой WiMAX отношение CINR. Именно по получаемому значению CINR система WiMAX устанавливает рабочую модуляцию сигнала, обеспечивающую устойчивую работу канала связи с уровнем битовой ошибки не выше $BER=10^{-6}$.

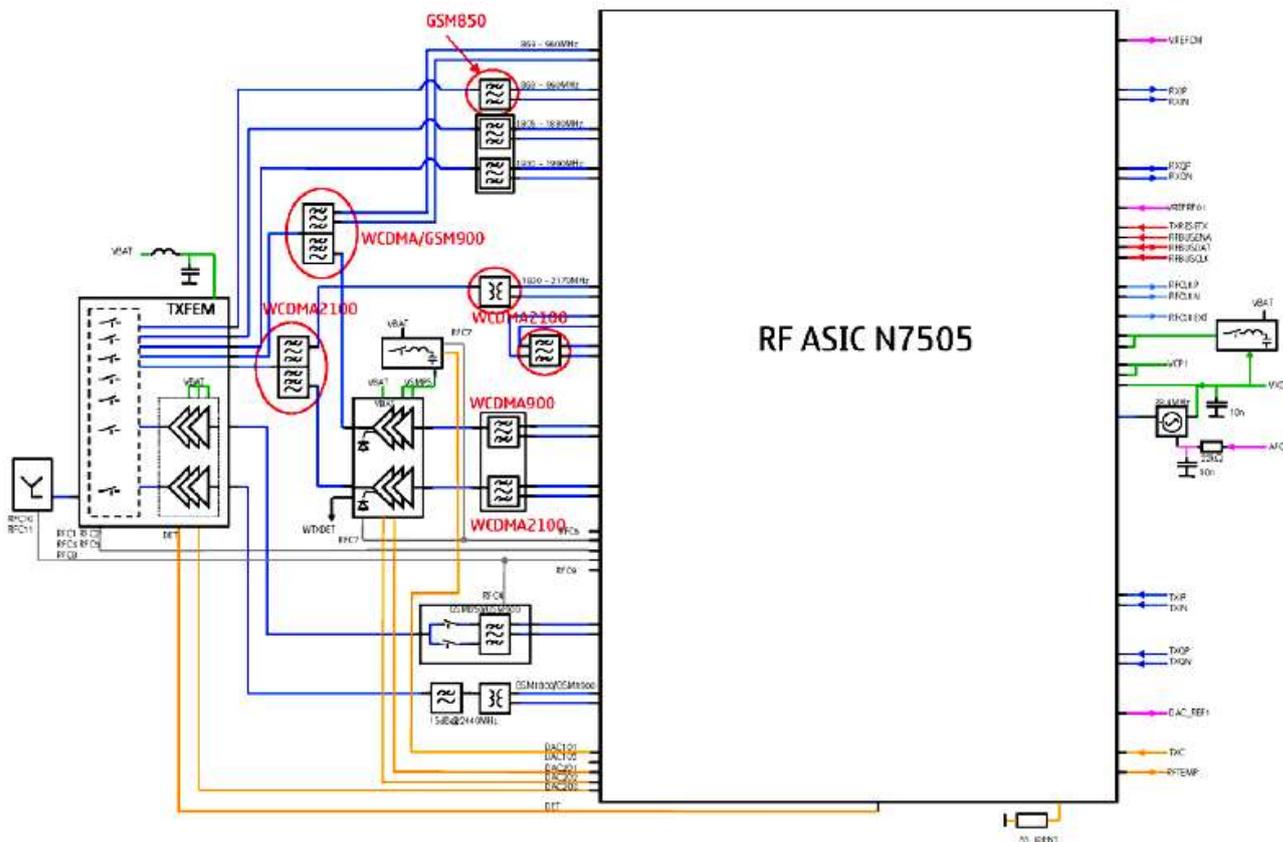


Рисунок 3.2. Диаграмма функционирования радиотракта GSM+UMTS.

В качестве антенны для радиотракта GSM/UMTS будет использоваться SMD (surface-mount devices) антенну компании ANTENOVA “Flavus GSM Snap-In Antenna”. Антенна разработана специально для использования в мобильных устройствах. Её размеры 27.3x 9.6x4.05мм и вес 0,6г позволяют разместить её на печатной плате проектируемого устройства. Входное сопротивление антенны 50Ом, диапазон рабочих частот: 824МГц-960МГц, 1710МГц-2170МГц, что соответствует поставленным требованиям.



Рисунок 3.3 - Антенна Flavus GSM.

Пиковый коэффициент усиления равен 3,2дБ, средний -1,6дБ. Возвратные потери -6дБ. КСВН 3:1.

Ниже приведены графики зависимостей обратных потерь и КСВН от частоты и ДН рассматриваемой антенны.

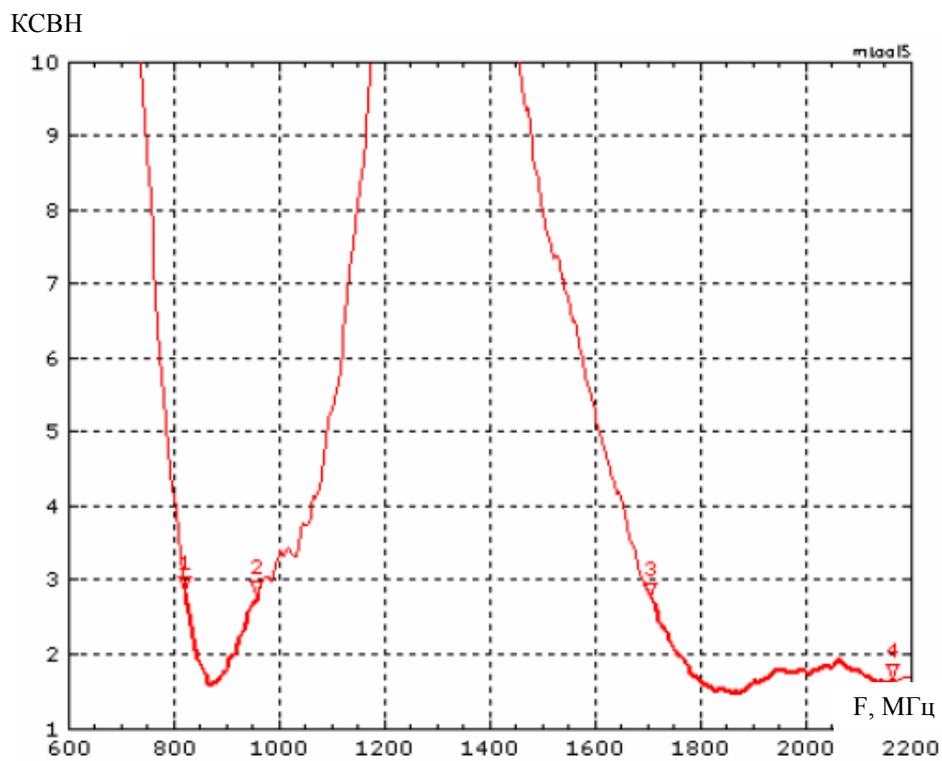
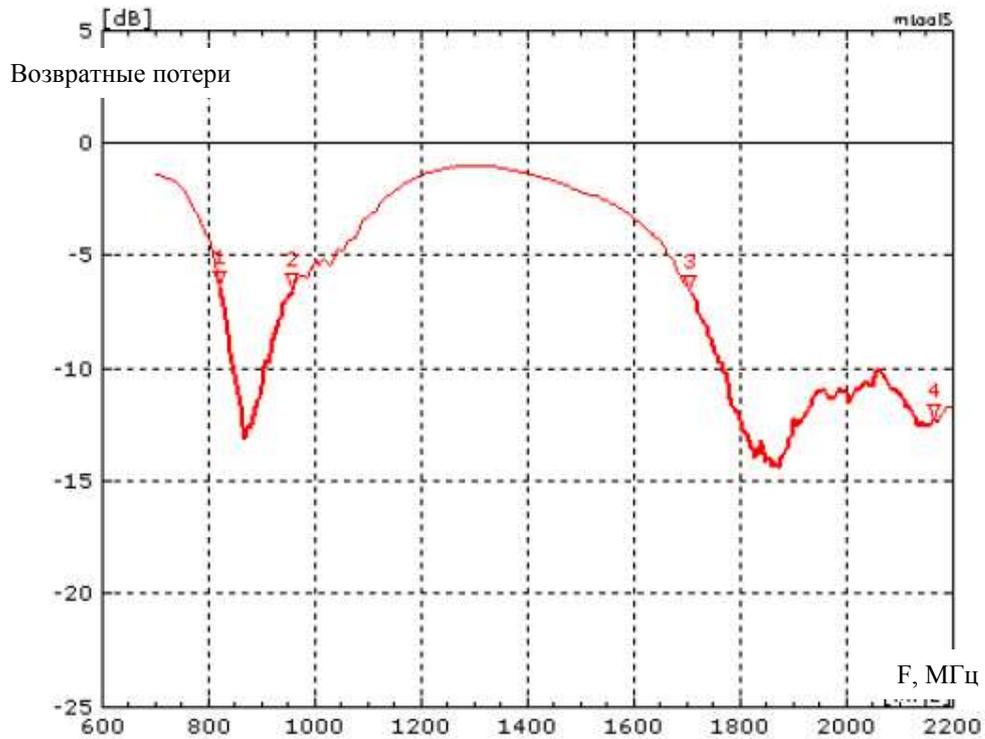


Рисунок 3.4 - Антенна Flavus. Зависимость возвратных потерь и КСВН от F

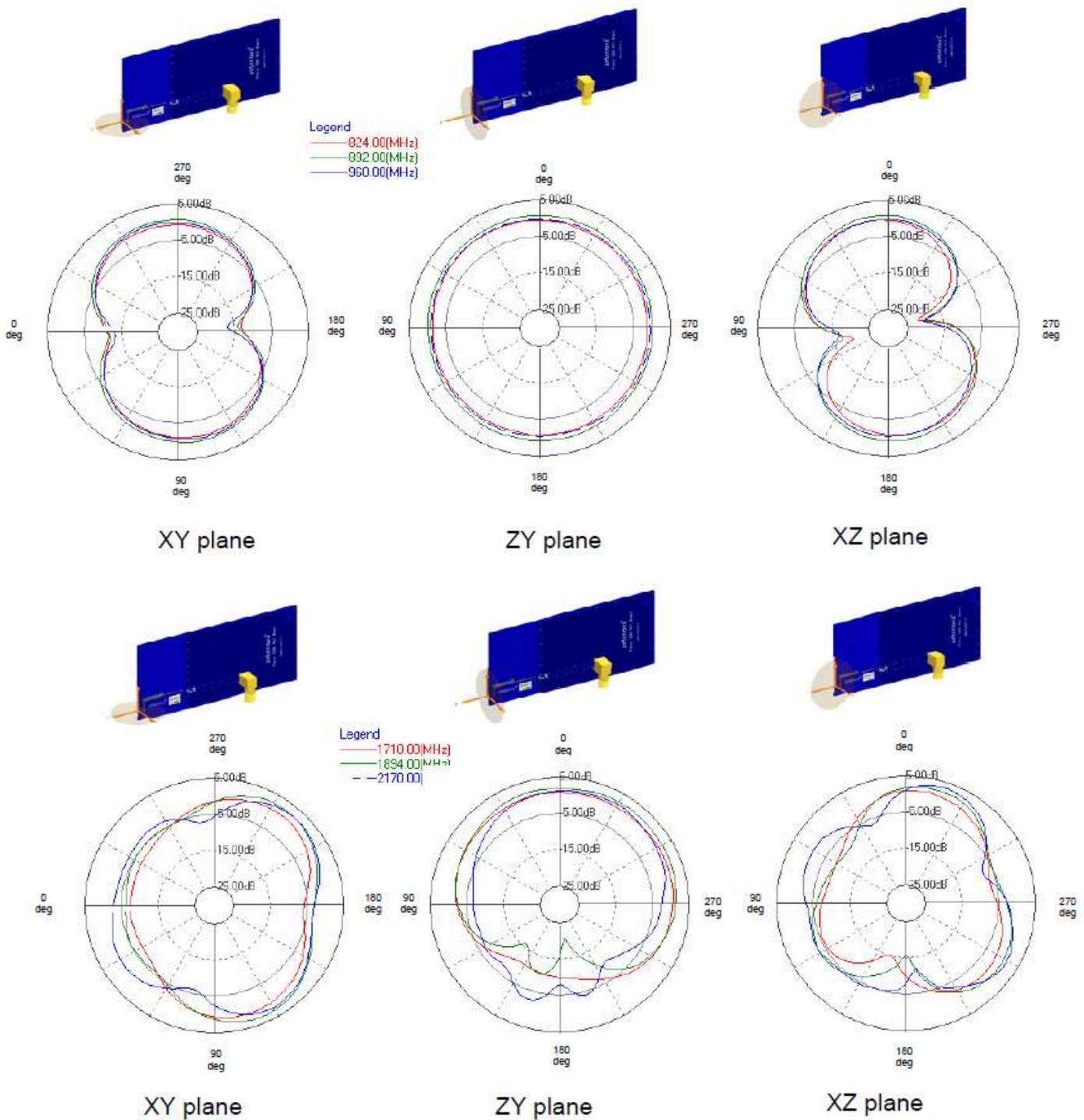


Рисунок 3.5 - Антенна Flavius. ДН.

Таблица 3.1 – Стандарты в которых поддерживается работа антенны

GSM/GPRS/EDGE	CDMA2000 1xRTT/EV-DO/EV-DV	UMTS WCDMA/HSPA	Other Standards
GSM850 (E)GSM900 GSM1800 (DCS) GSM1900 (PCS)	Band Classes: 1,2,3,4,6,8,9,12,14,15	Bands I – VI Bands VIII – X	Korean PCS DECT (outside USA) TD-SCDMA AWS

3.2. Реализация радиотракта системы WiMAX

В связи со стремительным ростом спроса производителей WiMAX устройств, производители чипов ведут активную борьбу на рынке. В начале 2009 года начали выпускаться 65нм чипы, что позволило снизить энергопотребление до 120мА, против 180-200мА у чипов 90нм. Сейчас почти Наибольший интерес представляют чипы SoC(System-on-Chip), включающие в себя синтезатор и приемопередатчик. Таким решением является микросхема Sequance SQN 1170.



Рисунок 3.6 - Антенна Flavus. ДН.

СБИС реализована в корпусе размером 12x12x1,25мм типа VFVGA289. Микросхема разработана специально для использования в мобильных устройствах, обладает миниатюрными габаритами и низким энергопотреблением. Микросхема включает в себя FEM(Front-end-Module) на базе SQN1140, непосредственно WiMAX интерфейс на базе SQN1130 и 128Мбит ОЗУ. В SQN1170 MAC интерфейс реализован на встроенном процессоре ARM9. Встроенное программное обеспечение позволяет СБИС взаимодействовать с используемым в проекте OMAP4430. В СБИС применяются приемопередатчики прямого преобразования, что

обеспечивает высокую чувствительность. Чип поддерживает технологию MIMO 2X2.

Характеристики SQN1170:

- Корпус: 12 x 12 x 1.25 MMS

Потребляемая мощность:

- Режим MIMO: полная пиковая мощность: 600 мВт (2 Tx/2Rx)
- 500 мВт (1Tx)
- Режим ожидания: <9 мВт

Пропускная способность: > 30 Mbps

PHY:

- S-OFDMA PHY с 512 и FFT с 1024 пунктами
- Поддержка 2 антенны Rx и 2 антенны TX
- MIMO: Матрица A + MRC, Матрица B, совместный MIMO.
- TDD с изменяемым UL/DL отношением.
- Адаптивная QPSK, 16QAM и 64QAM модуляция.
- H-ARQ Категория 4.
- Прямое исправление ошибок.
- Быстрое сканирование.

RF:

- 2.3-2.7Ghz
- Встроенный синтезатор частот.
- Подавление соседнего канала > 22дБ.
- Подавление дополнительного канала > 43дБ.

MAC:

- Шифрование AES-CCM.
- Протокол RKMv2.
- Службы реального времени.
- Автоматический повторный запрос (ARQ).
- Подавление заголовка полезной нагрузки (PHS).
- QoS.

- Оптимизированный хэндовер.
- Режим ожидания.
- Нерабочий режим.

Интерфейсы Данных:

- MII
- SDIO, 1-bit/4-bit/SPI до 49 МГц
- USB 2.0

Другие Интерфейсы:

- Контроллер USIM/UICC
- SPI

Диапазон рабочих температур: -20 к +70 °С

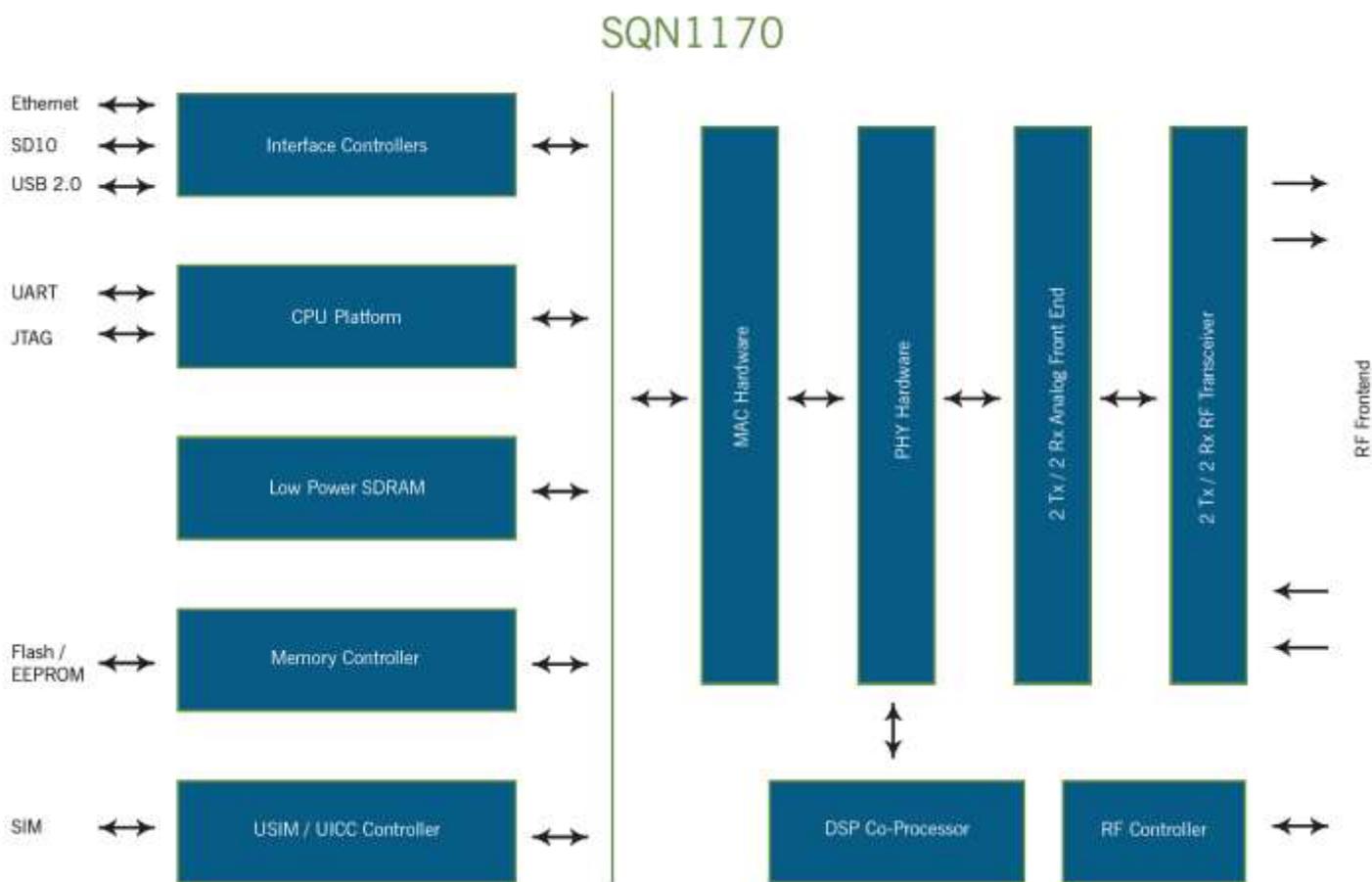


Рисунок 3.7 - SQN1170. Структурная схема.

В качестве антенны для WIMAX части радиотракта используем антенну “Misa 2.4 GHz”. Антенна имеет размеры 20x3,6x3,3мм, вес 0,4

грамма, что позволяет её разместить на печатной плате проектируемого устройства. Так как используемый WIMAX модем может работать в режиме MIMO 2x2, используем 2 таких антенны, что позволит значительно повысить скорость передачи данных.

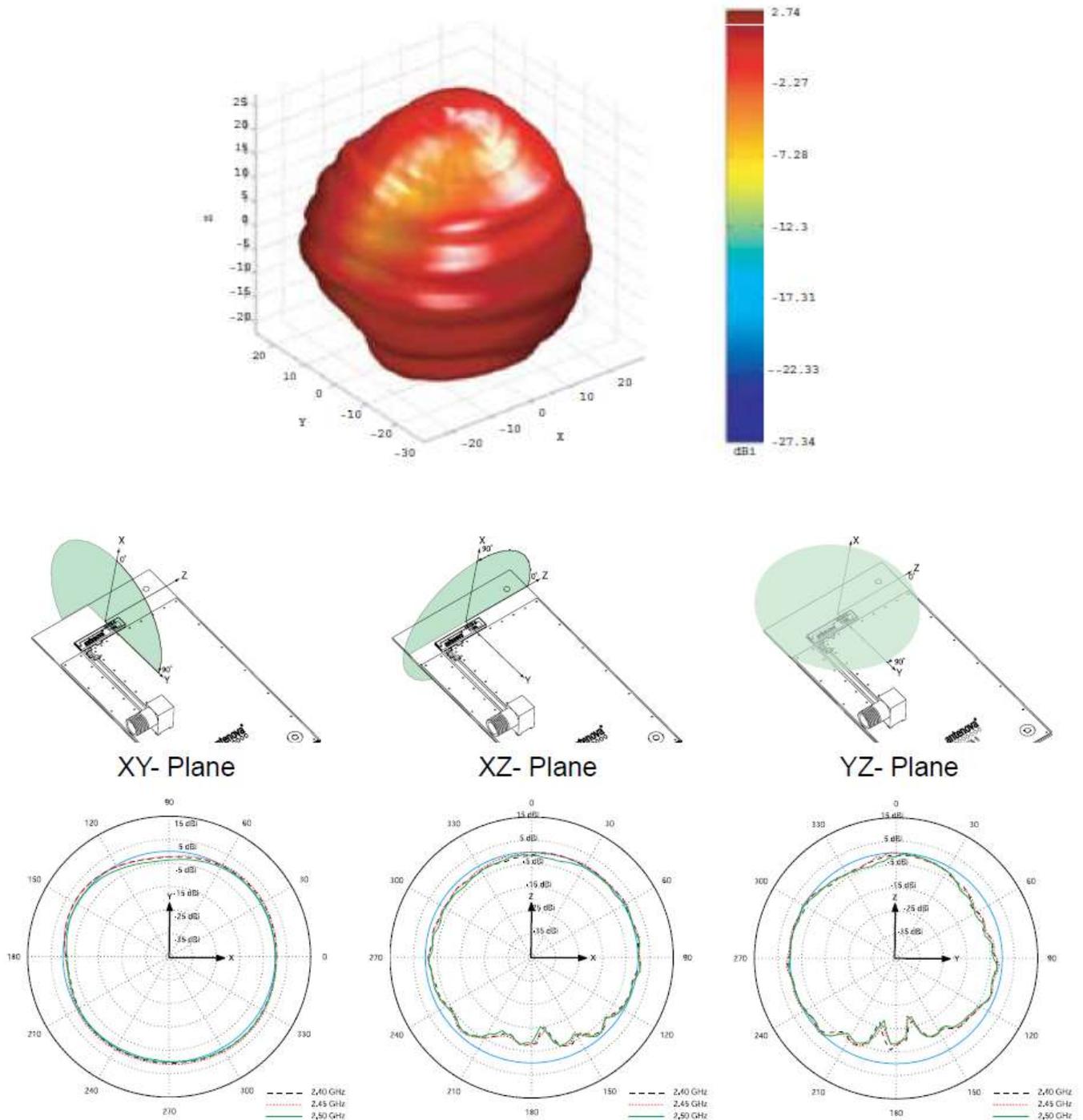


Рисунок 3.8 - Антенна Міса 2.4ГГц.

3.3. Построение мультистандартного приемника

На рисунке 3.9 показана функциональная схема мультистандартного приемника, её функциональные блоки и взаимосвязь между ними. Главным элементом каждого радиотракта является процессор (RAP 3G и OFDM ASIC), который отвечает за обработку информации на физическом уровне радиointерфейса и управлением высокочастотной частью приёмника: перестройка частоты, автоподстройка гетеродина, управление мощностью передатчика, переконфигурирование цепей, модуляция/демодуляция. Раскадровкой информации и “постановкой” на физический уровень занимается мультимедийный процессор.

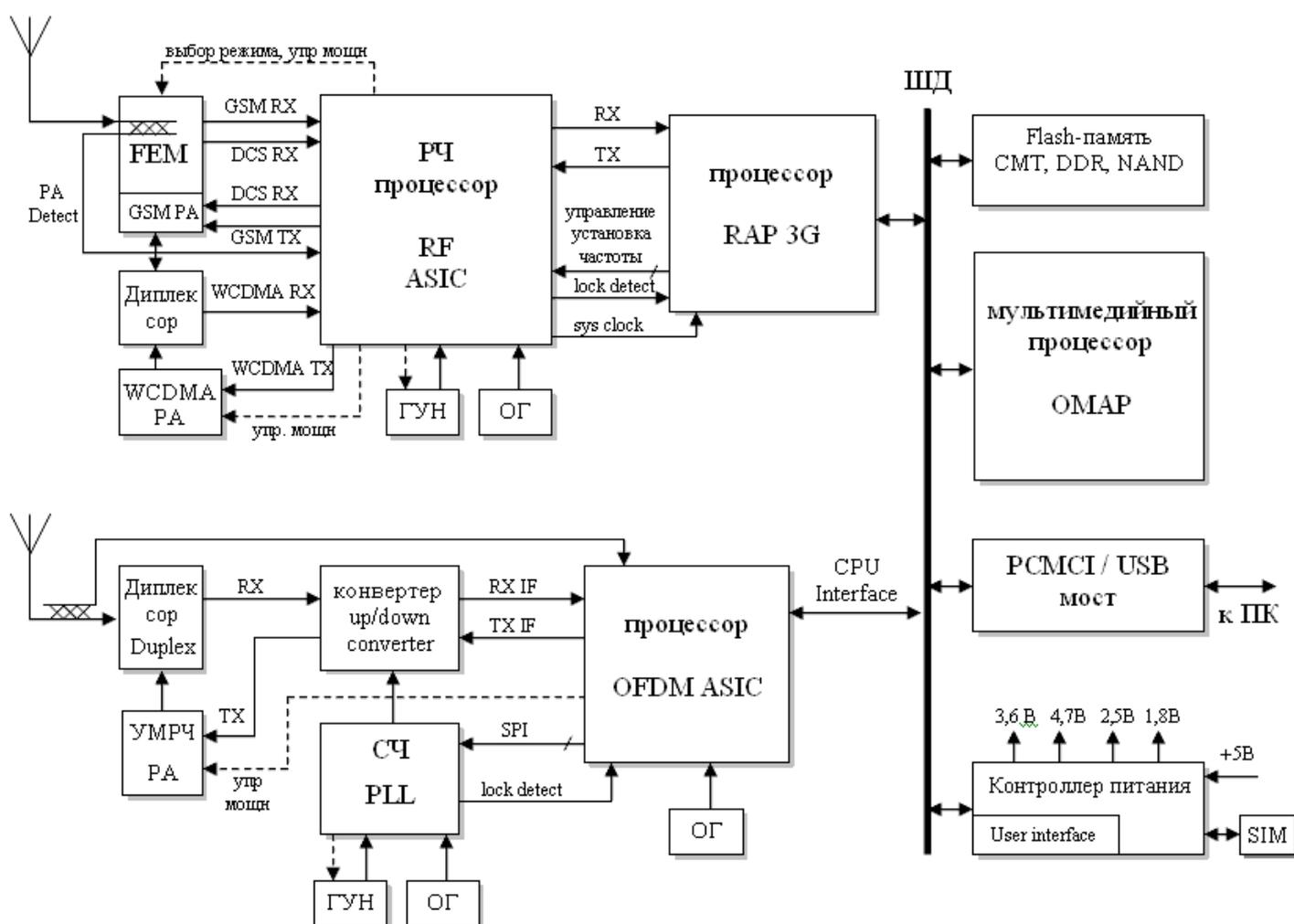


Рисунок 3.9 - Функциональная блок-схема мультистандартного приемника.

Объединение двух радиотрактов и их взаимодействие между собой обеспечивает мультимедийный процессор фирмы Texas Instruments –

OMAP4 (Open Multimedia Application Processor), обладающий высокой производительностью и гибкими возможностями. На базе процессора OMAP4 можно построить не только высокоскоростной модем, но и многофункциональный коммуникатор со всеми необходимыми устройствами ввода/вывода (Клавиатура, дисплей, аудио, Bluetooth, Wi-Fi, ИК-порт, FM-приемник, GPS-приемник и т.д.). Применение высокопроизводительного мультимедийного процессора OMAP4430 в современных мобильных устройствах обусловлено его уникальными свойствами: низким энергопотреблением, удачным ядром процессора (ARM CortexA9 MPCore), поддержкой различной периферии, возможностью работы с видео и 3D графикой. Пример построения мультифункционального мобильного устройства на базе процессора OMAP4430 показан на рисунке 3.10.

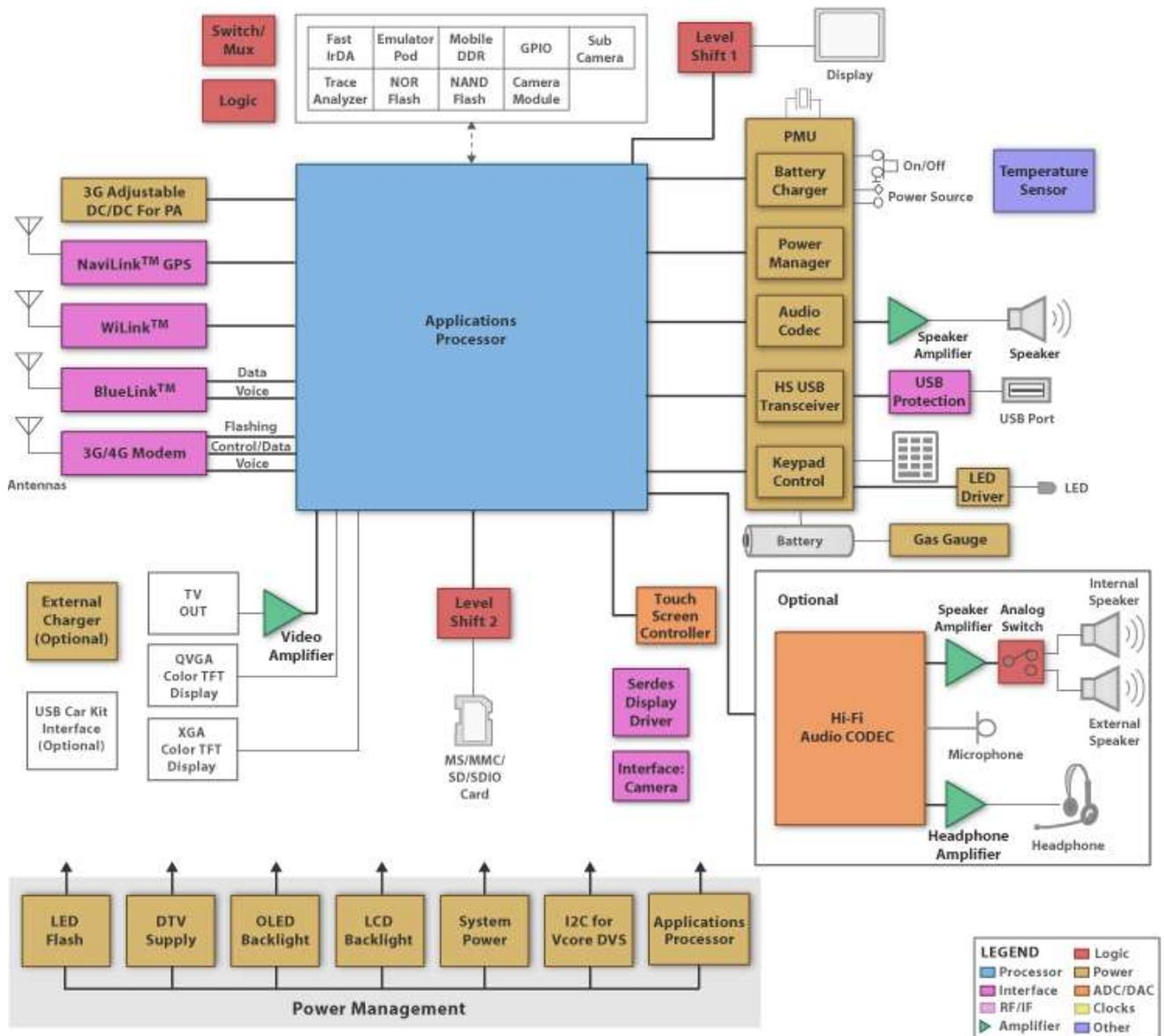


Рисунок 3.10 - Пример построения коммуникатора на базе СБИС ОМАР4430.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного анализа систем GSM, UMTS, WIMAX были предъявлены требования к функциональным элементам радиотракта. Выбраны архитектуры радиоприемных трактов и подобраны ИМС для их реализации. Построена функциональная блок-схема мультистандартного приемного устройства, поясняющая взаимодействие блоков между собой. Проанализированы различные варианты построения элементов радиотракта, выбраны наиболее удачные из предлагаемых на современном рынке.

Предложенная реализация радиотракта может использоваться в коммутаторах нового поколения, способность работы в сети mobile WIMAX открывает совершенно новые возможности для таких устройств.