

Курсовой проект

По дисциплине:
«Радиоприёмные устройства»

Разработка приёмника базовой станции UMTS

Выполнил:
Проверил:

Москва 2025 г.

Содержание

1	Техническое задание	3
2	Выбор структуры приёмника	3
2.1	Супергетеродинный приёмник	3
2.2	Приёмник прямого преобразования	4
2.3	Приёмник с цифровой обработкой на ПЧ	5
2.4	Выбор схемы	6
3	Расчёт	6
3.1	Заданные параметры	6
3.2	Расчёт чувствительности приёмника	7
3.2.1	Исходные данные	7
3.2.2	Расчёт теплового шума и суммарного коэффициента шума .	8
3.2.3	Расчёт результирующего отношения «сигнал/(шум + помеха)»	8
3.2.4	Переход к эффективному значению	8
3.2.5	Вывод:	9
3.3	Расчёт избирательности по соседнему каналу	9
3.3.1	Исходные данные	9
3.3.2	Расчёт отношения «сигнал/(шум+помеха)»	9
3.3.3	Расчёт отношения «сигнал/помеха» без фильтрации	10
3.3.4	Обоснование выбора цифрового фильтра	10
3.3.5	Расчёт итогового эффективного отношения «сигнал/(шум + помеха)»	11
3.3.6	Вывод	12
3.4	Требуемое сквозное усиление приёмника	12
3.4.1	Диапазон входных сигналов	12
3.4.2	Выбор АЦП и допустимые уровни	12
3.4.3	Параметры выбранного АЦП	12
3.4.4	Оценка максимальной мощности на входе АЦП	13
3.4.5	Расчёт диапазона усиления приёмного тракта	13
3.4.6	Расчёт усиления радиотракта	14
3.4.7	Обоснование выбора схемы усиления из двух УНЧ	15
3.4.8	Окончательное сквозное усиление приёмного тракта	16
4	Список используемой литературы	17
5	Приложение	18

1 Техническое задание

Разработать радиоприёмное устройство базовой станции стандарта UMTS (универсальной мобильной телекоммуникационной системы с прямым расширением спектра), используя техническое задание, представленное в таблице 1.

Таблица 1: Технические характеристики

Параметр	Значение
Принцип дуплексирования	Частотное разделение, разнос 95 МГц
Диапазон приёма	1710–1785 МГц
Диапазон передачи	1805–1880 МГц
Модуляция	QPSK
Шаг перестройки по частоте	5 МГц, дискрет 200 кГц
Точность частоты	± 0.05 ppm (Wide Area BS)
BER	≤ 0.001
E_b/N_0	≥ 5.2 дБ
Чувствительность BS	–121 дБм (12.2 kbps)
Избирательность по соседнему каналу	–115 дБм / –52 дБм, ± 5 МГц
Избирательность по побочным каналам	Согласно 3GPP TS 25.101
Динамический диапазон	–110.7 дБм ... –25 дБм (85.7 дБ)

2 Выбор структуры приёмника

Для выбора схемы приёмника проведем сравнение возможных вариантов реализации.

2.1 Супергетеродинный приёмник

Принцип работы:

ПФ1 совместно с фильтром ПФ2 ослабляет уровень помех по зеркальному и другим побочным каналам. МШУ обеспечивает заданную чувствительность. Побочные продукты преобразования подавляются ФПЧ1.

Преимущества:

- высокая чувствительность и избирательность,
- стабильные параметры.

Недостатки:

- большое количество компонентов,
- сложность микроминиатюризации,
- повышенное энергопотребление.

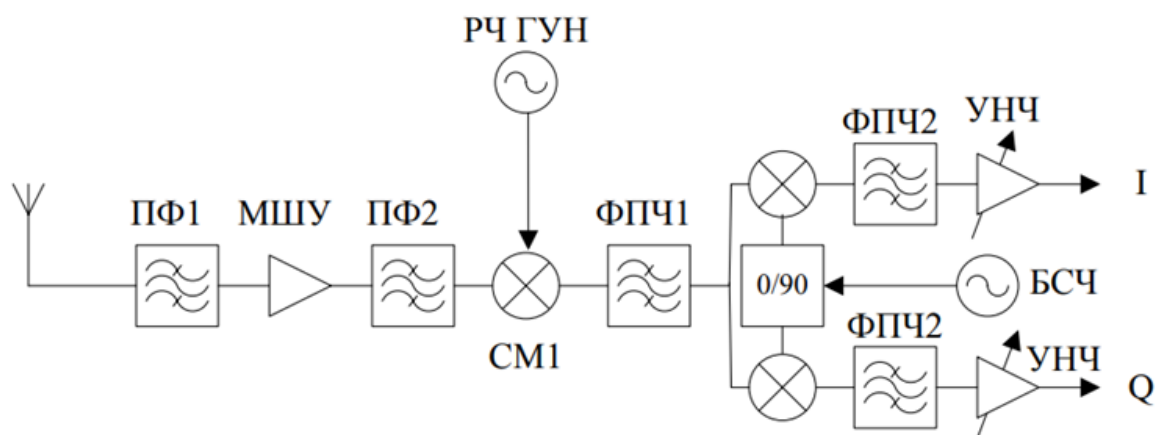


Рис. 1: Схема супергетеродинного приёмника с двукратным преобразованием частоты

2.2 Приёмник прямого преобразования

Принцип работы:

квадратурный преобразователь частоты переносит спектр сигнала на две низкочастотные составляющие. УНЧ и ФНЧ выполняют частотную селекцию.

Преимущества:

- простота схемы,
- минимум внешних компонентов,
- возможность реализации в ИМС,
- низкое энергопотребление.

Недостатки:

- утечка гетеродина \rightarrow постоянная составляющая,
- требования к симметрии I/Q каналов,
- интермодуляционные искажения.

Появление постоянной составляющей на выходе ФНЧ связано в первую очередь с утечкой сигнала гетеродина. В качестве эффективного решения данной проблемы обычно применяют переход на синтезатор частоты с удвоенной рабочей частотой. Частота, равная частоте входного сигнала, получается уже внутри ИМС путем деления на 2, что приводит к почти полному исчезновению излучения через паразитные цепи. Также, правильная компоновка компонентов РЧ блоков, экранирование узлов и применение специальных алгоритмов оценивания в цифровом блоке обработки, помогают устранить большинство недостатков этой схемы.

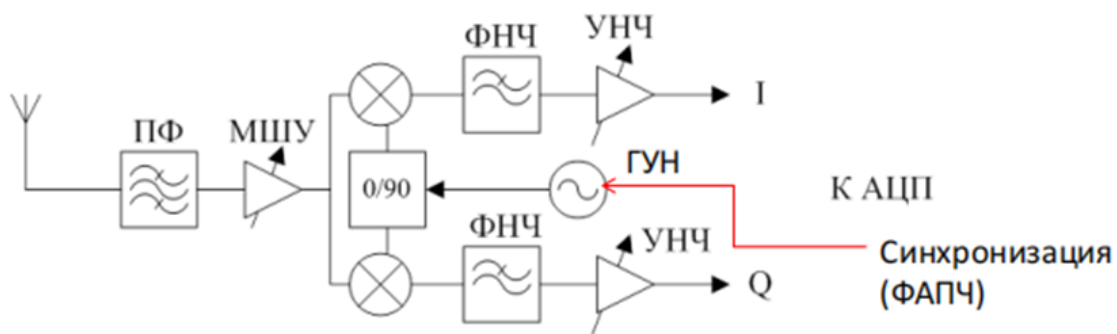


Рис. 2: Схема приёмника с прямым преобразованием

2.3 Приёмник с цифровой обработкой на ПЧ

Принцип работы:

спектр сигнала переносится на ПЧ, затем оцифровывается АЦП и демодулируется цифровыми средствами (DDS, цифровые ФНЧ, I/Q).

Преимущества:

- идеальная симметрия каналов,
- программная гибкость,
- многоканальная обработка.

Недостатки:

- необходимость быстрого АЦП,
- повышенное энергопотребление,
- сложность и стоимость реализации.

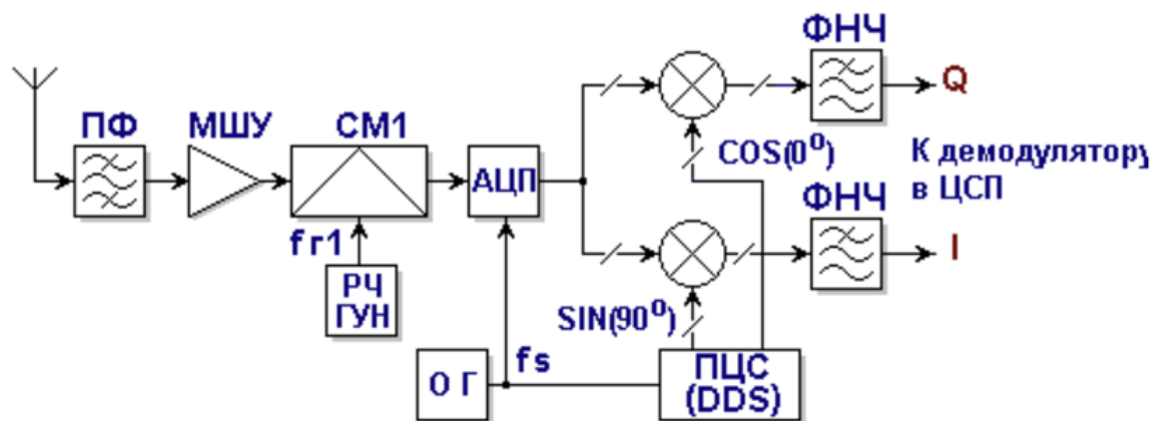


Рис. 3: Схема приёмника с цифровой обработкой на ПЧ

2.4 Выбор схемы

Исходя из указанных плюсов и минусов структур приёмника была выбрана схема приёмника прямого преобразования. Расширенная схема такого приёмника на рис. 3. За счёт малой элементной базы структура приемника прямого преобразования будет более простой для реализации, а большинство недостатков удастся избежать правильно подобранной элементной базой, различным экранированием, использованием дифференциальных схем гетеродинов и смесителей, а также применением схем (алгоритмов) оценки и компенсации дрейфа постоянной составляющей и не идентичности каналов. За счёт чего удаётся существенно ослабить проблему дрейфа постоянной составляющей сигнала на выходе перемножителей.

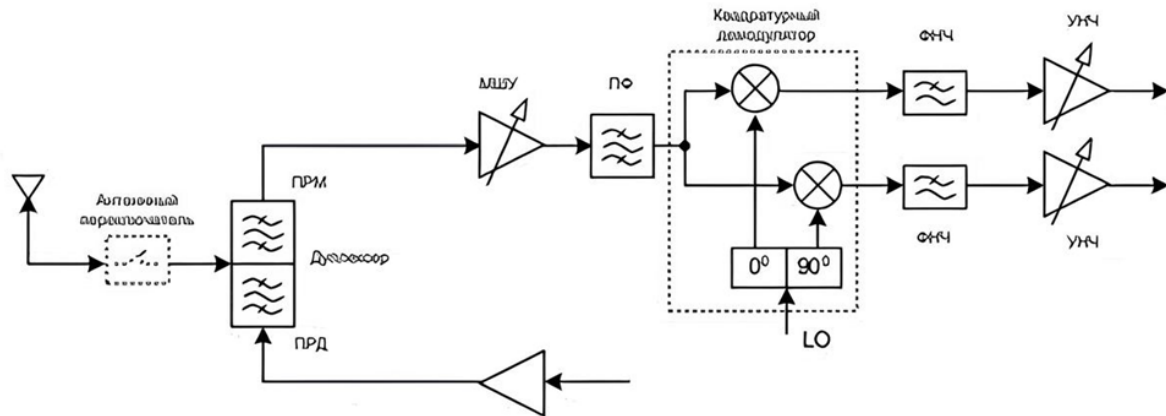


Рис. 4: Расширенная схема приёмника прямого преобразования

3 Расчёт

3.1 Заданные параметры

- Мощность полезного сигнала: $P_{DPCH} = -121 \text{ дБм} = -151 \text{ дБВт}$ - уровень полезного сигнала (канала DPCH) на входе антенны
Перевод: $\text{дБВт} = \text{дБм} - 30$, т. е. $0 \text{ дБм} = 1 \text{ мВт}$, то $0 \text{ дБВт} = 1 \text{ Вт}$
- Коэффициент усиления МШУ: $G_{LNA} = 17 \text{ дБ}$ (50 раз по мощности)
- Коэффициент шума (Noise Figure) МШУ: $NF_{LNA} = 1 \text{ дБ}$
- Затухание в полосовом фильтре (Band-Pass Filter): $L_{BPF} = 2.5 \text{ дБ}$
- Запас на неточности реализации цифровой обработки (Implementation Margin): $L_{IM} = 2 \text{ дБ}$ Учитывает все реальные потери, погрешности, допуски, квантизацию, фазовые шумы и т. д.
- Коэффициент шума демодулятора: $NF_{DEM} = 11.6 \text{ дБ}$
- Коэффициент усиления демодулятора: $G_{DEM} = 1.5 \text{ дБ}$
- Затухание ANT-RX: $L_{RX} = 2 \text{ дБ}$
Затухание в дуплексере между выводами "ANT - RX" (между антенной и приёмником) в диапазоне частот приёма. То есть сигнал на входе МШУ будет на 2 дБ слабее, чем на антенне.

- Затухание TX-RX: $L_{TX/RX} = 35$ дБ
Затухание в дуплексере между выводами "TX - RX" (от передатчика к приёмнику) в диапазоне частот приёма
- Полоса: $BW = 3.84$ МГц
- Постоянная Больцмана: $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·К
- Температура (комнатная): $T = 273$ К

Технические характеристики подобранных элементов описаны в Приложении 1

3.2 Расчёт чувствительности приёмника

Реальная чувствительность приёмника определяется как минимальный уровень мощности полезного сигнала PDPSH на входе антенны BS, при котором выходная вероятность ошибки на бит BER стандартного измерительного канала передачи данных не превышает заданной величины.

3.2.1 Исходные данные

Выпишем и посчитаем данные, которые понадобятся для этого пункта.

- Мощность полезного сигнала: $P_{DPCH} = -121$ дБм
- Системный шум от базовой станции:

$$P_N^{SYS} = 10 \log_{10}(10^{P_{RX}/10} - 10^{P_{DPCH}/10}) = -111.1 \text{ дБм} \quad (1)$$

- Шум от передатчика (через дуплексер): $P_N^{TX} = -70 - L_{TX/RX} = -105$ дБм
- Коэффициент шума МШУ: $NF_{LNA} = 1$ дБ
- Усиление МШУ: $G_{LNA} = 17$ дБ
- Затухание в полосовом фильтре: $L_{BPF} = 2.5$ дБ
- Коэффициент шума демодулятора: $NF_{DEM} = 11.6$ дБ
- Усиление демодулятора: $G_{DEM} = 1.5$ дБ
- Ширина полосы: $BW = 3.84$ МГц
- Постоянная Больцмана: $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·К
- Температура: $T = 273$ К
- Implementation Margin: запас на реализацию цифровой обработки:
 $L_{IM} = 2$ дБ
- Processing Gain: энергетический выигрыш вследствие свёртки шумоподобного сигнала PNS (определяется из соотношения ширины спектра сигнала WCDMA и полосы полезного информационного сигнала после свёртки):

$$G_{PG} = 10 \log_{10} \frac{BW}{R_{data}} = 10 \log_{10}(314.75) = 25 \text{ дБ} \quad (2)$$

3.2.2 Расчёт теплового шума и суммарного коэффициента шума

Кроме системных имеется ещё два источника помех:

- 1) аддитивный белый гауссовский шум (Additive White Gaussian Noise - AWGN), обусловленный собственными тепловыми шумами каскадов усиления приемника (особенно его входного LNA);
- 2) шумовая составляющая шумов передатчика BS в диапазоне принимаемых частот, спектральную плотность которого можно также считать постоянной. Рассчитывается с учетом затухания сигнала в дуплексере и мощности собственных шумов передатчика в диапазоне частот приёма $PN(BW) = -70$ дБм – эта величина была получена на основе анализа шумов типовых передатчиков данного диапазона

Тепловой шум в полосе BW :

$$P_{thermal} = 10 \cdot \log_{10}(kTB) + 30 = 10 \cdot \log_{10}(1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 273 \cdot 3.84 \cdot 10^6) + 30 \approx -108.4 \text{ дБм} \quad (3)$$

Суммарный коэффициент шума приёмного тракта:

$$NF_{\Sigma} = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{NF_{LNA}}{10}} + \frac{10^{\frac{NF_{DEM}}{10}} - 1}{10^{\frac{G_{LNA} - L_{BPF}}{10}}} \right) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} NF_{\Sigma} &= 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{1}{10}} + \frac{10^{\frac{11.6}{10}} - 1}{10^{\frac{17-2.5}{10}}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(1.26 + \frac{14.45 - 1}{28.18} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10}(1.26 + 0.477) = 10 \cdot \log_{10}(1.737) \approx 2.4 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (5)$$

Суммарный шум приёмника:

$$P_{N0} = P_{thermal} + NF_{\Sigma} = -108.4 \text{ дБм} + 2.4 \text{ дБм} = -106 \text{ дБм} \quad (6)$$

3.2.3 Расчёт результирующего отношения «сигнал/(шум + помеха)»

Суммарная помеха:

$$P_{NI} = 10 \cdot \log_{10} \left(10^{\frac{P_N^{SYS}}{10}} + 10^{\frac{P_{N0}}{10}} + 10^{\frac{P_{NTX}}{10}} \right) \quad (7)$$

Подставляя значения:

$$P_{NI} = 10 \cdot \log_{10} (10^{-11.11} + 10^{-10.60} + 10^{-10.5}) \approx -104.9 \text{ дБм} \quad (8)$$

Отношение сигнал/шум+помеха:

$$\left(\frac{S}{N+I} \right) = P_{DPCH} - P_{NI} = -121 - (-104.9) = -16.1 \text{ дБ} \quad (9)$$

3.2.4 Переход к эффективному значению

$$\left(\frac{S}{N+I} \right)_{EFF} = \left(\frac{S}{N+I} \right) - LIM + G_{PG} = -16.1 - 2 + 25 = 6.9 \text{ дБ} \quad (10)$$

3.2.5 Вывод:

полученное значение 6.9 дБ превышает требуемое значение 5.2 дБ с заметным запасом, что подтверждает выполнение условия чувствительности приёмника.

3.3 Расчёт избирательности по соседнему каналу

Избирательность по соседнему каналу (ACS – Adjacent Channel Selectivity) является мерой способности приёмника принимать полезный WCDMA сигнал с заданным уровнем качества (величина BER не превышает 10⁻³) в присутствии мешающего сигнала по соседнему каналу (смещение по частоте на ±5 МГц).

3.3.1 Исходные данные

- Мощность полезного сигнала: $P_{DPCN} = -115$ дБм
- Уровень мешающего сигнала: $P_{adj} = -52$ дБм
- Системный шум: $P_N^{SYS} = -111.1$ дБм
- Шум приёмника: $P_N^0 = -101$ дБм
- Шум от передатчика: $P_N^{TX} = -105$ дБм
- Смещение по частоте: ±5 МГц
- Требуемое значение E_b/N_0 : 5.2 дБ
- Processing Gain: $G_{PG} = 25$ дБ
- Implementation Margin: $L_{IM} = 2$ дБ

Мешающий сигнал создаёт дополнительную помеху, которая поступает через фильтр нижних частот (ФНЧ). Чтобы приём был возможен, сигнал после ФНЧ должен удовлетворять требованию:

$$\left(\frac{S}{N + I + I_{adj}} \right)_{EFF} \geq 5.2 \text{ дБ} \quad (11)$$

3.3.2 Расчёт отношения «сигнал/(шум+помеха)»

$$\frac{S}{N + I} = P_{DPCN} - 10 \cdot \log_{10} \left(10^{P_N^{SYS}/10} + 10^{P_N^0/10} + 10^{P_N^{TX}/10} \right) \quad (12)$$

Подставим значения:

$$\frac{S}{N + I} = -115 - 10 \cdot \log_{10} (10^{-11.11} + 10^{-10.1} + 10^{-10.5}) \approx -15.8 \text{ дБ} \quad (13)$$

Эффективное значение

$$\left(\frac{S}{N + I} \right)_{EFF} = \left(\frac{S}{N + I} \right) + G_{PG} - L_{IM} = -15.8 + 25 - 2 = 7.2 \text{ дБ} \quad (14)$$

3.3.3 Расчёт отношения «сигнал/помеха» без фильтрации

$$\left(\frac{S}{I_{ACI}}\right)_{EFF} = P_{DPCH} - P_{ACI} + G_{PG} - L_{IM} = -115 + 52 + 25 - 2 = -40 \text{ дБ} \quad (15)$$

Так как нужно добиться показателя $> E_B/N_0 = 5.2$ дБ, т. е. минимального значения эффективного отношения «сигнал/помеха», для обеспечения приёма требуется:

$$\left(\frac{S}{I_{ACI}}\right)_{EFF}^{target} = 6 \text{ дБ} \quad (16)$$

Тогда необходимое подавление фильтром:

$$L_{LPF}(\Delta f) = 6 - (-40) = 46 \text{ дБ} \quad (17)$$

Вывод: фильтр должен ослаблять мешающий сигнал на частоте ± 5 МГц минимум на 46 дБ, чтобы обеспечить требуемое качество приёма.

3.3.4 Обоснование выбора цифрового фильтра

Данную избирательность мы с запасом можем реализовать при помощи микросхемы LTC6603: согласно даташиту «LTC6603 - Dual Adjustable Lowpass Filter», при настройке фильтра на частоту среза 2,5 МГц:

На частоте 4 МГц (что составляет $1,6 \times$ частоты среза) подавление сигнала достигает -43 дБ.

Учитывая, что мешающий сигнал находится на смещении ± 5 МГц от полезного сигнала, и при соответствующей настройке фильтра, можно ожидать подавление на уровне -46 дБ или выше.

Таблица 2: Технические характеристики фильтра LTC6603

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Linear Technology
Модель	LTC6603
Тип фильтра	Двухканальный программируемый ФНЧ
Максимальная частота среза	До 2.5 МГц
Порядок фильтра	До 9-го
Диапазон усиления	0, 6, 12, 24 дБ
Подавление на частоте ± 5 МГц	До 60 дБ
Форма сигнала	Линейно-фазовый отклик
Корпус	QFN, 4×4 мм

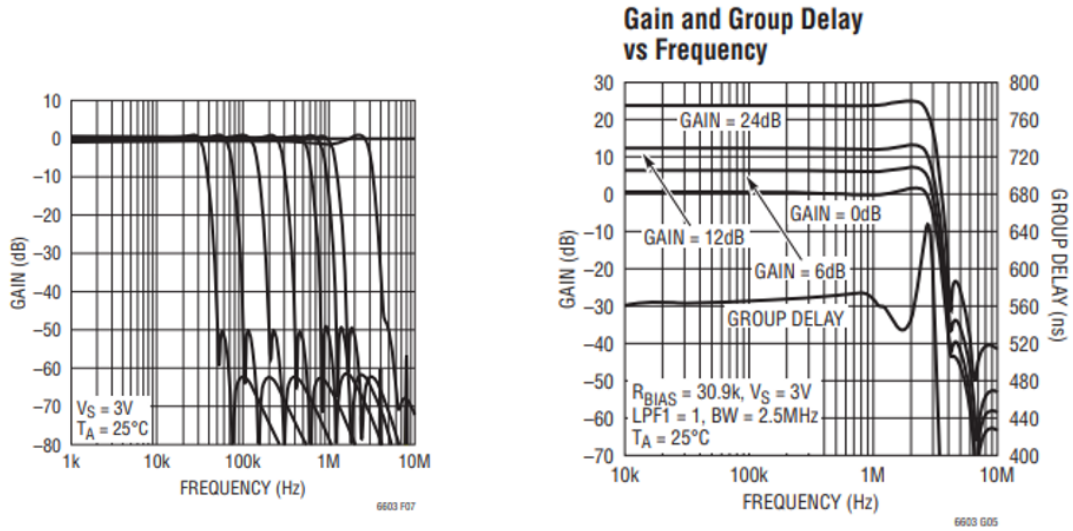


Figure 7. Frequency Response Controlled by LTC2621-1

Рис. 5: Характеристики чипа LTC6603

Слева на рис.5 - АЧХ. Видно, что

- В области ниже 2.5 МГц (настройка LPF1 = 1, BW = 2.5 МГц) сигнал почти не ослабляется (усиление 0 дБ).
- На частоте 5 МГц (это как раз смещение соседнего канала в UMTS) видно: Усиление падает до -46...-50 дБ, в зависимости от режима.
- Ниже -60 дБ — ещё сильнее подавляется сигнал при частотах > 6 МГц.

Справа на рис.5 - АЧХ + усиление и групповая задержка. Видно, что

- Усиление почти не влияет на частотную характеристику.
- Групповая задержка стабильна до среза, потом быстро растёт.
- Это важно для ЦСП, так как сильный перекося фаз может ухудшить демодуляцию. Но по графику в пределах до 2.5 МГц — всё гладко.

Вывод: На ± 5 МГц LTC6603 обеспечивает стабильное подавление 46 дБ

3.3.5 Расчёт итогового эффективного отношения «сигнал/(шум + помеха)»

Рассчитаем новое значение эффективного отношения «сигнал/(шум + помеха)» с учётом подавления ФНЧ в выбранной ИМС, $L_{LPF}(\Delta F) = 60$ дБ:

$$\left(\frac{S}{I_{ACI}} \right)_{EFF} = L_{LPF}(\Delta F) - 40 = 60 - 40 = 20 \text{ дБ} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N + I_{ACI}} \right)_{EFF} &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{10^{-7.2/10} + 10^{-20/10}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{0.1905 + 0.01} \right) = 10 \cdot \log_{10}(4.93) \approx 7.3 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (19)$$

3.3.6 Вывод

Итоговое эффективное отношение $\left(\frac{S}{N+I_{ACI}}\right)_{EFF} = 6.9 \text{ дБ} > E_b/N_0 = 5.2 \text{ дБ}$. Устройство обеспечивает приём с запасом, который помогает бороться со многими дополнительными факторами (помехами), которые не учитывались в расчёте.

3.4 Требуемое сквозное усиление приёмника

3.4.1 Диапазон входных сигналов

Согласно стандарту UMTS (3GPP TS 25.101), минимальная мощность входного сигнала, при котором приём должен быть обеспечен — $P_{min} = -115 \text{ дБм}$.

Максимальная входная мощность, не вызывающая перегрузку тракта, принимается как $P_{max} = -25 \text{ дБм}$.

$$D = P_{max} - P_{min} = -25 - (-115) = 90 \text{ дБ} \quad (20)$$

Таким образом, требуемый динамический диапазон приёмника составляет 90 дБ.

3.4.2 Выбор АЦП и допустимые уровни

Для цифровой обработки используется АЦП с разрядностью 14 бит. Типовое значение эффективного динамического диапазона такого АЦП составляет около 72 дБ.

Примем, что сигнал на входе АЦП должен находиться в диапазоне от:

- $P_{out_{min}} = -12 \text{ дБм}$ — минимальный уровень, необходимый для устойчивой работы АЦП
- $P_{out_{max}} = -2 \text{ дБм}$ — максимальный уровень, не вызывающий искажений

Оценка минимального и максимального усиления тракта

Для обеспечения требуемого уровня сигнала на выходе, усиление приёмного тракта должно быть в пределах:

$$G_{min} = P_{out_{min}} - P_{max} = -12 - (-25) = 13 \text{ дБ} \quad (21)$$

$$G_{max} = P_{out_{max}} - P_{min} = -2 - (-115) = 113 \text{ дБ} \quad (22)$$

Таким образом, диапазон регулировки усиления должен составлять:

$$D = G_{max} - G_{min} = 113 - 13 = 100 \text{ дБ} \quad (23)$$

3.4.3 Параметры выбранного АЦП

Во всём динамическом диапазоне на выходе аналоговой части приемного тракта должен быть обеспечен уровень напряжения, примерно соответствующий половине полной шкалы используемого в Baseband процессоре АЦП, этот запас по номинальному уровню в 6дБ (2 раза) необходим для отсутствия искажений сигнала из-за ограничения изменяющейся амплитудной огибающей.

В качестве АЦП был выбран Analog Devices AD6600 - в таблице приведены его основные характеристики.

Таблица 3: Технические характеристики АЦП AD6600

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Analog Devices
Модель	AD6600
Дифференциальный вход	+
Уровень дифф. сигнала полной шкалы, V	2 (пик-пик)
Требуемый запас, дБ	6
Тактовая частота	450 МГц
Число разрядов	11 бит
Нагрузка R	200 Ом

3.4.4 Оценка максимальной мощности на входе АЦП

АЦП имеет дифференциальный двухканальный вход с уровнем полной шкалы 2 В пик-пик. Для исключения искажений, вызванных амплитудной огибающей сигнала, закладывается запас по уровню 6 дБ. Это соответствует снижению амплитуды в 2 раза, т.е. использование только половины шкалы АЦП.

При этом максимальное выходное напряжение аналогового тракта должно быть:

$$U_{pp} = 1 \text{ В (пик-пик)}, \quad U_{peak} = 0.5 \text{ В} \quad (24)$$

Эффективное (среднеквадратичное) значение напряжения:

$$U_{EFF} = \frac{U_{peak}}{\sqrt{2}} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} \approx 0.356 \text{ В} \quad (25)$$

Мощность сигнала на нагрузке 200 Ом:

$$P = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_{eff}^2}{R} \cdot \frac{1}{1 \text{ мВт}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{0.356^2}{200 \cdot 0.001} \right) \approx -2 \text{ дБм} \quad (26)$$

Вывод: максимальная допустимая мощность сигнала на входе АЦП при учёте запаса составляет около -2 дБм. Этот уровень используется в дальнейшем при расчёте максимального усиления тракта.

3.4.5 Расчёт диапазона усиления приёмного тракта

Оценка требуемого диапазона усиления

На основании ранее рассчитанных мощностей:

- Минимальный уровень сигнала: $P_{min} = -115$ дБм
- Максимальный уровень сигнала: $P_{max} = -25$ дБм
- Максимальный выходной уровень (до АЦП): $P_{out_{max}} = -2$ дБм
- Минимальный выходной уровень (до АЦП): $P_{out_{min}} = -1.98$ дБм

$$G_{max} = P_{out_{max}} - P_{min} = -2 - (-115) = 113 \text{ дБ} \quad (27)$$

$$G_{min} = P_{out_{min}} - P_{max} = -1.98 - (-25) = 23.02 \text{ дБ} \quad (28)$$

$$D = G_{min} \dots G_{max} = 26.98 \dots 113 \text{ дБ} \quad (29)$$

Деление тракта на части

Приёмный тракт делится на:

- **Радиотракт** — от антенны до выхода I/Q демодулятора
- **Видеотракт** — от выхода демодулятора до входа АЦП

3.4.6 Расчёт усиления радиотракта

Учитываются следующие компоненты:

- Усиление МШУ: $G_{LNA} = 15 \text{ дБ}$
- Затухание в дуплексере: $L_{RX} = 4 \text{ дБ}$
- Затухание в полосовом фильтре: $L_{BPF} = 1.8 \text{ дБ}$
- Усиление I/Q демодулятора: $G_{DEM} = 2 \text{ дБ}$

$$K = -L_{RX} - L_{BPF} + G_{LNA} + G_{DEM} = -4 - 1.8 + 15 + 2 = 11.2 \text{ дБ} \quad (30)$$

Добавление усиления видеотракта В видеотракт включён УНЧ LTC6603 с фиксированным усилением до 24 дБ со встроенным фильтром нижних частот (ФНЧ).

$$K_{\Sigma} = K + K_{VGA} = 11.2 + 24 = 35.2 \text{ дБ} \quad (31)$$

Таблица 4: Технические характеристики УНЧ (LTC6603)

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Linear Technology
Модель	LTC6603
Диапазон частот до, МГц	2.5
Коэффициент шума	Gain = 0 dB: -124 dBm/Hz Gain = 6 dB: -129 dBm/Hz Gain = 12 dB: -135 dBm/Hz Gain = 24 dB: -145 dBm/Hz
Усиление, дБ	0 / 6 / 12 / 24

Проблема

Требуется до 113 дБ усиления, а получено только 35.2 дБ. Недостаёт около 78 дБ.

Решение

Для компенсации недостающего усиления применяется дополнительный УНЧ AD8338 с переменным усилением 0–80 дБ (не менее 76дБ). Он хорошо подходит для реализации АРУ (автоматической регулировки усиления).

Вывод: Один УНЧ (LTC6603) обеспечивает базовое усиление и фильтрацию, а AD8338 — гибкую регулировку. В сумме они обеспечивают диапазон усиления $D = 26.98 \dots 113$ дБ, что покрывает весь динамический диапазон приёмника.

Таблица 5: Технические характеристики дополнительного УНЧ (AD8338)

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Analog Devices
Модель	AD8338
Диапазон частот до, МГц	18
Шаг изменения усиления, дБ	0.5
Усиление, дБ	0...80

3.4.7 Обоснование выбора схемы усиления из двух УНЧ

В структуре приёмного тракта используются два усилительных каскада: основной УНЧ со встроенным фильтром нижних частот (LTC6603) и дополнительный усилитель с переменным усилением (AD8338). Такой подход обусловлен следующими факторами:

- **Функциональное разделение каскадов.** Усилитель LTC6603 выполняет не только функцию усиления сигнала, но и обеспечивает необходимую избирательность по соседнему каналу за счёт встроенного линейно-фазового ФНЧ. AD8338 применяется в качестве регулируемого усилителя (VGA), позволяющего адаптировать усиление под текущий уровень входного сигнала.
- **Оптимизация шумовых характеристик.** LTC6603 имеет низкий коэффициент шума даже при усилении до 24 дБ, что позволяет предварительно усилить сигнал без существенного увеличения шумов. Это особенно важно на начальных этапах тракта, где уровень сигнала минимален.
- **Гибкость и регулировка.** AD8338 позволяет плавно изменять усиление в диапазоне от 0 до 80 дБ с шагом 0.5 дБ. Это делает возможным реализацию автоматической регулировки усиления (АРУ), обеспечивая стабильную амплитуду сигнала на входе АЦП независимо от уровня принимаемого сигнала.
- **Минимизация искажений.** Разделение усиления между двумя каскадами позволяет каждому из них работать в своей линейной области, уменьшая вероятность перегрузки и нелинейных искажений.
- **Снижение требований к одному компоненту.** Использование двух усилителей позволяет избежать необходимости в одном усилителе с чрезмерно широким диапазоном регулировки, что упростило выбор компонентов и повысило надёжность схемы.

Таким образом, применение двухкаскадной схемы усиления обеспечивает требуемый динамический диапазон усиления приёмного тракта, улучшает шумовые характеристики и повышает стабильность работы устройства в условиях реальных помех и изменений уровня сигнала.

3.4.8 Окончательное сквозное усиление приёмного тракта

Учитывая второй каскад усиления (УНЧ2 — AD8338), расчёт полного усиления тракта принимает следующий вид:

$$K_{\Sigma} = K + K_{VGA1} + K_{VGA2} = 11.2 + 24 + 80 = 115.2 \text{ дБ} \quad (32)$$

Это значение превышает требуемое максимальное усиление $G_{max} = 113 \text{ дБ}$ и обеспечивает необходимый запас.

Для обеспечения минимального коэффициента передачи $G_{min} = 26.98 \text{ дБ}$, необходимо обеспечить снижение усиления тракта. Примем примерный уровень выходного сигнала в момент минимального усиления $K_{pm} = 39.6 \text{ дБ}$, тогда:

$$K_{pm} - 30.1 = 9.5 \text{ дБ} \quad (33)$$

Минимальное возможное значение усиления должно быть снижено на:

$$|11.4 - 11| = 0.4 \text{ дБ} \quad (34)$$

Это снижение может быть реализовано либо за счёт регулировки в демодуляторе, либо через VGA каскад. Демодулятор допускает изменение усиления в пределах от 0 до 15 дБ, что с запасом перекрывает требуемую регулировку в 0.4 дБ.

Таким образом, полная схема приёмника с двумя каскадами видеотракта обеспечивает как максимальное усиление (с запасом), так и необходимую гибкость для регулировки в пределах всего требуемого диапазона усиления.

Управляющее напряжение u_y , поступающее на АРУ, формирует соответствующий режим работы активных элементов тракта по постоянному току, обеспечивая динамическую адаптацию усиления в зависимости от входного сигнала.

4 Список используемой литературы

1. 3GPP TS 25.101 Technical Specification Group Radio Access Network
2. Клич С.М., Кривенко А.С., Носикова Г.Н. и др., Проектирование радиоприёмных устройств: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.П. Сиверс. – М.: Советское радио, 1976
3. Логвинов В.В. Радиоприёмные устройства систем мобильной связи: Учебно-методическое пособие – М.: МТУСИ, 2016
4. Косичкина Т.П. Курсовое проектирование радиоприёмных устройств для телерадиовещания: Учебно-методическое пособие – М.: МТУСИ, 2018
5. Фомин Н.Н., Буга Н.Н., Головин О.В., и др., Радиоприёмные устройства: Учебник для вузов / Под ред. Н.Н.Фомина. – М.: Горячая линия –Телеком, 2007.
6. Пестряков А.В. Проектирование радиоприёмных устройств мобильной связи: Практические занятия, Москва, 2024.
7. [Datasheet for TF-9187-ND - Low-loss RF SAW filter for mobile systems](#)
8. [Datasheet for LTC5510 - 1MHz to 6GHz Wideband High Linearity Active Mixer](#)
9. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc382.pdf>
10. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/265342/LINER/LTC6603.html>
11. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/48122/AD/AD6600.html>
12. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/513439/AD/AD8338.html>

5 Приложение

1. Фильтр TF-9187-ND

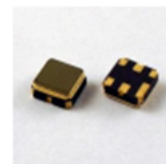
[Datasheet for TF-9187-ND - Low-loss RF SAW filter for mobile systems](#)



TF-9187-ND



- Low-loss RF SAW filter for mobile systems
- Low amplitude ripple
- No matching network required for operation at 50Ω
- Ceramic package for Surface Mounted Technology (SMT)
- Lead-free production and RoHS compliant



Electrical Characteristics

MAXIMUM RATING				
PARAMETERS DESCRIPTION	UNIT	MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM
Operating Temperature Range	°C	-40	-	+85
Storage Temperature Range	°C	-40	-	+85
Maximum DC Voltage	V _{DC}	-	-	5
Maximum Input Power Level	dBm	-	-	20
Source Impedance	Ω	-	50	-
Load Impedance	Ω	-	50	-
Length x Width	mm ²	-	3.0 x 3.0	-
Height	mm	-	-	1.3

ELECTRICAL SPECIFICATION				
PARAMETERS DESCRIPTION	UNIT	MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM
Center Frequency (Fo)	MHz	-	1747.5	-
Insertion Loss @ 1710.00 ~ 1765.00MHz	dB		2.5**	4.0*
Insertion Loss @ 1765.00 ~ 1785.00MHz			2.5**	4.0***
Amplitude Ripple (p-p) @ 1710.00 ~ 1785.00MHz	dB		1.5**	3.0***
Group Delay Ripple @ 1710.00 ~ 1785.00MHz	nS		18	40
Absolute Attenuation:				
DC~ 960.00 MHz	dB	20	25	
960.00 ~ 1690.00 MHz	dB	20	25	
1690.00 ~ 1693.00 MHz	dB	15***	32**	
1802.00 ~ 1805.00 MHz	dB	15*	32**	
1805.00 ~ 1880.00 MHz	dB	28	34	
1880.00 ~ 3200.00 MHz	dB	25	31	
1880.00 ~ 3200.00 MHz	dB	4	28	
Input / Output VSWR @ 1710.00 ~ 1785.00MHz				2.2:1

* : -40°C ** : +25°C *** : +85°C

Рис. 6: Характеристики фильтра