

**Министерство цифрового развития, связи и массовых  
коммуникаций Российской Федерации**

**Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное  
бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
Московский технический университет связи и информатики  
Кафедра «Радиооборудование и схемотехника»**

**Курсовой проект**

По дисциплине:  
«Радиоприёмные устройства»

**Разработка приёмника базовой станции UMTS  
(диапазон 1850–1910 МГц)**

Выполнил: Игров А.М  
(гр. БРМ2202)  
Проверил: Пестряков А.В.

Москва 2025 г.

# Содержание

<b>1</b>	<b>Техническое задание</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Выбор структуры приёмника</b>	<b>5</b>
2.1	Супергетеродинный приёмник . . . . .	5
2.2	Приёмник прямого преобразования . . . . .	6
2.3	Приёмник с цифровой обработкой на ПЧ . . . . .	7
2.4	Выбор схемы . . . . .	8
<b>3</b>	<b>Выбор компонентов системы</b>	<b>9</b>
3.1	Выбор малошумящего усилителя (МШУ) . . . . .	9
3.2	Выбор полосового ПАВ-фильтра (SAW) . . . . .	9
3.3	Выбор демодулятора . . . . .	10
3.4	Выбор дуплексера . . . . .	10
3.5	Выбор аналого-цифрового преобразователя (АЦП) . . . . .	11
3.6	Выбор программируемого усилителя с ФНЧ . . . . .	12
3.7	Выбор усилителя с переменным усилением (VGA) . . . . .	12
<b>4</b>	<b>Расчёт</b>	<b>14</b>
4.1	Заданные параметры . . . . .	14
4.2	Расчёт чувствительности приёмника . . . . .	14
4.2.1	Исходные данные . . . . .	14
4.2.2	Расчёт теплового шума и суммарного коэффициента шума .	16
4.2.3	Расчёт результирующего отношения «сигнал/(шум + помеха)»	17
4.2.4	Переход к эффективному значению . . . . .	17
4.2.5	Вывод: . . . . .	17
4.3	Расчёт избирательности по соседнему каналу . . . . .	17
4.3.1	Исходные данные . . . . .	17
4.3.2	Расчёт отношения «сигнал/(шум+помеха)» для тестового сигнала без учёта помехи по соседнему каналу . . . . .	18
4.3.3	Расчёт отношения «сигнал/помеха» без фильтрации . . . . .	19
4.3.4	Обоснование выбора цифрового фильтра . . . . .	19
4.3.5	Расчёт итогового эффективного отношения «сигнал/(шум + помеха)» . . . . .	20
4.3.6	Вывод . . . . .	21
4.4	Требуемое сквозное усиление приёмника . . . . .	21
4.4.1	Диапазон входных сигналов . . . . .	21
4.4.2	Выбор АЦП и допустимые уровни . . . . .	21
4.4.3	Оценка минимального и максимального усиления тракта . .	22
4.4.4	Параметры выбранного АЦП . . . . .	22
4.4.5	Оценка максимальной мощности на входе АЦП . . . . .	22
4.4.6	Расчёт диапазона усиления приёмного тракта . . . . .	23
4.4.7	Расчёт усиления радиотракта . . . . .	23
4.4.8	Обоснование выбора схемы усиления из двух УНЧ . . . . .	24
4.4.9	Окончательное сквозное усиление приёмного тракта . . . . .	24
<b>5</b>	<b>Список используемой литературы</b>	<b>26</b>
<b>6</b>	<b>Приложение</b>	<b>27</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
Нестабильность частоты БС	$\pm 0.05$ ppm (Wide Area BS)
Нестабильность частоты АС (принимаемого сигнала)	также $\pm 0.05$ ppm
BER	$\leq 0.001$
$E_b/N_0$	$\geq 5.2$ дБ
Чувствительность BS	–121 дБм (12.2 kbps)
Избирательность по соседнему каналу	–117 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)

## Примечания

Избирательность по соседнему каналу: –117 дБм / –52 дБм,  $\pm 5$  МГц.

Приём полезного сигнала с уровнем –117 дБм в присутствии мешающего сигнала по соседнему каналу (на смещении  $\pm 5$  МГц) с уровнем –52 дБм. Уровень ошибок BER 0.001 должен сохраняться.

Избирательность по побочным каналам: согласно 3GPP TS 25.101, п. 7.6. - см. табл. на рисунке [1]

Согласно требованиям стандарта 3GPP TS 25.101 (раздел 7.6), приёмник должен сохранять корректную работу при уровне побочного сигнала до –56 дБм на смещении  $\pm 10$  МГц и до –44 дБм на  $\pm 15$  МГц, при уровне полезного сигнала –114 дБм. Это определяет минимальные характеристики избирательности по побочным каналам.

ppm - частей на миллион.

Нестабильность частоты принимаемого сигнала считается равной нестабильности частоты передающей стороны (БС), так как приёмник синхронизируется на сигнал БС.

## 7.6.1 Minimum requirement

The BER shall not exceed 0.001 for the parameters specified in Table 7.6 and Table 7.7. For Table 7.7 up to 24 exceptions are allowed for spurious response frequencies in each assigned frequency channel when measured using a 1 MHz step size.

**Table 7.6: In-band blocking**

Parameter	Unit	Level	
DPCH_Ec	dBm/3.84 MHz	-114	
$\hat{I}_{or}$	dBm/3.84 MHz	-103.7	
$I_{blocking}$ mean power (modulated)	dBm	-56 (for $F_{uw}$ offset $\pm 10$ MHz)	-44 (for $F_{uw}$ offset $\pm 15$ MHz)
UE transmitted mean power	dBm	20 (for Power class 3) 18 (for Power class 4)	

Note:  $I_{blocking}$  (modulated) consists of the common channels needed for tests as specified in Table C.7 and 16 dedicated data channels as specified in Table C.6.

**Table 7.7: Out of band blocking**

Parameter	Unit	Band 1	Band 2	Band 3
DPCH_Ec	dBm/3.84 MHz	-114	-114	-114
I <sub>or</sub>	dBm/3.84 MHz	-103.7	-103.7	-103.7
I <sub>blocking</sub> (CW)	dBm	-44	-30	-15
F <sub>uw</sub> For operation in frequency bands as defined in subclause 5.2(a)	MHz	2050<f <2095 2185<f <2230	2025 <f <2050 2230 <f <2255	1< f <2025 2255<f<12750
F <sub>uw</sub> For operation in frequency bands as defined in subclause 5.2(b)	MHz	1870<f <1915 2005<f <2050	1845 <f <1870 2050 <f <2075	1< f <1845 2075<f<12750
UE transmitted mean power	dBm	20 (for Power class 3) 18 (for Power class 4)		
For operation in bands referenced in 5.2(a), from 2095<f<2110 MHz and 2170<f<2185 MHz, the appropriate in-band blocking or adjacent channel selectivity in subclause 7.5.1 and table 7.6 shall be applied.				
For operation in bands referenced in 5.2(b), 1915<f<1930 MHz and 1990<f<2005 MHz, the appropriate in-band blocking or adjacent channel selectivity in subclause 7.5.1 and table 7.6 shall be applied				

Рис. 1: 3GPP TS 25.101, п7.6: требования к подавлению побочных сигналов и блокировке для приёмников UMTS

## 2 Выбор структуры приёмника

Для выбора схемы приёмника проведем сравнение возможных вариантов реализации.

### 2.1 Супергетеродинный приёмник

#### Принцип работы:

См. схему на рисунке [2]. 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.
- много побочных каналов приёма:

При супергетеродинном приёме входной радиосигнал сначала преобразуется в промежуточную частоту (ПЧ) с помощью гетеродина. Это делается для упрощения последующей фильтрации и усиления. Но:

Проблема побочных каналов:

Гетеродин создаёт две возможные частоты, на которых сигнал может дать ту же самую ПЧ:  $f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF}$ , здесь

$f_{RF}$  — радиочастота (Radio Frequency) — частота входного сигнала, который приходит с антенны. Это и есть принимаемый сигнал, например 1880 МГц.

$f_{LO}$  — частота гетеродина (Local Oscillator) — задающая частота, которая внутри приёмника используется для преобразования сигнала.

$f_{IF}$  — промежуточная частота (Intermediate Frequency) — частота, на которую преобразуется входной сигнал после смесителя.

Это значит, что приёмник одинаково чувствителен как к нужной частоте, так и к симметричной ей относительно гетеродина (зеркальной частоте). Чтобы не принимать ненужные сигналы, требуется фильтрация зеркального канала до смесителя - это усложняет и удорожает конструкцию.

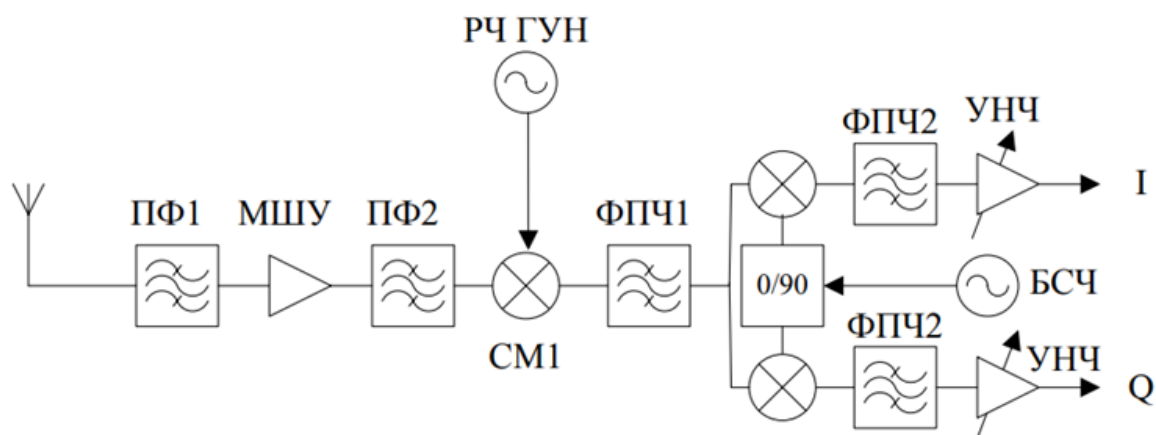


Рис. 2: Схема супергетеродинного приёмника с двукратным преобразованием частоты

## 2.2 Приёмник прямого преобразования

### Принцип работы:

См. схему на рисунке [3]. 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.

### Примечания

Помимо постоянной составляющей утечка сигнала LO вызывает:

- **Излучение в антенну**  
Утекший сигнал гетеродина может переизлучаться антенной наружу. Это приводит к нарушению электромагнитной совместимости (ЭМС), повышенному уровню помех для соседних устройств и утечке информации о работе станции
- **Снижение чувствительности**  
Утечка LO создает паразитные сигналы в канале приёма. Эти паразитные сигналы накладываются на полезный сигнал, увеличивая уровень фона и ухудшая соотношение сигнал/шум (SNR).
- **Паразитная модуляция**  
Утечка LO может модулироваться на другие сигналы из тракта (например, шумы источника питания или интерференцию), создавая дополнительные побочные полосы (спектральные побочные продукты).

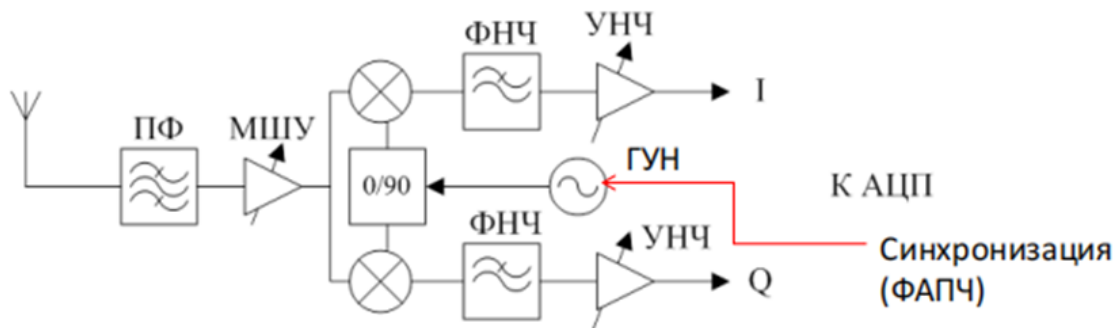


Рис. 3: Схема приёмника с прямым преобразованием

### Интермодуляционные искажения.

Приёмник прямого преобразования подвержен интермодуляционным искажениям второго и третьего порядков. Эти искажения возникают в результате нелинейных процессов в смесителях, усилителях и других активных компонентах приёмного тракта.

Продукты интермодуляции второго порядка (разностные частоты  $f_1 - f_2$ ) и третьего порядка ( $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 - f_1$ ) могут попадать непосредственно в базовую полосу сигнала (от 0 до 1.92 МГц после демодуляции), создавая неустраняемые помехи. Кроме того, утечки гетеродина и их модуляция на паразитные сигналы также приводят к появлению спектральных искажений в полезной полосе.

В отличие от супергетеродинных схем, в приёмниках прямого преобразования отсутствует промежуточная фильтрация на высокой ПЧ, что делает их особенно уязвимыми к интермодуляции. Для минимизации эффектов интермодуляции требуются высоколинейные смесители, малошумящие усилители с хорошими характеристиками IMD, балансные схемы и точная согласованность трактов.

## 2.3 Приёмник с цифровой обработкой на ПЧ

### Принцип работы:

См. схему на рисунке [4]. 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.

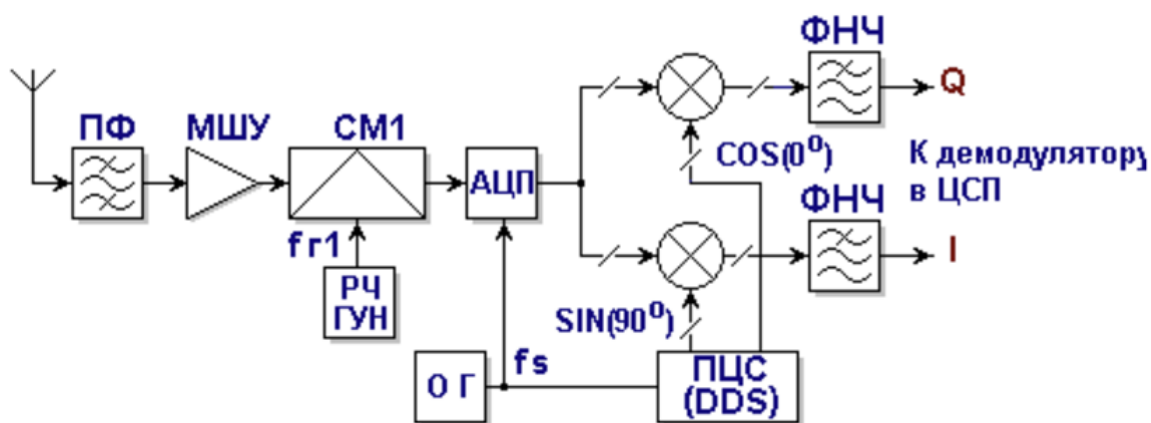


Рис. 4: Схема приёмника с цифровой обработкой на ПЧ

## 2.4 Выбор схемы

Исходя из указанных плюсов и минусов структур приёмника была выбрана схема приёмника прямого преобразования. Расширенная схема такого приёмника на рисунке [5]. 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.



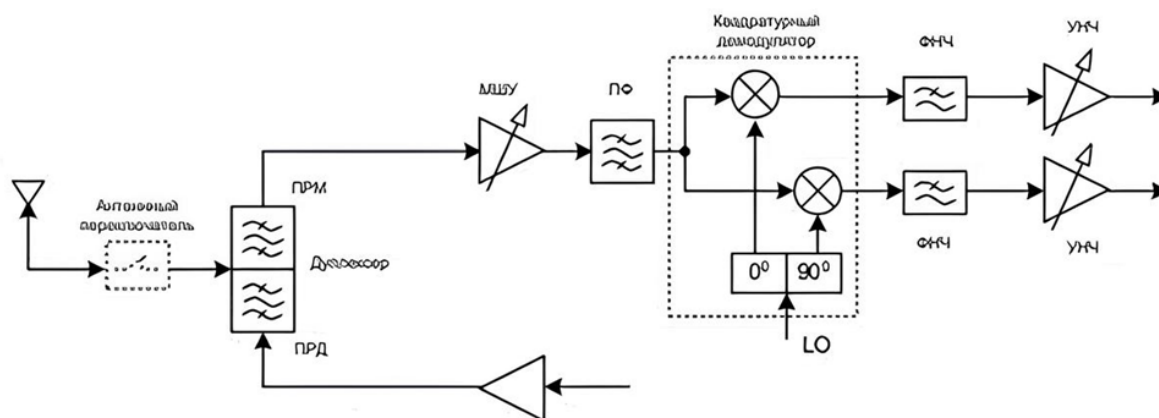


Рис. 5: Расширенная схема приёмника прямого преобразования

## 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	LFCSP-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.

### 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

**Примечание.** После прямого преобразования радиосигнал переносится в базовую полосу частот с шириной спектра до 1.92 МГц. Соответственно, на вход АЦП поступает сигнал низкой частоты (до 2 МГц), который затем подвергается дальнейшей цифровой обработке. Хотя оптимальный диапазон входных частот АЦП AD6600 составляет 70–250 МГц, его работа на частотах базовой полосы (0–1.92 МГц) допустима. При этом возможно незначительное снижение коэффициента сигнал/шум (SNR), однако для целей цифровой обработки в приёмнике UMTS это не критично. Сигнал в базовой полосе имеет устойчивую структуру, а встроенные механизмы коррекции ошибок позволяют компенсировать небольшие отклонения характеристик АЦП на низких частотах.

**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:  $L_{TX/RX} = 60$  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

### 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:

$$P_N^{SYS} = 10 \log_{10}(10^{P_{RX}/10} - 10^{P_{DPCH}/10}) = -110.4 \text{ дБм} \quad (1)$$

- Шум от передатчика (через дуплексер):

$$P_N^{TX} = -70 - L_{TX/RX} = -130 \text{ дБм} \quad (2)$$

- Коэффициент шума МШУ:  $NF_{LNA} = 0.8 \text{ дБ}$
- Усиление МШУ:  $G_{LNA} = 20 \text{ дБ}$
- Затухание в полосовом фильтре:  $L_{BPF} = 2.45 \text{ дБ}$
- Коэффициент шума демодулятора:  $NF_{DEM} = 11.6 \text{ дБ}$
- Усиление демодулятора:  $G_{DEM} = 1.5 \text{ дБ}$
- Ширина полосы:  $BW = 3.84 \text{ МГц}$
- Постоянная Больцмана:  $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт/Гц} \cdot \text{К}$
- Температура:  $T = 273 \text{ К}$
- Implementation Margin: запас на реализацию цифровой обработки:  
 $L_{IM} = 2 \text{ дБ}$
- Processing Gain: энергетический выигрыш вследствие свёртки шумоподобного сигнала PNS (определяется из соотношения ширины спектра сигнала WCDMA и полосы полезного информационного сигнала после свёртки):

$$G_{PG} = 10 \log_{10} \frac{BW}{R_{data}} = 10 \log_{10}(314.75) = 25 \text{ дБ} \quad (3)$$

## Примечания

1. Системный шум от базовой станции ( $P_N^{SYS}$ ).

На входе приёмного тракта базовой станции присутствует суммарный уровень мощности, который включает как полезный сигнал ( $P_{DPCH}$ ), так и все фоновые шумы и интерференцию от других источников. Для оценки чистого уровня шумов необходимо вычесть мощность полезного сигнала из общей принятой мощности.

Расчёт проводится по формуле:

$$P_N^{SYS} = 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{\frac{P_{RX}}{10}} - 10^{\frac{P_{DPCH}}{10}} \right)$$

, где:

- $P_{RX}$  — суммарная мощность на входе приёмника (дБм),
- $P_{DPCH}$  — мощность принимаемого полезного сигнала (дБм).

Перед вычитанием переводим мощности из дБм в Вт, а потом обратно в дБм. Таким образом,  $P_N^{SYS}$  отражает эффективную мощность всех шумов и интерференции, действующих на входе базовой станции, за исключением полезного сигнала.

## 2. Шум от передатчика через дуплексер ( $P_N^{TX}$ ).

Передатчик базовой станции генерирует не только основную несущую, но и спектральную шумовую полку. Типовой уровень шумов передатчика составляет около  $-70$  дБм в полосе шириной  $3.84$  МГц. Этот шум просачивается в приёмный тракт через дуплексер, несмотря на высокую степень изоляции.

На выходе передатчика есть небольшая шумовая полка примерно на уровне  $-133$  дБм/Гц. При ширине канала  $3.84$  МГц получаем интегральный шум:

$$P_{noise} = -133 + 10\log(3.84 * 10^6) \approx 67 \text{ дБм} \quad (4)$$

С учётом затухания дуплексера  $L_{TX/RX}$ , составляющего  $35$  дБ, уровень шума на входе приёмника рассчитывается как:

$$P_N^{TX} = -67 - 60 = -127 \text{ дБм} \quad (5)$$

Таким образом,  $P_N^{TX}$  учитывается как один из источников суммарных помех в тракте приёма.

### 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  $P_N(BW) = -67$  дБм – эта величина была получена на основе анализа шумов типовых передатчиков данного диапазона

Тепловой шум в полосе  $BW$ :

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

Суммарный коэффициент шума приёмного тракта:

$$NF_{\Sigma} = 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{\frac{NF_{LNA}}{10}} + \frac{10^{\frac{NF_{DEM}}{10}} - 1}{10^{\frac{G_{LNA} - L_{BPF}}{10}}} \right) \quad (7)$$

Подставляем значения:

$$\begin{aligned} NF_{\Sigma} &= 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{\frac{0.8}{10}} + \frac{10^{\frac{11.6}{10}} - 1}{10^{\frac{20-2.45}{10}}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( 1.202 + \frac{14.45 - 1}{56.96} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10}(1.202 + 0.237) = 10 \cdot \log_{10}(1.439) \approx 1.58 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (8)$$

Суммарный шум приёмника:

$$P_{N0} = P_{thermal} + NF_{\Sigma} = -108.4 \text{ дБм} + 1.58 \text{ дБ} = -106.82 \text{ дБм} \quad (9)$$



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

Суммарная помеха:

$$P_{NI} = 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{\frac{P_N^{SYS}}{10}} + 10^{\frac{P_N^0}{10}} + 10^{\frac{P_N^{TX}}{10}} \right) \quad (10)$$

Подставим:

$$P_{NI} = 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{\frac{-110.36}{10}} + 10^{\frac{-106.82}{10}} + 10^{\frac{-127}{10}} \right) \approx -104.7 \text{ дБм} \quad (11)$$

Отношение сигнал/шум+помеха:

$$\left( \frac{S}{N+I} \right) = P_{DPCH} - P_{NI} = -121 - (-104.9) = -16.1 \text{ дБ} \quad (12)$$

### 4.2.4 Переход к эффективному значению

$$\left( \frac{S}{N+I} \right)_{EFF} = \left( \frac{S}{N+I} \right) - L_{IM} + G_{PG} = -16.1 - 2 + 25 = 6.9 \text{ дБ} \quad (13)$$

### 4.2.5 Вывод:

полученное значение 6.9 дБ заметно превышает требуемое значение в 5.2 дБ, что демонстрирует уверенное выполнение условия чувствительности приёмника.

## 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:  $P_{DPCH} = -117$  дБм - см таблицу [6]
- Уровень мешающего сигнала:  $P_{adj} = -52$  дБм - см таблицу [7]
- Системный шум:  $P_N^{SYS} = -110.36$  дБм
- Шум приёмника:  $P_N^0 = -106.82$  дБм
- Шум от передатчика:  $P_N^{TX} = -130$  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:

$$\left( \frac{S}{N + I + I_{adj}} \right)_{EFF} \geq 5.2 \text{ дБ} \quad (14)$$

### 7.3.1 Minimum requirement

The BER shall not exceed 0.001 for the parameters specified in Table 7.2.

**Table 7.2: Test parameters for reference sensitivity**

Parameter	Unit	Level
DPCH_Ec	dBm/3.84 MHz	-117
$\hat{I}_{or}$	dBm/3.84 MHz	-106.7
1. For Power class 3 this shall be at the maximum output power 2. For Power class 4 this shall be at the maximum output power		

Рис. 6: Таблица 7.2 – Параметры тестирования чувствительности приёмника (Reference Sensitivity) согласно 3GPP TS 25.101

### 7.5.1 Minimum requirement

The ACS shall be better than the value indicated in Table 7.4 for the test parameters specified in Table 7.5 where the BER shall not exceed 0.001.

**Table 7.4: Adjacent Channel Selectivity**

Power Class	Unit	ACS
3	dB	33
4	dB	33

**Table 7.5: Test parameters for Adjacent Channel Selectivity**

Parameter	Unit	Level
DPCH_Ec	dBm/3.84 MHz	-103
$\hat{I}_{or}$	dBm/3.84 MHz	-92.7
$I_{oac}$ mean power (modulated)	dBm	-52
$F_{uw}$ (offset)	MHz	+5 or -5
UE transmitted mean power	dBm	20 (for Power class 3) 18 (for Power class 4)

NOTE: The  $I_{oac}$  (modulated) signal consists of the common channels needed for tests as specified in Table C.7 and 16 dedicated data channels as specified in Table C.6.

Рис. 7: Таблица 7.5 – Параметры тестирования избирательности по соседнему каналу (Adjacent Channel Selectivity) согласно 3GPP TS 25.101

### 4.3.2 Расчёт отношения «сигнал/(шум+помеха)» для тестового сигнала без учёта помехи по соседнему каналу

$$\frac{S}{N + I} = P_{DPCH} - 10 \cdot \log_{10} \left( 10^{P_N^{SYS}/10} + 10^{P_N^0/10} + 10^{P_N^{TX}/10} \right) \quad (15)$$

Подставим значения:

$$\frac{S}{N+I} = -117 - 10 \cdot \log_{10} (10^{-11.036} + 10^{-10.682} + 10^{-13.0}) \approx -11.79 \text{ дБ} \quad (16)$$

Эффективное значение:

$$\left( \frac{S}{N+I} \right)_{EFF} = \left( \frac{S}{N+I} \right) + G_{PG} - L_{IM} = -11.79 + 25 - 2 = 11.21 \text{ дБ} \quad (17)$$

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

$$\left( \frac{S}{I_{ACI}} \right)_{EFF} = P_{DPCH} - P_{ACI} + G_{PG} - L_{IM} = -117 + 52 + 25 - 2 = -42 \text{ дБ} \quad (18)$$

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

$$\left( \frac{S}{I_{ACI}} \right)_{EFF}^{target} = 6 \text{ дБ} \quad (19)$$

Тогда необходимое подавление фильтром:

$$L_{LPF}(\Delta f) = 6 - (-42) = 48 \text{ дБ} \quad (20)$$

**Вывод:** фильтр должен ослаблять мешающий сигнал на частоте  $\pm 5$  МГц минимум на 48 дБ, чтобы обеспечить требуемое качество приёма.

#### 4.3.4 Обоснование выбора цифрового фильтра

Данную избирательность мы с запасом можем реализовать при помощи микросхемы **ЛТС6603**: согласно [10] («LTC6603 - Dual Adjustable Lowpass Filter»), фильтр обеспечивает подавление сигналов начиная от частот около 2–2.5 МГц выше 48 дБ при правильной настройке.

Для приёма WCDMA-сигнала (UMTS) с частотой чипирования 3.84 МГц полоса после демодуляции составляет 1.92 МГц. Следовательно, требуется настроить частоту среза фильтра:

$$f_{cutoff} = \frac{3.84}{2} = 1.92 \text{ МГц} \quad (21)$$

Настроив LTC6603 на частоту среза 1.92 МГц, получаем следующее:

- Полезный сигнал (до 1.92 МГц) проходит без значительных искажений.
- Соседний канал имеет центр спектра на смещении около  $\pm 5$  МГц от центра полезного сигнала, но его влияние начинает проявляться уже с краёв полосы соседнего сигнала, то есть начиная примерно с  $\pm 2.5$  МГц.
- Отношение частоты смещения к частоте среза:

$$\frac{f_{помехи}}{f_{среза}} = \frac{2.5}{1.92} \approx 1.3$$

- По графикам из даташита видно, что при таком отношении подавление фильтра составляет более 48 дБ.

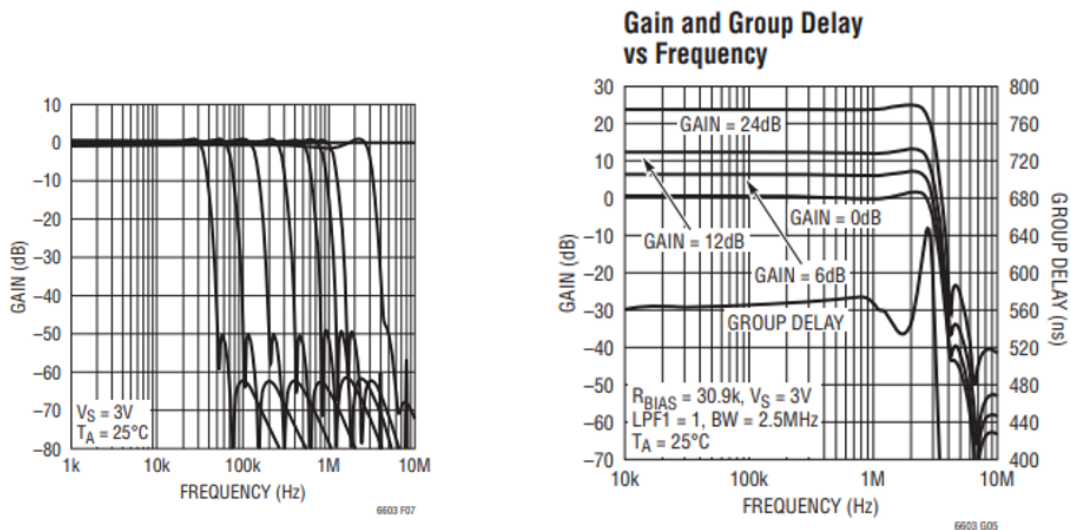


Figure 7. Frequency Response Controlled by LTC2621-1

Рис. 8: Характеристики чипа LTC6603

Слева на рис.5 — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра:

- В области ниже 1.92 МГц сигнал практически не ослабляется (усиление 0 дБ).
- Начиная с частот около 2.5 МГц, уровень подавления фильтра начинает быстро расти.
- При частотах 2.5–3 МГц подавление составляет около 48–50 дБ в зависимости от настроек фильтра.
- При частотах >4 МГц уровень подавления превышает 60 дБ.

Справа на графике — групповая задержка:

- Групповая задержка остаётся стабильной в полосе пропускания до 1.92 МГц.
- Это важно для систем с цифровой обработкой, чтобы избежать фазовых искажений при демодуляции сигнала.

**Вывод:** При частоте среза 1.92 МГц фильтр LTC6603 обеспечивает подавление мешающих сигналов, начинающихся с частот около 2.5 МГц, на уровне  $\geq 48$  дБ. Это перекрывает требуемую избирательность по соседнему каналу и обеспечивает стабильную работу приёмника. .

#### 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:

$$\left( \frac{S}{I_{ACI}} \right)_{EFF} = L_{LPF}(\Delta F) - 40 = 60 - 40 = 20 \text{ дБ} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \left( \frac{S}{N + I_{ACI}} \right)_{EFF} &= 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{1}{10^{-\left(\frac{S}{N+I}\right)_{EFF}/10} + 10^{-\left(\frac{S}{I_{ACI}}\right)_{EFF}/10}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{1}{10^{-13.21/10} + 10^{-20/10}} \right) = 10 \cdot \log_{10}(17.32) \approx 12.38 \text{ дБ} \end{aligned} \quad (23)$$

#### 4.3.6 Вывод

Итоговое эффективное отношение  $\left( \frac{S}{N+I_{ACI}} \right)_{EFF} = 12.38 \text{ дБ} > E_b/N_0 = 5.2 \text{ дБ}$ . Устройство обеспечивает качественный приём сигнала даже при наличии мешающих сигналов в соседнем канале, с большим запасом. Полученный запас помогает бороться со многими дополнительными факторами (помехами), которые не учитывались в расчёте и принимать сигналы с более сложной модуляцией (например, КАМ в последних версиях стандарта)..

### 4.4 Требуемое сквозное усиление приёмника

#### 4.4.1 Диапазон входных сигналов

Согласно стандарту UMTS (3GPP TS 25.101), минимальная мощность входного сигнала  $P_{min}$ , при которой должен обеспечиваться приём, составляет  $-117 \text{ дБм}$ . Указанное значение относится к полной мощности сигнала в полосе шириной  $3.84 \text{ МГц}$  (ширина спектра модулированного WCDMA-сигнала).

Максимальная входная мощность сигнала, не вызывающая перегрузку приёмного тракта, принята равной  $P_{max} = -25 \text{ дБм}$ . Это значение соответствует типовым требованиям к устойчивости базовых станций UMTS при воздействии сильных сигналов и обеспечивает надёжную работу без перегрузки активных каскадов приёмника (см испытания при blocking test из 3GPP TS 25.101 (раздел 7.7))

$$D = P_{max} - P_{min} = -25 - (-115) = 90 \text{ дБ} \quad (24)$$

Таким образом, требуемый динамический диапазон приёмника составляет  $90 \text{ дБ}$ .

#### 4.4.2 Выбор АЦП и допустимые уровни

Для цифровой обработки используется АЦП с разрядностью  $11 \text{ бит}$ . Типовое значение эффективного динамического диапазона такого АЦП составляет около  $66\text{--}72 \text{ дБ}$ .

Согласно технической документации на выбранный АЦП AD6600, максимальное дифференциальное входное напряжение составляет  $2 \text{ В}$  пик-пик. С учётом требуемого запаса по уровню ( $6 \text{ дБ}$ ) для корректной обработки сигнала без перегрузки, эффективный уровень сигнала на входе АЦП должен находиться в следующем диапазоне:

- $P_{out_{min}} = -12 \text{ дБм}$  — минимальный уровень, необходимый для устойчивой работы АЦП,
- $P_{out_{max}} = -2 \text{ дБм}$  — максимальный уровень, соответствующий половине полного диапазона входного сигнала.

(Исходные значения рассчитаны на основе полного дифференциального диапазона 2 В пик-пик и сопротивления нагрузки 200 Ом.)

#### 4.4.3 Оценка минимального и максимального усиления тракта

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

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

$$G_{max} = P_{out\_max} - P_{min} = -2 - (-115) = 113 \text{ дБ} \quad (26)$$

Таким образом, диапазон регулировки усиления должен составлять:

$$D = G_{max} - G_{min} = 113 - 13 = 100 \text{ дБ} \quad (27)$$

#### 4.4.4 Параметры выбранного АЦП

Для работы в тракте выбран AD6600, имеющий полную шкалу 2 В. 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.

#### 4.4.5 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:

$$U_{pp} = 1 \text{ В (пик-пик)}, \quad U_{peak} = 0.5 \text{ В} \quad (28)$$

Эффективное (среднеквадратичное) значение напряжения:

$$U_{EFF} = \frac{U_{peak}}{\sqrt{2}} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} \approx 0.356 \text{ В} \quad (29)$$

Мощность сигнала на нагрузке 200 Ом:

$$P = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_{eff}^2}{R} \cdot \frac{1}{1 \text{ мВт}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{0.356^2}{200 \cdot 0.001} \right) \approx -2 \text{ дБм} \quad (30)$$

**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.

#### 4.4.6 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

$$G_{max} = P_{out_{max}} - P_{min} = -2 - (-117) = 115 \text{ дБ} \quad (31)$$

$$G_{min} = P_{out_{min}} - P_{max} = -1.98 - (-25) = 23.02 \text{ дБ} \quad (32)$$

$$D = G_{min} \dots G_{max} = 26.98 \dots 113 \text{ дБ} \quad (33)$$

##### Деление тракта на части

Приёмный тракт делится на:

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

#### 4.4.7 Расчёт усиления радиотракта

Учитываются следующие компоненты:

- Усиление МШУ:  $G_{LNA} = 20$  дБ [1]
- Затухание в дуплексере:  $L_{RX} = 2$  дБ [4]
- Затухание в полосовом фильтре:  $L_{BPF} = 2.45$  дБ [2]
- Усиление I/Q демодулятора:  $G_{DEM} = 1.5$  дБ [3]

$$K_{rt} = -L_{RX} - L_{BPF} + G_{LNA} + G_{DEM} = -2 - 2.45 + 20 + 1.5 = 17.05 \text{ дБ} \quad (34)$$

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

$$K_{\Sigma} = K + K_{VGA} = 17.05 + 24 = 41.05 \text{ дБ} \quad (35)$$

##### Проблема

Требуется до 113 дБ усиления, а получено только 41.05 дБ. Недостаёт около 72 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.

#### 4.4.8 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.

#### 4.4.9 Окончательное сквозное усиление приёмного тракта

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

$$K_{\Sigma} = K + K_{VGA1} + K_{VGA2} = 17.05 + 24 + 80 = 121.05 \text{ дБ} \quad (36)$$



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 до:

$$121.05 - 26.98 = 94.07 \text{ дБ} \quad (37)$$

Демодулятор допускает изменение усиления в пределах от 0 до 15 дБ, а VGA (AD8338) — от 0 до 80 дБ, что позволяет гибко управлять усилением в полном необходимом диапазоне.

При этом, в случае приёма сильных сигналов, предпочтительно сначала минимизировать усиление МШУ (включить обходной режим), чтобы снизить уровень интермодуляционных искажений. Такой подход позволяет улучшить динамическое поведение приёмника при воздействии сильных входных сигналов.

Таким образом, схема с двумя каскадами видеотракта обеспечивает как максимальное усиление с запасом, так и необходимую регулировку усиления в пределах всего требуемого динамического диапазона приёмника.

Управляющее напряжение  $u_y$ , поступающее на АРУ, формирует соответствующий режим работы активных элементов тракта по постоянному току, обеспечивая динамическую адаптацию усиления в зависимости от уровня 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. [UMTS Network Architecture](#)
8. [Datasheet for LNA - Infineon BGA9H1MN9](#)
9. [Datasheet for SAW filter - SF1880BA02524S](#)
10. [Datasheet for I/Q Demodulator - ADRF6820](#)
11. [Datasheet for Duplexer - AM1880-1960D1004](#)
12. [Datasheet for Low-Pass Ffilter with amplification - LTC6603](#)
13. [Datasheet for variable gain amplifier - AD8338](#)
14. [Datasheet for ADC - AD6600](#)

## 6 Приложение

### 1. МШУ

Datasheet for LNA Infineon BGA9H1MN9

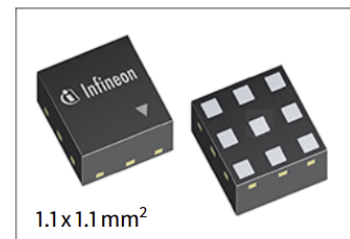


## BGA9H1MN9

**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



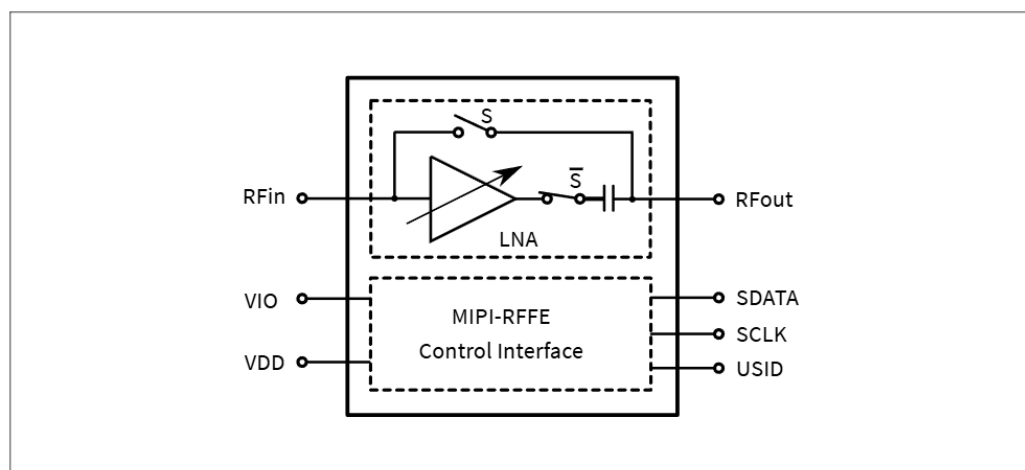
### Potential Applications

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

I/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

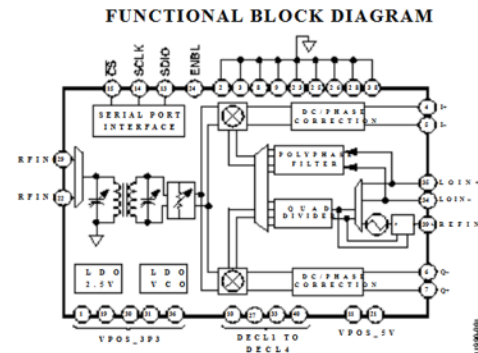


Figure 1.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
RF INPUT					
RF Frequency Range		695		2700	MHz
Return Loss			15		dB
Input Impedance			50		$\Omega$
Input Power				18	dBm
LO FREQUENCY					
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>					
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					
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



**1850-1910 MHz / 1930-1990 MHz  
Ceramic Duplexer  
Part Number: AM1880-1960D1004**



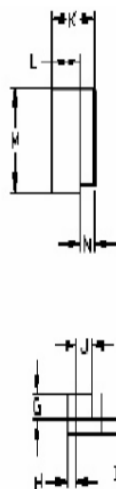
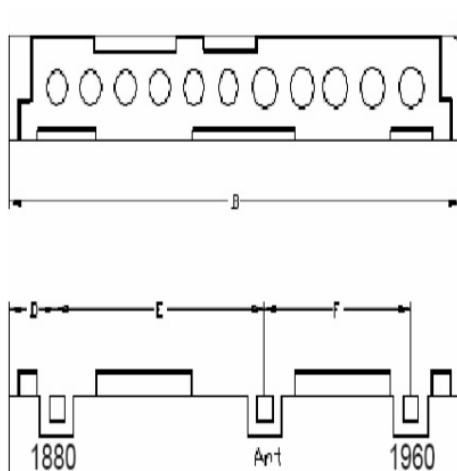
Characteristics	Band 1	Band 2
Passband:	1850-1910 MHz	1930-1990 MHz
Bandwidth:	60 MHz	60 MHz
Passband Return Loss:	10 dB	10 dB
Passband Insertion Loss:	3.4 dB	3.2 dB
Passband Ripple:	2.30 dB	2.30 dB
Input / Output Impedance:	50 Ohms	50 Ohms
Isolation:	50 dB	50 dB
Power Handling:	5 W max	5 W max

Mechanical	
Mounting Method:	SMT
Dimensions:	61.85 x 11.2 x 8 mm

Environmental	
Operating Temperature:	-40 to +70 deg.C
Storage Temperature:	-50 to +90 deg.C

This product is RoHS compliant.

#### Outline Drawing:



Dim	Nominal (mm)	Tolerance (mm) +/- or max
A		
B	61.85	max
C		
D	6.43	0.25
E	27.82	0.13
F	19.49	0.13
G	2.03	0.13
H	1.27	0.13
I	1.27	0.13
J	2.03	0.13
K	11.2	max
L	9.0	Max
M	8.0	max
N	2.2	0.13

## 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 ( $0.4 \cdot f_C$ )	●	158	161	163	deg
	$f_{IN}$ = 125kHz ( $0.8 \cdot f_C$ )	●	-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 ( $0.4 \cdot f_C$ )	●		±0.2	±1.5	deg
	$f_{IN}$ = 125kHz ( $0.8 \cdot f_C$ )	●		±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 ( $0.4 \cdot f_C$ ), Relative to DC Gain	●	-2	-0.8	-0.1	dB
	$f_{IN}$ = 2MHz ( $0.8 \cdot f_C$ ), 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 ( $1.5 \cdot f_C$ ), 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

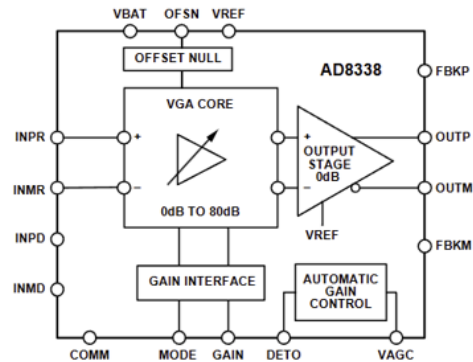
Data Sheet

**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. AIQII

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