

# **Курсовой проект**

По дисциплине:  
«Радиоприёмные устройства»

**Разработка приёмника базовой станции UMTS**

Выполнил:  
Проверил:

Москва 2025 г.

# Содержание

<b>1</b>	<b>Техническое задание</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Выбор структуры приёмника</b>	<b>3</b>
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
<b>3</b>	<b>Выбор компонентов системы</b>	<b>7</b>
3.1	Выбор малошумящего усилителя (МШУ) . . . . .	7
3.2	Выбор полосового ПАВ-фильтра (SAW) . . . . .	7
3.3	Выбор демодулятора . . . . .	7
3.4	Выбор дуплексера . . . . .	8
3.5	Выбор аналого-цифрового преобразователя (АЦП) . . . . .	9
3.6	Выбор программируемого усилителя с ФНЧ . . . . .	9
3.7	Выбор усилителя с переменным усилением (VGA) . . . . .	10
<b>4</b>	<b>Расчёт</b>	<b>11</b>
4.1	Заданные параметры . . . . .	11
4.2	Расчёт чувствительности приёмника . . . . .	11
4.2.1	Исходные данные . . . . .	11
4.2.2	Расчёт теплового шума и суммарного коэффициента шума . . . . .	12
4.2.3	Расчёт результирующего отношения «сигнал/(шум + помеха)» . . . . .	13
4.2.4	Переход к эффективному значению . . . . .	13
4.2.5	Вывод: . . . . .	13
4.3	Расчёт избирательности по соседнему каналу . . . . .	13
4.3.1	Исходные данные . . . . .	14
4.3.2	Расчёт отношения «сигнал/(шум+помеха)» . . . . .	14
4.3.3	Расчёт отношения «сигнал/помеха» без фильтрации . . . . .	14
4.3.4	Обоснование выбора цифрового фильтра . . . . .	15
4.3.5	Расчёт итогового эффективного отношения «сигнал/(шум + помеха)» . . . . .	16
4.3.6	Вывод . . . . .	16
4.4	Требуемое сквозное усиление приёмника . . . . .	16
4.4.1	Диапазон входных сигналов . . . . .	16
4.4.2	Выбор АЦП и допустимые уровни . . . . .	16
4.4.3	Параметры выбранного АЦП . . . . .	17
4.4.4	Оценка максимальной мощности на входе АЦП . . . . .	17
4.4.5	Расчёт диапазона усиления приёмного тракта . . . . .	18
4.4.6	Расчёт усиления радиотракта . . . . .	18
4.4.7	Обоснование выбора схемы усиления из двух УНЧ . . . . .	19
4.4.8	Окончательное сквозное усиление приёмного тракта . . . . .	19
<b>5</b>	<b>Список используемой литературы</b>	<b>21</b>
<b>6</b>	<b>Приложение</b>	<b>22</b>

# 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	1850–1910 МГц
Диапазон передачи	1945–2005 МГц
Модуляция	QPSK
Шаг перестройки по частоте	5 МГц, дискрет 200 кГц
Точность частоты	$\pm 0.05$ ppm (Wide Area BS)
BER	$\leq 0.001$
$E_b/N_0$	$\geq 5.2$ дБ
Чувствительность BS	–121 дБм (12.2 kbps)
Избирательность по соседнему каналу	–115 дБм / –52 дБм, $\pm 5$ 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.

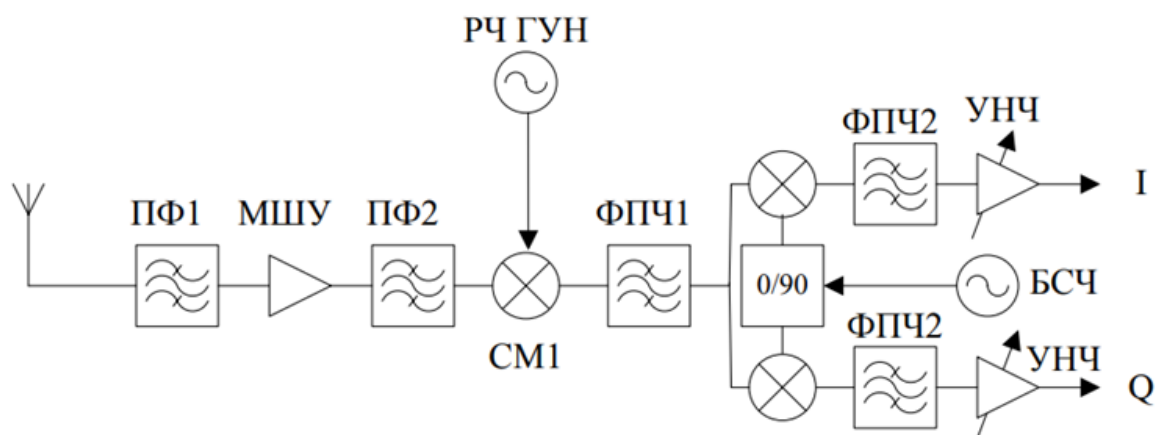


Рис. 1: Схема супергетеродинного приёмника с двукратным преобразованием частоты

## 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.

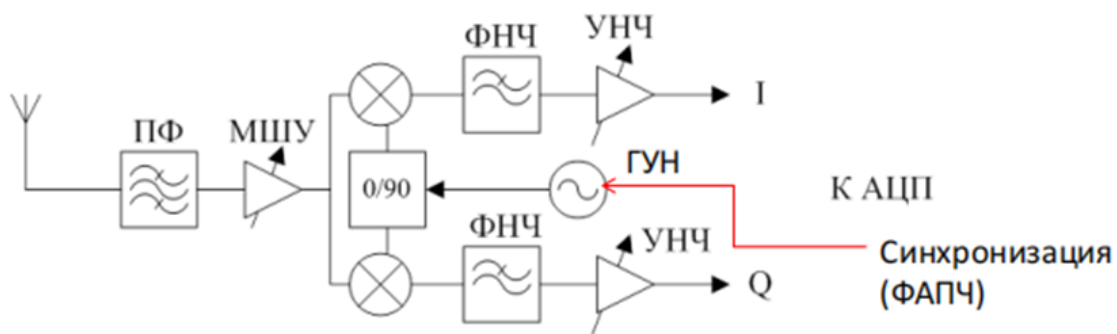


Рис. 2: Схема приёмника с прямым преобразованием

## 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.

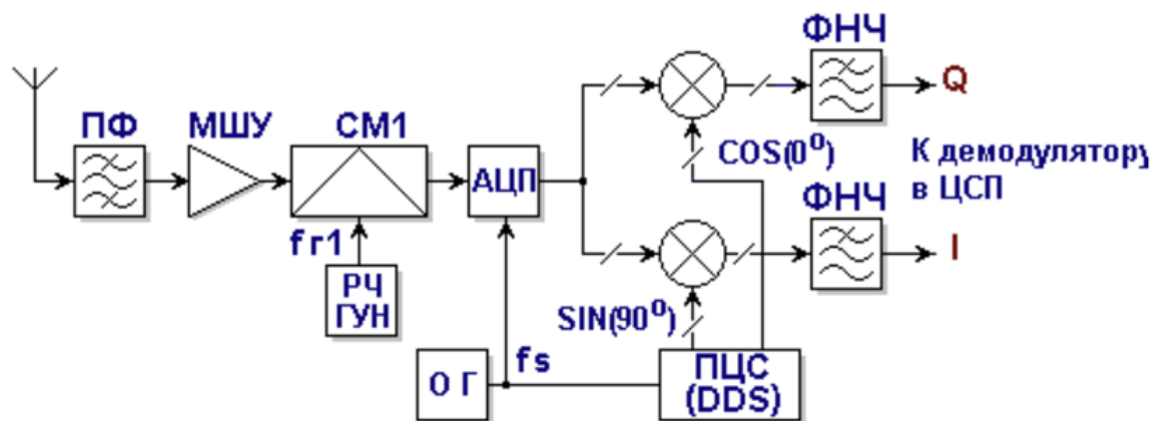


Рис. 3: Схема приёмника с цифровой обработкой на ПЧ

## 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.

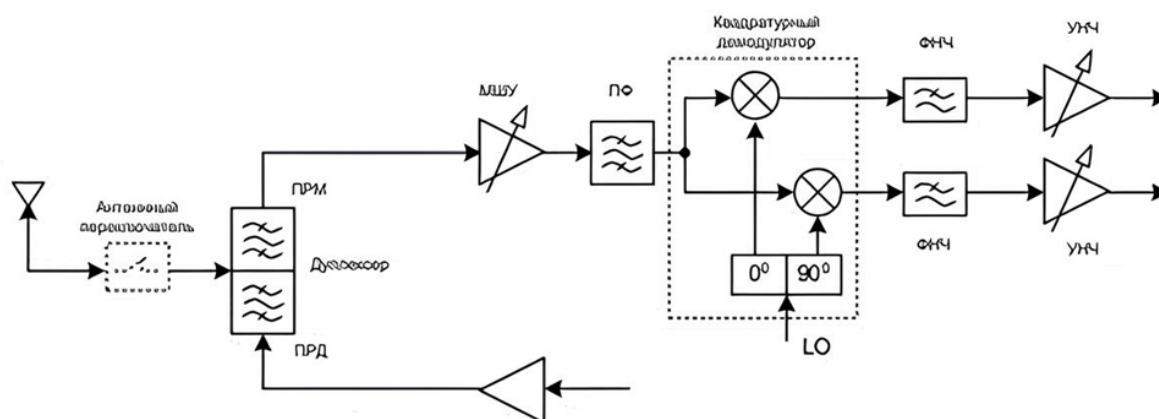


Рис. 4: Расширенная схема приёмника прямого преобразования

## 3 Выбор компонентов системы

### 3.1 Выбор малошумящего усилителя (МШУ)

Для обеспечения необходимой чувствительности приёмника и минимизации шумов, в качестве малошумящего усилителя выбран чип **Infineon BGA9H1MN9**. Он обеспечивает высокий коэффициент усиления и низкий коэффициент шума в диапазоне частот UMTS 1850–1910 МГц.

Таблица 2: Технические характеристики МШУ BGA9H1MN9

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Infineon
Модель	BGA9H1MN9
Диапазон частот	1700–2200 МГц
Коэффициент усиления	20 дБ
Коэффициент шума (Noise Figure)	0.8 дБ
Рабочее напряжение питания	3.3 В
Ток потребления	50 мА
Тип корпуса	TSLP-9

**Вывод:** усилитель BGA9H1MN9 обеспечивает необходимые параметры усиления и шумов в нужном диапазоне частот и подходит для использования в тракте приёмника.

### 3.2 Выбор полосового ПАВ-фильтра (SAW)

Для фильтрации принимаемого сигнала и подавления побочных каналов выбран SAW-фильтр **SF1880BA02524S**, обладающий подходящей центральной частотой и малыми потерями в полосе пропускания.

Таблица 3: Технические характеристики SAW-фильтра SF1880BA02524S

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Spectrum Control
Модель	SF1880BA02524S
Центральная частота	1880 МГц
Рабочий диапазон частот	1850–1910 МГц
Вставные потери (Insertion loss)	2.45 дБ (тип.)
Пульсации в полосе	1.2 дБ (тип.)
АЧХ вне полосы (аттенюация)	30 дБ вне диапазона
Согласованная нагрузка	50 Ом

**Вывод:** фильтр SF1880BA02524S обеспечивает малое затухание и хорошую фильтрацию вне полосы приёма в диапазоне 1850–1910 МГц и может использоваться в приёмнике UMTS-базовой станции.

### 3.3 Выбор демодулятора

Для реализации квадратурного приёма и преобразования радиочастотного сигнала в базовую полосу (I/Q), в приёмном тракте используется демодулятор **Analog**

**Devices ADRF6820.** Он обеспечивает стабильные характеристики в широком диапазоне частот и подходит для диапазона UMTS 1850–1910 МГц.

Таблица 4: Технические характеристики демодулятора ADRF6820

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Analog Devices
Модель	ADRF6820
Диапазон входных частот (RF)	695–2700 МГц
Диапазон частот гетеродина (LO)	356–2850 МГц
Тип выходного сигнала	I/Q, дифференциальный
Коэффициент усиления (Conversion Gain)	1.5 дБ
Коэффициент шума (Noise Figure)	11.6 дБ
Ширина полосы демодулированного сигнала	до 600 МГц
Регулируемое ослабление сигнала (DSA)	0...15 дБ, шаг 1 дБ
Корпус	LF CSP-40, 6×6 мм

**Вывод:** демодулятор ADRF6820 подходит по диапазону рабочих частот и обеспечивает необходимые характеристики усиления и фильтрации для корректной работы приёмного тракта в UMTS 1850–1910 МГц.

### 3.4 Выбор дуплексера

Дуплексер используется для раздельного приёма и передачи сигналов в одном антенно-фидерном тракте. Он обеспечивает разделение частотных каналов передачи и приёма, а также необходимую изоляцию между ними. В соответствии с техническим заданием, система работает в диапазоне частот приёма 1850–1910 МГц и передачи 1945–2005 МГц, что требует дуплексера с разносом 95 МГц.

В связи с отсутствием на рынке стандартных дуплексеров на диапазон (1850–1910 / 1945–2005 МГц), выбран ближайший по параметрам компонент — **AM1880-1960D1004**. Он обеспечивает необходимые характеристики в диапазоне приёма 1850–1910 МГц, но диапазон передачи ограничен верхней границей 1990 МГц, в связи с чем возможна потеря до 15 МГц верхней части диапазона передачи. Несмотря на это, дуплексер обеспечивает высокую изоляцию и низкие потери, что делает его пригодным для демонстрационной и лабораторной реализации устройства.

Таблица 5: Технические характеристики дуплексера AM1880-1960D1004

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Anatech Electronics
Модель	AM1880-1960D1004
Диапазон частот приёма (RX)	1850–1910 МГц
Диапазон частот передачи (TX)	1930–1990 МГц
Изоляция RX/TX	60 дБ
Затухание (Insertion Loss)	2 дБ
Return Loss	18 дБ
Импеданс	50 Ом
Мощность	5 Вт



**Вывод:** несмотря на неполное перекрытие диапазона передачи, дуплексер AM1880-1960D1004 обеспечивает необходимые характеристики по приёму и хорошую изоляцию. Он может использоваться в данном проекте как технически обоснованная альтернатива в условиях ограниченного ассортимента компонентов.

Стоит заметить, что при расчётах принято типовое значение  $L_{TX/RX} = 35$  дБ, несмотря на то, что фактическая изоляция дуплексера AM1880-1960D1004 превышает 60 дБ.

### 3.5 Выбор аналого-цифрового преобразователя (АЦП)

Для преобразования сигнала в цифровую форму после усиления и фильтрации выбран двухканальный АЦП **Analog Devices AD6600**. Он обеспечивает необходимую полосу, частоту дискретизации и динамический диапазон, а также поддерживает автоматическую регулировку усиления (AGC), что особенно важно при переменном уровне входного сигнала.

Таблица 6: Технические характеристики АЦП AD6600

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Analog Devices
Модель	AD6600
Диапазон входных частот	70–250 МГц
Разрядность	11 бит
Частота дискретизации	до 20 Мвыб/с на канал
Количество каналов	2 (раздельных или diversity)
Полный динамический диапазон	>100 дБ (с AGC и цифровой обработкой)
Встроенное автоматическое регулирование усиления	до 30 дБ
Питание	5 В
Потребляемая мощность	775 мВт
Тип корпуса	44-контактный LQFP

**Вывод:** АЦП AD6600 полностью соответствует требованиям системы по полосе, точности и скорости преобразования. Встроенная функция AGC упрощает согласование уровней сигнала и повышает стабильность работы тракта при переменных условиях приёма.

### 3.6 Выбор программируемого усилителя с ФНЧ

Для стабилизации уровня сигнала перед подачей на АЦП, а также подавления мешающих сигналов за пределами полезной полосы, в видеотракте приёмника используется программируемый усилитель с фильтром нижних частот **LTC6603**. Он идеально подходит для работы после демодуляции, обеспечивая линейно-фазовую фильтрацию и точную настройку усиления в диапазоне до 24 дБ.

Таблица 7: Технические характеристики LTC6603

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Linear Technology
Модель	LTC6603
Назначение	ФНЧ + программируемый усилитель
Макс. полоса пропускания	до 2.5 МГц
Программируемое усиление	0 / 6 / 12 / 24 дБ
Коэффициент шума	-145 дБм/Гц
Фазовая симметрия каналов	1.5° макс.
Напряжение питания	2.7–3.6 В
Тип корпуса	QFN 4×4 мм

**Вывод:** компонент LTC6603 отлично подходит для работы в видеотракте после демодуляции сигнала WCDMA. Он обеспечивает необходимое усиление, избирательность и стабильность параметров для дальнейшей цифровой обработки.

### 3.7 Выбор усилителя с переменным усилением (VGA)

Для согласования уровней сигнала и обеспечения необходимой гибкости регулировки усиления в трактах нижних частот выбран чип **Analog Devices AD8338**. Он обладает широким диапазоном усиления, низким уровнем шума и полностью дифференциальной архитектурой, что делает его идеальным выбором для систем приёма сигналов с низкой частотой (IF).

Таблица 8: Технические характеристики усилителя AD8338

Параметр	Значение
Фирма-изготовитель	Analog Devices
Модель	AD8338
Диапазон частот	До 18 МГц
Диапазон усиления	От 0 до 80 дБ (управляется напряжением)
Шум (Input Referred Noise)	4.5 нВ/Гц при усилении 80 дБ
Напряжение питания	3.0–5.0 В
Потребляемый ток	3 мА при усилении 40 дБ
Тип корпуса	16-lead LFCSP

**Вывод:** усилитель AD8338 обеспечивает стабильную работу в пределах необходимой полосы частот и предоставляет гибкие возможности регулировки усиления. Его характеристики соответствуют требованиям приёмного тракта.

## 4 Расчёт

### 4.1 Заданные параметры

- Мощность полезного сигнала:  $P_{DPCH} = -121$  дБм =  $-151$  дБВт - уровень полезного сигнала (канала DPCH) на входе антенны  
Перевод: дБВт= дБм - 30, т. е. 0 дБм=1 мВт, то 0 дБВт=1 Вт
- Коэффициент усиления МШУ:  $G_{LNA} = 20$  дБ
- Коэффициент шума (Noise Figure) МШУ:  $NF_{LNA} = 0.8$  дБ
- Затухание в полосовом фильтре (Band-Pass Filter):  $L_{BPF} = 2.5$  дБ
- Запас на неточности реализации цифровой обработки (Implementation Margin):  $L_{IM} = 2$  дБ Учитывает все реальные потери, погрешности, допуски, квантизацию, фазовые шумы и т. д.
- Коэффициент шума демодулятора:  $NF_{DEM} = 11.6$  дБ
- Коэффициент усиления демодулятора:  $G_{DEM} = 1.5$  дБ
- Затухание ANT-RX:  $L_{RX} = 2$  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

### 4.2 Расчёт чувствительности приёмника

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

#### 4.2.1 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:  $NF_{LNA} = 0.8$  дБ
- Усиление МШУ:  $G_{LNA} = 20$  дБ
- Затухание в полосовом фильтре:  $L_{BPF} = 2.45$  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:  
 $L_{IM} = 1$  дБ
- Processing Gain: энергетический выигрыш вследствие свёртки шумоподобного сигнала PNS (определяется из соотношения ширины спектра сигнала WCDMA и полосы полезного информационного сигнала после свёртки):

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

#### 4.2.2 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  $P_N(BW) = -70$  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:

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

Подставляем значения:

$$\begin{aligned} NF_{\Sigma} &= 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{\frac{1}{10}} + \frac{10^{\frac{11.6}{10}} - 1}{10^{\frac{15-2.5}{10}}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left( 1.26 + \frac{14.45 - 1}{59.18} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10}(1.26 + 0.175) = 10 \cdot \log_{10}(1.435) \approx 1.58 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (5)$$

Суммарный шум приёмника:

$$P_{N0} = P_{thermal} + NF_{\Sigma} = -108.4 \text{ дБм} + 1.57 \text{ дБм} = -106.8 \text{ дБм} \quad (6)$$

#### 4.2.3 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:

$$P_{NI} = 10 \cdot \log_{10} (10^{-11.11} + 10^{-10.68} + 10^{-10.5}) \approx -102.2 \text{ дБм} \quad (8)$$

Отношение сигнал/шум+помеха:

$$\left( \frac{S}{N+I} \right) = P_{DPCH} - P_{NI} = -121 - (-101.9) = -18.8 \text{ дБ} \quad (9)$$

#### 4.2.4 Переход к эффективному значению

$$\left( \frac{S}{N+I} \right)_{EFF} = \left( \frac{S}{N+I} \right) - LIM + G_{PG} = -18.8 - 1 + 25 = 5.2 \text{ дБ} \quad (10)$$

#### 4.2.5 Вывод:

полученное значение 5.2 дБ в точности равно требуемому, что подтверждает выполнение условия чувствительности приёмника.

Для получения значения с запасом аргументированно скорректируем некоторые параметры:

- Уменьшено затухание в полосовом фильтре до  $L_{BPF} = 2.2 \text{ дБ}$  — в соответствии с типичными значениями для выбранного SAW-фильтра SF1880BA02524S.
- Снижено значение шума от передатчика до  $P_N^{TX} = -106 \text{ дБм}$  — допустимо при использовании качественного дуплексера.
- Усиление МШУ округлено до  $G_{LNA} = 20.5 \text{ дБ}$  — соответствует типичному значению в рабочем диапазоне частот.

В результате получено эффективное отношение сигнал/шум+помеха =  $\frac{S}{(N+I)_{EFF}} = 5.74 \text{ дБ}$ , что превышает требуемый уровень 5.2 дБ с уверенным запасом.

### 4.3 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<sup>-3</sup>) в присутствии мешающего сигнала по соседнему каналу (смещение по частоте на ±5 МГц).

#### 4.3.1 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:  $\pm 5$  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:

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

#### 4.3.2 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

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

#### 4.3.3 Расчёт отношения «сигнал/помеха» без фильтрации

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

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  $\pm 5$  МГц минимум на 46 дБ, чтобы обеспечить требуемое качество приёма.

#### 4.3.4 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  $\pm 5$  МГц от полезного сигнала, и при соответствующей настройке фильтра, можно ожидать подавление на уровне  $-46$  дБ или выше.

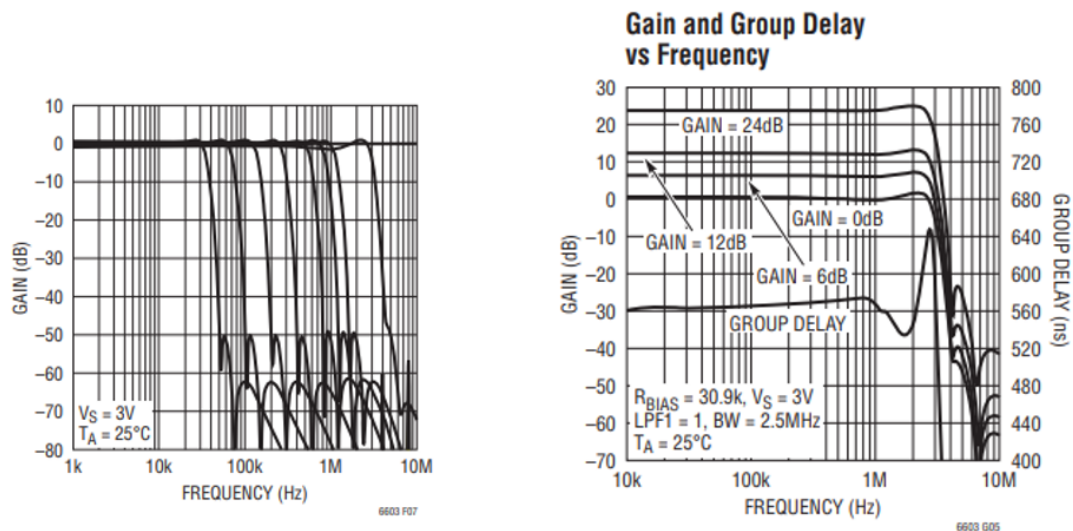


Figure 7. Frequency Response Controlled by LTC2621-1

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  $\pm 5$  МГц LTC6603 обеспечивает стабильное подавление 46 дБ

#### 4.3.5 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:

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

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

#### 4.3.6 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.

### 4.4 Требуемое сквозное усиление приёмника

#### 4.4.1 Диапазон входных сигналов

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

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

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

Таким образом, требуемый динамический диапазон приёмника составляет 90 дБ.

#### 4.4.2 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:

- $P_{out_{min}} = -12$  дБм — минимальный уровень, необходимый для устойчивой работы АЦП
- $P_{out_{max}} = -2$  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:

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

#### 4.4.3 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 9: 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

#### 4.4.4 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.

#### 4.4.5 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

#### 4.4.6 Расчёт усиления радиотракта

Учитываются следующие компоненты:

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

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

##### 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. Также стоит заметить, что выбранные компоненты не зависят от диапазона работы радиостанции, т.к. работают на низких частотах после преобразования частоты и не чувствительны к радиодиапазону.

#### 4.4.7 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.

#### 4.4.8 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  $G_{max} = 113$  дБ и обеспечивает необходимый запас.

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

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

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.

## 5 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 LNA - Infineon BGA9H1MN9](#)
8. [Datasheet for SAW filter - SF1880BA02524S](#)
9. [Datasheet for I/Q Demodulator - ADRF6820](#)
10. [Datasheet for Duplexer - AM1880-1960D1004](#)
11. [Datasheet for Low-Pass Ffilter with amplification - LTC6603](#)
12. [Datasheet for variable gain amplifier - AD8338](#)
13. [Datasheet for ADC - AD6600](#)

## 6 Приложение

### 1. МШУ

Datasheet for LNA Infineon BGA9H1MN9

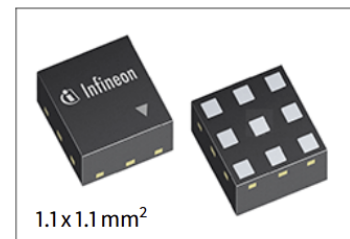


## BGA9H1MN9

**Mid- and High-Band Low Noise Amplifier with Gain Steps and MIPI Control**

### Features

- Operating frequencies: 1.4 - 2.7 GHz
- Insertion power gain: 20.2 dB
- Gain dynamic range: 23 dB
- Low noise figure: 0.6 dB
- Low current consumption: 5.8 mA
- Multi-state control: Gain- and Bypass-Modes
- Small TSNP leadless package



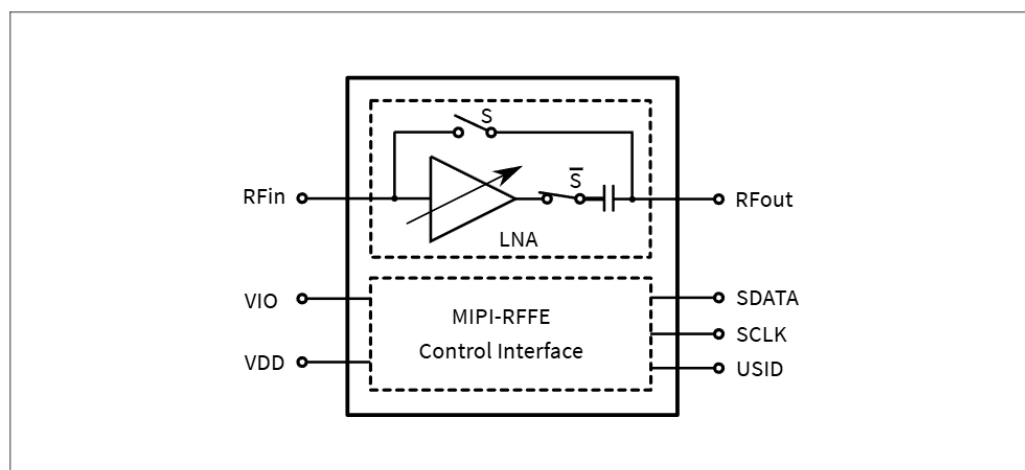
### Potential Applications

The BGA9H1MN9 is designed for 4G and 5G applications covering 3GPP Bands between 1.4 and 2.7 GHz (primarily for bands B1, B3, n41 and B21). Thanks to a high gain and an ultra-low Noise Figure performance of the LNA frontend losses can be compensated and the data rate can be significantly improved. The MIPI interface provides a comprehensive control over multiple gain steps and bias modes to increase the overall system dynamic range.

### Product Validation

Qualified for industrial applications according to the relevant tests of JEDEC47/20/22.

### Block Diagram



## 2. SAW фильтр

Datasheet for SAW filter - SF1880BA02524S



**1880 MHz SAW Filter**  
**60 MHz Bandwidth**  
**Part Number: SF1880BA02524S**

### DESCRIPTION

- 1880 MHz SAW filter
- 3 x 3 mm LCC package.
- RoHS compliant.

### A. MAXIMUM RATING

1. Input Power Level: 10 dB<sub>m</sub>
2. DC voltage: 5 V
3. Operating Temperature: -30°C to +85°C
4. Storage Temperature: -40°C to +85°C

### B. ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Item	Min.	Typ.	Max.
<b>Center frequency</b> <b>F<sub>c</sub></b> (dB)	-	1880	-
<b>Insertion loss</b> (1850~1910 MHz) <b>IL</b> (dB)	-	2.45	4.0
<b>Amplitude ripple</b> (1850~1910 MHz)    (dB)	-	1.2	2.5
<b>Attenuation</b> (Reference level from 0 dB)			
D.C. ~ 1660    MHz                      (dB)	20	32	-
1660 ~ 1721    MHz                      (dB)	30	35	-
1721 ~ 1800    MHz                      (dB)	20	37	-
1930 ~ 1990    MHz                      (dB)	7	19	-
2000 ~ 2040    MHz                      (dB)	25	37	-
2040 ~ 2480    MHz                      (dB)	31	38	-
3700 ~ 3820    MHz                      (dB)	25	35	-
<b>Input/Output Return Loss</b> (1850~1910 MHz)	7.4	13	-
<b>Source impedance</b> Z <sub>s</sub> (Ω)	-	50	-
<b>Load impedance</b> Z <sub>L</sub> (Ω)	-	50	-

Note1. The standard definitions are in JIS C 6703.

# Datasheet for I/Q Demodulator - ADRF6820



## 695 MHz to 2700 MHz, Quadrature Demodulator with Integrated Fractional-N PLL and VCO

## Data Sheet

ADRF6820

## FEATURES

**1/Q demodulator with integrated fractional-N PLL**  
**RF input frequency range:** 695 MHz to 2700 MHz  
**Internal LO frequency range:** 356.25 MHz to 2850 MHz  
**Input P1dB:** 14.5 dBm at 1900 MHz RF  
**Input IP3:** 35 dBm at 1900 MHz RF  
**Programmable HD3/IP3 trim**  
**Single pole, double throw (SPDT) RF input switch**  
**RF digital step attenuation range:** 0 dB to 15 dB  
**Integrated RF tunable balun for single-ended 50  $\Omega$  input**  
**Multicore integrated VCO**  
**Demodulated 1 dB bandwidth:** 600 MHz  
**Demodulated 3 dB bandwidth:** 1400 MHz  
**4 selectable baseband gain and bandwidth modes**  
**Digital programmable LO phase offset and dc nulling**  
**Programmable via 3-wire serial port interface (SPI)**  
**40-lead, 6 mm  $\times$  6 mm LFCSF**

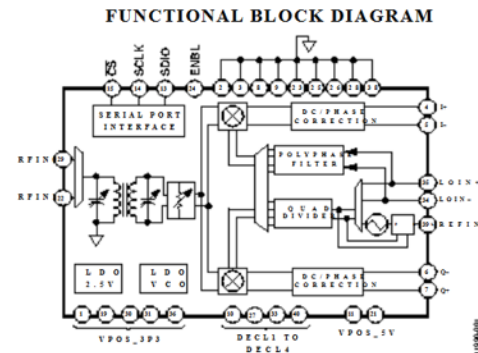


Figure 1.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
RF INPUT					MHz
RF Frequency Range		695		2700	MHz
Return Loss			15		dB
Input Impedance			50		$\Omega$
Input Power				18	dBm
LO FREQUENCY					MHz
Internal LO Frequency Range		356.25		2850	MHz
External LO Frequency Range		350		6000	MHz
LO Input Level		-6		+6	dBm
LO Input Impedance			50		$\Omega$
LO Harmonic Rejection <sup>1</sup>	2x LO at output of external LO (LO = 1900 MHz)		-30		dBc
SUPPLY VOLTAGE <sup>2</sup>					V
VPOS_3P3		3.1	3.3	3.5	V
VPOS_5V		4.7	5.0	5.25	V
RF ATTENUATION RANGE	Step size = 1 dB	0		15	dB
Digital Step Attenuator (DSA)	Step error between two adjacent DSA code		$\pm 0.5$		dB
	Attenuation accuracy		$\pm 1.0$		dB
IF OUTPUTS					dB
Gain Flatness	Across any 20 MHz bandwidth		0.2		dB
Quadrature Phase Error	No correction applied		1		Degrees
I/Q Amplitude Imbalance	No correction applied		0.1		dB
Output DC Offset	No correction applied		20		mV
Output Common Mode		1.5		2.4	V
I/Q Output Impedance	Differential		50		$\Omega$
TOTAL POWER CONSUMPTION	External LO, polyphase filter LO path		1100		mW
	Internal PLL/VCO, 2x LO path		1400		mW

$f_{RF} = 1900 \text{ MHz}$				
Conversion Gain	Voltage gain	+3	−3	dB
Input P1dB		12	14.5	dBm
Input IP3		33	35	dBm
Input IP2		58	57	dBm
Noise Figure	Internal LO	18	20	dB
	External LO	17.5	19.5	dB
LO to RF Leakage		−75	−75	dBm
RF to LO Leakage		−64	−64	dBm
LO to IF Leakage	With respect to −5 dBm RF input power	−64.5	−64.5	dBc
RF to IF Leakage	With respect to −5 dBm RF input power	−43.5	−43.5	dBc



#### 4. Дуплексер

##### [Datasheet for Duplexer filter - AM1880-1960D1004](#)



### AM1880-1960D1004

RF Duplexer by [Anatech Electronics](#) (507 more products)

[Download Datasheet](#)

[Request Quote](#)

The AM1880-1960D1004 from Anatech Electronics is a RF Duplexer with Frequency 1850 to 1910 MHz / 1930 to 1990 MHz, Band 1 1850 to 1910 MHz, Band 2 1930 to 1990 MHz, Power 5 W, Insertion Loss 3.2 to 3.4 dB. Tags: Surface Mount, Ceramic. More details for AM1880-1960D1004 can be seen below.

### [Product Specifications](#)

[View similar products >>](#)

Product Details	
Part Number	AM1880-1960D1004
Manufacturer	Anatech Electronics
Description	1850-1910 MHz / 1930-1990 MHz Ceramic Duplexer
General Parameters	
Frequency	1850 to 1910 MHz / 1930 to 1990 MHz
Band 1	1850 to 1910 MHz
Band 2	1930 to 1990 MHz
Power	5 W
Insertion Loss	3.2 to 3.4 dB
Isolation	50 dB
Return Loss	10 dB
Impedance	50 Ohms
Ripple	2.3 dB
Grade	Space, Military, Commercial
Package Type	Surface Mount, Ceramic
package	SMT
Dimension	61.85 x 11.2 x 8 mm

## 5. ФНЧ с усилением

Datasheet for Low-Pass Filter with amplification - LTC6603



LTC6603

## Dual Adjustable Lowpass Filter

### FEATURES

- Guaranteed Phase and Gain Matching Specs
- Programmable BW Up to 2.5MHz
- Programmable Gain (0dB/6dB/12dB/24dB)
- 9th Order Linear Phase Response
- Differential, Rail-to-Rail Inputs and Outputs
- Low Noise: -145dBm/Hz (Input Referred)
- Low Distortion: -75dBc at 200kHz
- Simple Pin Programming or SPI Interface
- Set the Max Speed/Power with an External R
- Operates from 2.7V to 3.6V
- Input Range from 0V to 5.5V
- 4mm × 4mm QFN Package

### DESCRIPTION

The LTC®6603 is a dual, matched, programmable lowpass filter for communications receivers and transmitters. The selectivity of the LTC6603, combined with its linear phase, phase matching and dynamic range, make it suitable for filtering in many communications systems. With 1.5° phase matching between channels, the LTC6603 can be used in applications requiring pairs of matched filters, such as transceiver I and Q channels. Furthermore, the differential inputs and outputs provide a simple interface for most communications systems.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_{+A} = V_{+D} = V_{+IN} = 3\text{V}$ ,  $V_{ICM} = V_{OCM} = 1.5\text{V}$ , Gain = 0dB, lowpass cutoff = 2.5MHz, internal clocking with  $R_{BIAS} = 30.9\text{k}$  unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Filter Gain Either Channel	External Clock = 80MHz, Filter Cutoff ( $f_C$ )= 156.25kHz, $V_{IN}$ = 3.6V <sub>P-P</sub> , Pin 3 Open					
	DC Gain, Gain Set = 0dB	●				
	$f_{IN}$ = 62.5kHz (0.4 • $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	0.25	0.4	0.55	dB
	$f_{IN}$ = 125kHz (0.8 • $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	-0.5	-0.3	-0.1	dB
	$f_{IN}$ = 156.25kHz ( $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	0.4	0.6	0.8	dB
	$f_{IN}$ = 234.375kHz (1.5 • $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	-0.6	-0.4	-0.2	dB
				-32	-29.5	dB
Matching of Filter Gain	External Clock = 80MHz, Filter Cutoff ( $f_C$ )= 156.25kHz, $V_{IN}$ = 3.6V <sub>P-P</sub> , Pin 3 Open					
	DC Gain, Gain Set = 0dB	●		±0.03	±0.1	dB
	$f_{IN}$ = 62.5kHz (0.4 • $f_C$ )	●		±0.03	±0.1	dB
	$f_{IN}$ = 125kHz (0.8 • $f_C$ )	●		±0.03	±0.1	dB
	$f_{IN}$ = 156.25kHz ( $f_C$ )	●		±0.03	±0.15	dB

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_{+A} = V_{+D} = V_{+IN} = 3\text{V}$ ,  $V_{ICM} = V_{OCM} = 1.5\text{V}$ , Gain = 0dB, lowpass cutoff = 2.5MHz, internal clocking with  $R_{BIAS} = 30.9\text{k}$  unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Filter Phase Either Channel	External Clock = 80MHz, Filter Cutoff ( $f_C$ ) = 156.25kHz, $V_{IN}$ = 3.6V <sub>P-P</sub> , Pin 3 Open					
	$f_{IN}$ = 62.5kHz (0.4 • $f_C$ )	●	158	161	163	deg
	$f_{IN}$ = 125kHz (0.8 • $f_C$ )	●	-44	-39	-36	deg
	$f_{IN}$ = 156.25kHz ( $f_C$ )	●	-152	-146	-142	deg
Matching of Filter Phase	External Clock = 80MHz, Filter Cutoff ( $f_C$ ) = 156.25kHz, $V_{IN}$ = 3.6V <sub>P-P</sub> , Pin 3 Open					
	$f_{IN}$ = 62.5kHz (0.4 • $f_C$ )	●		±0.2	±1.5	deg
	$f_{IN}$ = 125kHz (0.8 • $f_C$ )	●		±0.4	±3	deg
	$f_{IN}$ = 156.25kHz ( $f_C$ )	●		±0.5	±4	deg
Filter Gain Either Channel	External Clock = 80MHz, Filter Cutoff ( $f_C$ ) = 2.5MHz, $V_{IN}$ = 3.6V <sub>P-P</sub> , Pin 3 Open					
	DC Gain, Gain Set = 0dB	●	0	0.5	1.2	dB
	$f_{IN}$ = 1MHz (0.4 • $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	-2	-0.8	-0.1	dB
	$f_{IN}$ = 2MHz (0.8 • $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	-0.7	0.4	1.5	dB
	$f_{IN}$ = 2.5MHz ( $f_C$ ), Relative to DC Gain	●	-1.1	0.1	1	dB
	$f_{IN}$ = 4MHz (1.5 • $f_C$ ), Relative to DC Gain	●		-43	-32.6	dB

6. Усилитель с переменным усилением  
[Datasheet for variable gain amplifier - AD8338](#)

**ANALOG DEVICES** Low Power, 18 MHz Variable Gain Amplifier

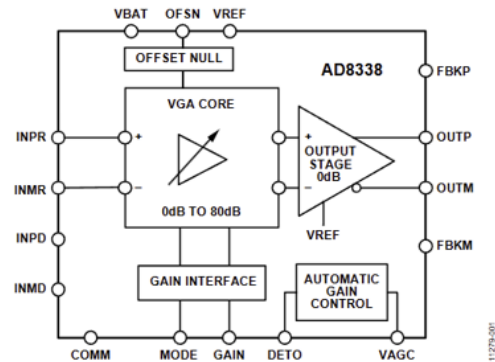
Data Sheet

**AD8338**

**FEATURES**

Voltage controlled gain range of 0 dB to 80 dB  
 3 mA supply current at gain of 40 dB  
 Low frequency (LF) to 18 MHz operation  
 Supply range: 3.0 V to 5.0 V  
 Adjustable gain range  
 Low noise: 4.5 nV/√Hz  
 Fully differential signal path  
 Offset correction (offset null) feature  
 Adjustable bandwidth  
 Internal 1.5 V reference  
 16-lead LFCSP  
 Automatic gain control feature  
 Wide gain range for high dynamic range signals

**FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM**



**ADDITIONALS**

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT INTERFACE</b>					
Gain Range	Standard configuration using the INPR and INMR inputs	0		80	dB
Gain Span			80		dB
Input Voltage Range			3		V <sub>p-p</sub>
Input 1 dB Compression	Differential input, V <sub>CM</sub> = 1.5 V, gain = 0.1 V/0 dB				
	f = 400 kHz		2.2		V <sub>p-p</sub>
	f = 1 MHz		2		V <sub>p-p</sub>
	f = 4 MHz		1.6		V <sub>p-p</sub>
	f = 10 MHz		0.75		V <sub>p-p</sub>
-3 dB Bandwidth			18		MHz
Gain Accuracy	Standard configuration using the INPR and INMR inputs; 0.1 V < V <sub>GAIN</sub> < 1.1 V	-2	+0.5	+2	dB
Input Resistance	Standard configuration using the INPR and INMR inputs	0.8	1	1.2	kΩ
Input Capacitance			2		pF
<b>OUTPUT INTERFACE</b>					
Small Signal Bandwidth	V <sub>GAIN</sub> = 0.6 V		18		MHz
Peak Slew Rate	V <sub>GAIN</sub> = 0.6 V		50		V/μs
Peak-to-Peak Output Swing	Differential output		2.8		V <sub>p-p</sub>
Common-Mode Voltage			1.5		V
Input-Referred Noise Voltage	Standard configuration using the INPR and INMR inputs		4.5		nV/√Hz
	Driving external 47 Ω input resistors connected to INPD and INMD		1.5		nV/√Hz
Offset Voltage	RTO, V <sub>GAIN</sub> = 0.1 V, offset null on	-10		+10	mV
	RTO, V <sub>GAIN</sub> = 0.6 V, offset null on	-10		+10	mV
	RTO, V <sub>GAIN</sub> = 0.1 V, offset null off	-50		+50	mV
	RTO, V <sub>GAIN</sub> = 0.6 V, offset null off	-200		+200	mV
<b>POWER SUPPLY</b>					
VBAT		3.0		5.0	V
I <sub>VBAT</sub>	Min gain, V <sub>GAIN</sub> = 0.1 V		6.0	8.0	mA
	Mid gain, V <sub>GAIN</sub> = 0.6 V		3.0	3.8	mA
	Max gain, V <sub>GAIN</sub> = 1.1 V		4.5	6.0	mA
<b>GAIN CONTROL</b>					
Gain Voltage		0.1		1.1	V
Gain Slope		77	80	83	dB/V
			12.5		mV/dB

## 7. AIQI

Datasheet for ADC - AD6600



# Dual Channel, Gain-Ranging ADC with RSSI

## AD6600

### FEATURES

**Dual IF Inputs, 70 MHz–250 MHz**  
**Diversity or Two Independent IF Signals**  
**Separate Attenuation Paths**  
**Oversample RF Channels**  
**20 MSPS on a Single Carrier**  
**10 MSPS/Channel in Diversity Mode**  
**Total Signal Range 90+ dB**  
**30 dB from Automatic Gain-Ranging (AGC)**  
**60 dB from A/D Converter**  
**Range >100 dB After Processing Gain**  
**Digital Outputs**  
**11-Bit ADC Word**  
**3-Bit RSSI Word**  
**2× Clock, A/B Indicator**  
**Single 5 V Power Supply**  
**Output DVCC 3.3 V or 5 V**  
**775 mW Power Dissipation**

### APPLICATIONS

**Communications Receivers**  
**PCS/Cellular Base Stations**  
**GSM, CDMA, TDMA**  
**Wireless Local Loop, Fixed Access**

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD6600 mixed-signal receiver chip directly samples signals at analog input frequencies up to 250 MHz. The device includes

two input channels, each with 1 GHz input amplifiers and 30 dB of automatic gain-ranging circuitry. Both channels are sampled with a 450 MHz track-and-hold followed by an 11-bit, 20 MSPS analog-to-digital converter. Digital RSSI outputs, an A/B channel indicator, a 2× Clock output, references, and control circuitry are all on-chip. Digital output signals are two's complement, CMOS-compatible and interface directly to 3.3 V or 5 V digital processing chips.

The primary use for the dual analog input structure is sampling both antennas in a two-antenna diversity receiver. However, Channels A and B may also be used to sample two independent IF signals. Diversity, or dual-channel mode, is limited to 10 MSPS per channel. In single-channel mode, the full clock rate of 20 MSPS may be applied to a single carrier.

The AD6600 may be used as a stand-alone sampling chip, or it may be combined with the AD6620 Digital Receive Signal Processor. The AD6620 provides 10 dB–25 dB of additional processing gain before passing data to a fixed- or floating-point DSP.

Driving the AD6600 is simplified by using the AD6630 differential IF amplifier. The AD6630 is easily matched to inexpensive SAW filters from 70 MHz to 250 MHz.

Designed specifically for cellular/PCS receivers, the AD6600 supports GSM, IS-136, CDMA and Wireless LANs, as well as proprietary air interfaces used in WLL/fixed-access systems.

Units are available in plastic, surface-mount packages (44-lead LQFP) and specified over the industrial temperature range (–40°C to +85°C).

## DC SPECIFICATIONS (AVCC = 5 V, DVCC = 3.3 V; T<sub>MIN</sub> = –40°C, T<sub>MAX</sub> = +85°C unless otherwise noted.)

Parameter	Temp	Test Level	AD6600AST			Unit
			Min	Typ	Max	
<b>ANALOG INPUTS (AIN, <math>\overline{\text{AIN}}</math>/BIN, <math>\overline{\text{BIN}}</math>)</b>						
Differential Analog Input Voltage Range <sup>1</sup>	Full	V		2.0		V p-p
Differential Analog Input Resistance <sup>2</sup>	Full	IV	160	200	240	Ω
Differential Analog Input Capacitance	25°C	V		1.5		pF
<b>PEAK DETECTOR (Internal), RSSI</b>						
Resolution				3		Bits
RSSI Gain Step	Full	V		6		dB
RSSI Hysteresis <sup>3</sup>	Full	V		6		dB
<b>RESONANT PORT (FLT, <math>\overline{\text{FLT}}</math>)</b>						
Differential Port Resistance	Full	V		630		Ω
Differential Port Capacitance	Full	V		1.75		pF
<b>A/D CONVERTER</b>						
Resolution	Full	IV		11		Bits
<b>ENCODE INPUTS (ENC, <math>\overline{\text{ENC}}</math>)</b>						
Differential Input Voltage (AC-Coupled) <sup>4</sup>	Full	IV	0.4			V p-p
Differential Input Resistance	25°C	V		11		kΩ
Differential Input Capacitance	25°C	V		2.5		pF
<b>A/B MODE INPUTS (A_SEL, B_SEL)<sup>5</sup></b>						
Input High Voltage Range	Full	IV	4.75		5.25	V
Input Low Voltage Range	Full	IV	0.0		0.5	V
<b>POWER SUPPLY</b>						
Supply Voltages						
AVCC	Full	II	4.75	5.0	5.25	V
DVCC	Full	IV	3.0	3.3	5.25	V
Supply Current						
I <sub>AVCC</sub> (AVCC = 5.0 V)	Full	II		145	182	mA
I <sub>DVCC</sub> (DVCC = 3.3 V)	Full	II		15	20	mA
<b>POWER CONSUMPTION<sup>6</sup></b>						
	Full	II		775	976	mW