

# Проектирование экономичной и устойчивой к разбросу по процессу и температуре интегральной микросхемы низкочастотного канала для радиоприемника

В. И. Суэтинов, Д. П. Шомахмадов, А. С. Силаев

АО “Зеленоградский нанотехнологический центр”

Москва, Зеленоград, Россия

slava\_suetinov@yahoo.com, shomahmadov@zntc.ru, silaev@zntc.ru

**Аннотация** — Представлены принципы проектирования компонентов низкочастотного канала радиоприемного тракта. Показаны приемы, обеспечивающие устойчивость основных параметров к разбросам по процессу и неидентичности элементов. Также показаны методы минимизации приведенного ко входу шума.

**Ключевые слова** — радиоприемник, операционный усилитель, фильтр нижних частот, коэффициент нелинейных искажений.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Технология ВЧ КМОП используется уже 20 лет. В настоящее время она предлагает различные типы процессов, начиная с 350 нм до 65 нм. Это позволяет изготавливать ВЧ КМОП транзисторы, работающие на частотах до 5 ГГц. Несмотря на существенные преимущества этой технологии, всё еще существует проблема фликкер-шума, которую необходимо преодолеть разработчикам низкочастотных блоков.

Обычно архитектура приемника состоит из ВЧ-модуля и усилителя низкой частоты. ВЧ-модуль усиливает радиосигнал и преобразует его в низкую (промежуточную) частоту (ПЧ). В то время как ПЧ-усилитель обычно обеспечивает основное усиление программируемым способом (Programmable gain amplifier, или PGA). Его коэффициент усиления обычно находится в диапазоне 0 ... 60 дБ. Кроме того, PGA должен быть малощумящим и очень линейным, чтобы поддерживать высокую чувствительность приемника. Основной проблемой для достижения высокой чувствительности является фликкер-шум, который преобладает над тепловым шумом на низких частотах (0 ... 1 МГц).

Популярным решением этой проблемы является исключение из усиления полосы от постоянной составляющей тока до 10 ... 50 кГц. Этого можно добиться разными способами, которые обсуждаются в этой статье. В работе представлена конструкция ПЧ-части ВЧ-трансивера (рис. 1), предназначенная для

применения в Интернете вещей (IoT) в диапазоне частот 400 ... 1000 МГц.

Проектирование ВЧ-модуля описано в [1]. Из моделирования были получены следующие данные: коэффициент усиления 32...34 дБ, коэффициент шума без учета зеркального канала 5,8...6,0 дБ, выходной шум 38...41 нВ/√Гц. Для проектирования использовалась технология КМОП 180 нм.

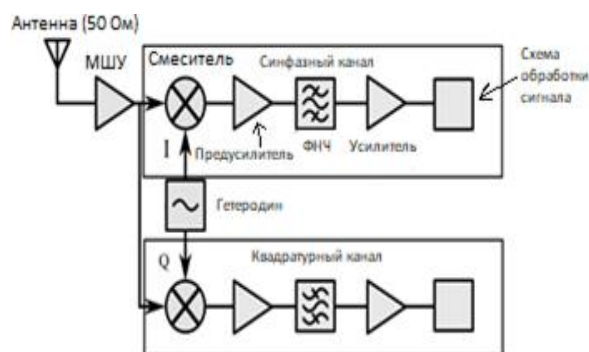


Рис. 1. Упрощенный вид радиоприемника

## II. АРХИТЕКТУРА НИЗКОЧАСТОТНОГО КАНАЛА

Архитектура низкочастотного канала показана на рис. 2. Он включает в себя предусилитель, фильтр нижних частот, основной усилитель и шунтирующие ключи, которые позволяют настраивать схему в соответствии с конкретным применением.

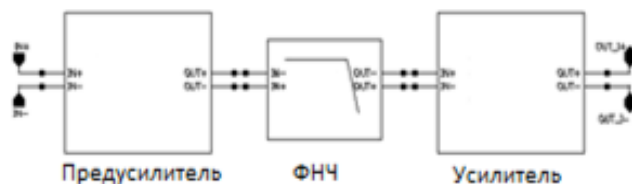


Рис. 2. Низкочастотный блок радиоприемника

В спецификацию блока входят: программируемое усиление 0...55 дБ, промежуточная частота  $100 \pm 20$  кГц, частота среза 250 кГц, Приведённый ко входу шум менее 25 нВ/√Гц, гармоническое искажение составляет

больше 70 дБ, максимальная емкость нагрузки 120 пФ, максимальный размах дифференциального выходного напряжения больше 2 В, напряжение питания 2,7...3,6 В, потребляемая мощность менее 4 мВт. Предполагается, что данный блок будет нагружен на АЦП с разрешением 14 бит.

### III. СХЕМА ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ

Обычно фильтр нижних частот (ФНЧ) размещается после смесителя, чтобы предотвратить усиление помех. Но в этом случае входной шум ФНЧ должен быть заметно меньше выходного шума ВЧ-модуля. Достичь этого состояния не всегда легко.

Существуют две популярные архитектуры ФНЧ: фильтр Саллена-Ки (СК) и с многопетлевой обратной связью (МФ). Эти две конфигурации сравнивались по параметрам, установленным для частоты среза 250 кГц. Было обнаружено, что фильтр МФ обеспечивает меньший приведенный входной шум, чем СК, когда общая емкость и коэффициенты усиления обоих фильтров равны. Этот критерий был использован потому, что шум фильтра в основном пропорционален номиналу резисторов и его шум можно уменьшить только за счет увеличения значения емкости. Таким образом, при идентичных характеристиках фильтр МФ занимает меньше площади, чем фильтр СК.

Операционный усилитель (ОУ), используемый в фильтре, должен обеспечивать достаточно высокий коэффициент усиления в диапазоне 0,1...2 МГц и генерировать меньше шума, чем резисторы фильтра. Для реализации фильтра был выбран ОУ на основе дифференциальной пары, состоящей из пары р-канальных МОП-транзисторов, так как их фликкер-шум в 2–5 раз ниже, чем у n-канальных транзисторов. Его параметры: частота единичного усиления 20 МГц, коэффициент усиления при 100 кГц = 45 дБ, приведенный входной шум = 10 нВ/√Гц при 100 кГц, потребление тока 110 мкА.

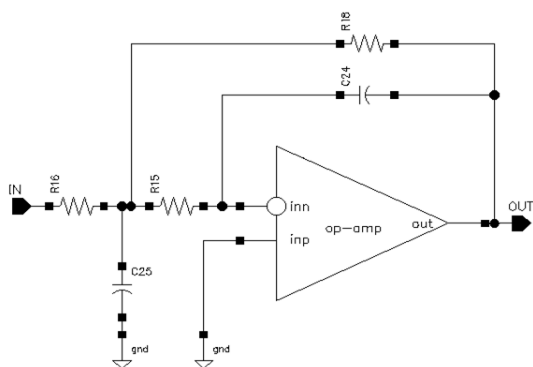


Рис. 3. Схема однофазного ФНЧ с многопетлевой обратной связью

Схема несимметричного фильтра МФ показана на рис. 3. Самый большой конденсатор, используемый в фильтре, имеет значение 100 пФ, а общее входное последовательное сопротивление составляет 24 кОм.

Самый большой конденсатор, используемый в фильтре, имеет значение 100 пФ, а полное входное последовательное сопротивление составляет 24 кОм. Дифференциальная версия фильтра МФ изображена на рис. 4.

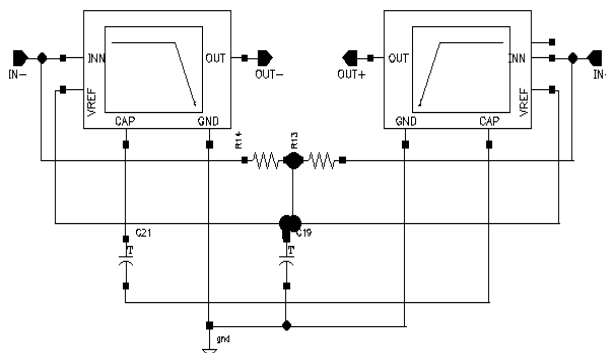


Рис. 4. Схема дифференциального ФНЧ с многопетлевой обратной связью

Конденсатор 50 пФ включен между двумя каскадами. Таким образом, вместо двух конденсаторов по 100 пФ используется один конденсатор на 50 пФ. Рассчитанные параметры дифференциального фильтра МФ: усиление 9 дБ, приведенный входной шум 43 нВ/√Гц при 100 кГц, частота среза 250 кГц, входной IP3 +10 дБм. Графики АЧХ и приведенного ко входу шума представлены на рисунке 5.

Приведенный к входу шум фильтра недостаточен для подключения фильтра непосредственно к выходам смесителя. Дальнейшее улучшение шума ограничено площадью фильтра, поэтому было решено разместить дополнительный усилитель перед фильтром. Этот усилитель должен иметь заметно меньший входной шум, чем фильтр, очень высокую линейность и широкий динамический диапазон, чтобы предотвратить ухудшение сигнала помехами.

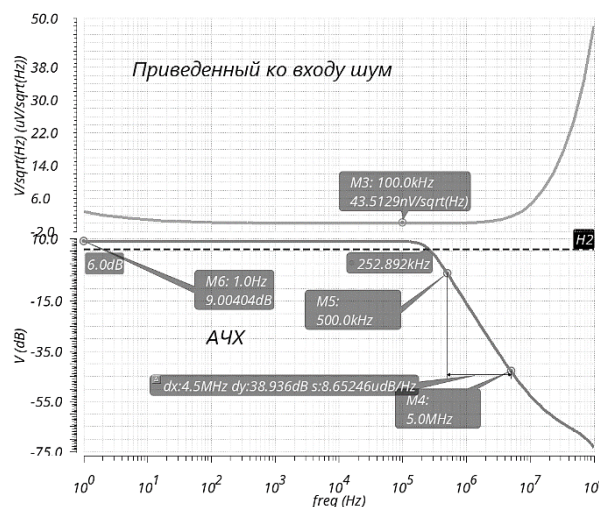


Рис. 5. Графики приведенного ко входу шума и АЧХ

#### IV. РЕАЛИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЯ

В литературе описано множество схем для реализации усилителей PGA, некоторые из них основаны на использовании операционных усилителей с программируемым входным сопротивлением и сопротивлением обратной связи [2].

Причины тому - высокая линейность, широкий динамический диапазон, широкий диапазон настроек усиления и низкий входной шум, который можно оптимизировать за счет потребления тока. Недостатком такого подхода является возможная нестабильность, связанная с переменной цепью обратной связи.

Для этого была выбрана конфигурация неинвертирующего ОУ (рис. 6) и обеспечивает коэффициент усиления, рассчитываемый по формуле:

$$A_v = (R_2/R_1) + 1 \quad (1)$$

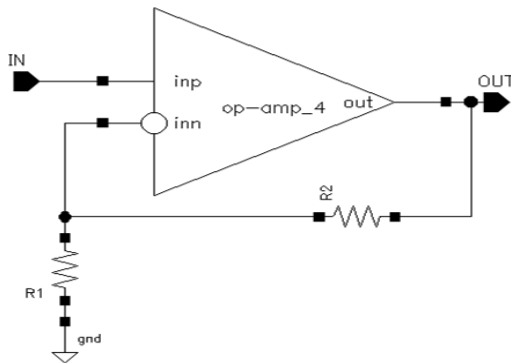


Рис. 6. Неинвертирующий ОУ

Его преимуществом является высокий входной импеданс, меньший относительный входной шум при тех же номиналах резисторов, но недостатком является чувствительность рабочей точки по постоянному току к значению усиления. В дифференциальной версии усилителя этот недостаток устранен за счет включения резисторов между выходами ОУ.

Коэффициент усиления предусилителя должен быть ограничен значением, достаточно высоким, чтобы уменьшить шум фильтра, но не слишком высоким, чтобы избежать искажения сигнала помехами. Совместное моделирование предусилителя и фильтра показало, что усиления в 15 дБ достаточно, чтобы уменьшить шум фильтра. Таким образом, для достижения динамического диапазона 50...60 дБ требуется еще один каскад усиления с коэффициентом усиления 30 дБ.

В случае подключения по постоянному току предусилителя, фильтра и основного усилителя ПЧ требуется схема компенсации смещения нуля.

Подавление смещения может быть выполнено в виде схемы подавления в реальном времени [3,4], которая использует цепь отрицательной обратной связи на очень низкой частоте, или как схему подстройки, которая вводит компенсационный ток на один из дифференциальных входов усилителя ПЧ. Первый подход создает угол нижних частот для полосы сигнала

ПЧ и устраняет усиление фликкер-шума, однако добавляет дополнительный шум в желаемую полосу, если угол нижних частот недостаточно низкий. Кроме того, использование одного контура подавления для усиления 50...60 дБ нецелесообразно, и обычно в трехкаскадных усилителях ПЧ используются два или три контура. Поскольку усилители и фильтр также основаны на цепи отрицательной обратной связи, стабильность всей цепи может быть очень хрупкой, особенно во время установления.

Схема подстройки смещения не оказывает заметного влияния на шумовые характеристики цепи ПЧ и требует относительно простого конечного автомата, который должен работать до подачи входного сигнала. Поскольку общее усиление очень велико, текущие шаги должны быть очень маленькими. Например, если разрешено иметь выходное смещение  $\pm 50$  мВ, то входная компенсация должна быть в пределах точности  $\sim 75$  мкВ (усиление 55 дБ). Если предположить, что общее приведенное смещение входного сигнала из-за несоответствия и изменений процесса составляет  $\pm 5$  мВ, то потребуется не менее 67 шагов подстройки. Это возможно, но не очень практично. Но этот подход очевиден, когда он применяется только в каждом каскаде усилителя ПЧ, связанном по переменному току.

Связь по переменному току между каскадами выглядит более надежным решением, но для этого требуются довольно большие конденсаторы связи (6...14 пФ) и резисторы смещения номиналом 2...6 МОм, чтобы сохранить достаточно низкий угол пропускания верхних частот. Есть еще одна проблема, связанная с входной емкостью ОУ. Двухкаскадный ОУ, используемый в фильтре, имеет неинвертирующий вход, связанный с инвертирующим каскадом с высоким коэффициентом усиления (источник тока в качестве нагрузки). Это приводит к значительному увеличению входной емкости за счет эффекта Миллера. Эту проблему можно решить с помощью трехступенчатого ОУ. Последнее требует более тщательной оптимизации и более строгого распределения задержек между каскадами. Дополнительным преимуществом трехкаскадного ОУ является его способность работать при высокой емкостной нагрузке, если конденсатор, обеспечивающий стабильность, реализуется вокруг второй ступени.

#### V. ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ

Трехкаскадная схема ОУ на основе дифференциальной пары рМОП-транзисторов была оптимизирована для реализации предусилителя и усилителя. Его параметры: частота единичного усиления 7,2 МГц, усиление при 100 кГц 40 дБ, приведенный входной шум 10 нВ/√Гц при 100 кГц, потребление тока 180 мкА.

Схема предусилителя представлена на рис. 7. Дифференциальные входные сигналы подаются на неинвертирующие входы ОУ через конденсаторы емкостью 11 пФ. Резистивный делитель и резисторы

смещения 6 МОм устанавливают входное постоянное напряжение  $VDD/4$  ( $VDD$  - напряжение питания). Между инвертирующими входами и выходами ОУ установлены резисторы обратной связи 25 кОм и конденсаторы обратной связи 1,8 пФ.

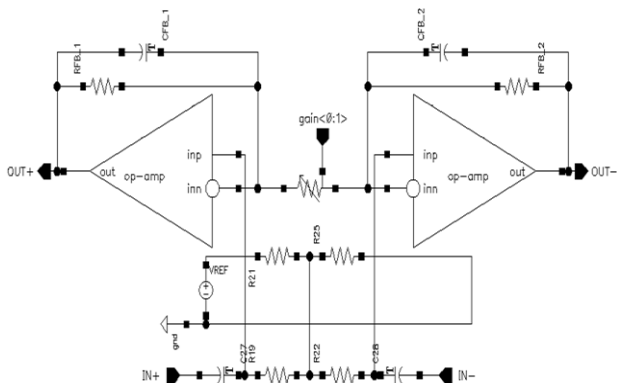


Рис. 7. Упрощенный вид электрической схемы предусилителя

Резистивный делитель содержит 2-битный дешифратор и резистивный делитель. Дешифратор управляет переключателями в резистивном делителе. Делитель включен между инвертирующими входами операционных усилителей. Он обеспечивает четыре значения усиления: 6, 9, 12 и 15 дБ. Схема делителя показана на рис. 8.

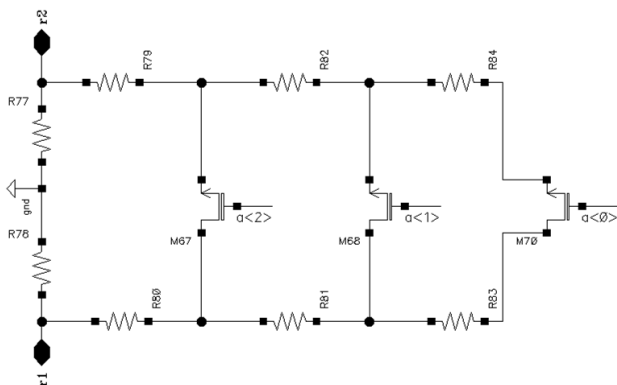


Рис. 8. Схема резистивного делителя

Минимальное значение усиления 6 дБ устанавливается двумя резисторами, постоянно подключенными к земле, когда все переключатели выключены. Эта установка обеспечивает выходное напряжение постоянного тока  $VDD/2$ , поскольку входное смещение составляет  $VDD/4$ . Эта комбинация оптимальна для достижения максимально возможного динамического диапазона. Остальные ступени усиления реализованы путем подключения последовательных резисторов одним из переключателей. В этой схеме два резистора соединены с землей, а другие - между инвертирующими входами операционных усилителей. Это приводит к минимальному усилению 6 дБ и постоянному выходному напряжению  $VDD/2$ , которое не зависит от настройки усиления.

Полученные параметры: коэффициент усиления 6, 9, 12, 15 дБ; упомянутый входной шум составляет 22 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  при 100 кГц и усиление 15 дБ, входной IP3 +20 дБм для усиления 15 дБ, потребление тока = 360 мкА, максимальный размах напряжения составляет 1,2 В на каждом дифференциальном выходе.

## VI. ОСНОВНОЙ УСИЛИТЕЛЬ

Основной усилитель ПЧ основан на том же подходе, что и предусилитель (см. рис. 6). Основное отличие заключается в схеме регулировки усиления. Он включает в себя 4-битный декодер и резистивный делитель на 8 состояний. Он имеет аналогичную архитектуру, что и в предусилителе (см. рис. 7). Для каждого шага усиления включен только один переключатель или ни один из них. Эта конфигурация обеспечивает относительно небольшую паразитную емкость, подключенную к инвертирующим входам ОУ.

Небольшая паразитная емкость важна для поддержания стабильности синфазного режима в широком диапазоне емкостных нагрузок до 200 пФ. Основной усилитель ПЧ обеспечивает 9 ступеней усиления: 6, 9 ... 27, 30 дБ. Каждый шаг близок к 3 дБ. Параметры, полученные после моделирования: приведенный входной шум 26 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  при 100 кГц и усиление 30 дБ, входной IP3 = +19 дБм для усиления 30 дБ, потребление тока 360 мкА.

Указанный входной шум выше, чем в предусилителе, из-за использования более высокого номинала резисторов обратной связи, чем в предусилителе. Но для выходного каскада этого вполне достаточно. Увеличенные значения резисторов допускают больший размах выходного напряжения, чем в предусилителе (размах 1,8 В) на каждом дифференциальном выходе.

## VII. АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

Аналоговые ключи обеспечивают гибкость архитектуры приемника и позволяют тестировать каждый блок отдельно.

Ключ выполнен из параллельно включенных nМОП- и pМОП-транзисторов для обеспечения высокого динамического диапазона проходящих аналоговых сигналов (рис. 9). Его линейность достаточно хороша для тестирования линейности других блоков (IP3 = +40 дБм).

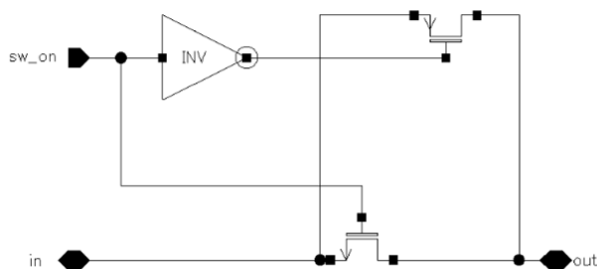


Рис. 9. Электрическая схема аналогового ключа

### VIII. РАССЧИТАННЫЕ ПАРАМЕТРЫ НЧ-КАНАЛА

Частотная характеристика PGA и приведенный входной шум показаны на рис. 10 для максимального усиления (54 дБ), среднего усиления (44 дБ) и минимального усиления (21 дБ). Указанный входной шум увеличивается только при падении коэффициента усиления предусилителя. Основные моделируемые параметры PGA приведены в табл. 1 в зависимости от напряжения и температуры источника питания. Результаты моделирования методом Монте-Карло приведены в табл. 2 для основных параметров. Коэффициенты нелинейных искажения (THD) показаны на рис. 11 для емкостных нагрузок 1 и 100 пФ и выходной мощности 0 и 5 дБм.

Для достижения выходной мощности 0 дБм, необходимой для работы с АЦП, входная мощность должна быть -54,2 дБм. На самом деле использование максимального усиления — это крайний случай. Это означает, что THD обычно лучше, чем -70 дБ.

Результаты моделирования радиоприемника целиком (ВЧ-модуль + НЧ-канал) приведены на рис. 12.

Двойная боковая полоса всего приемника составляет всего 4 дБ, в то время как коэффициент шума двойной боковой полосы ВЧ-модуля составляет 2,8 дБ. Таким образом, PGA с усилением 54 дБ и высокой линейностью добавляет лишь 1,2 дБ ухудшения чувствительности.

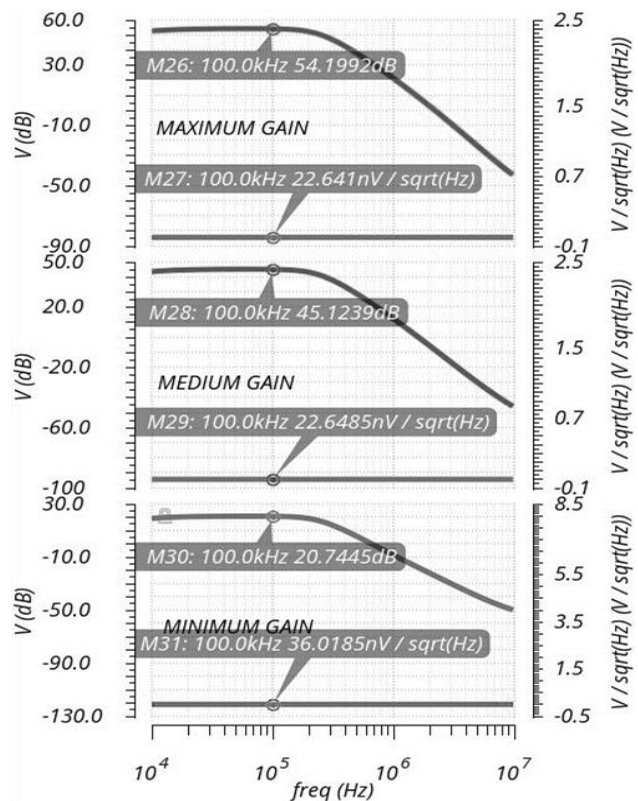


Рис. 10. Частотные характеристики НЧ-канала

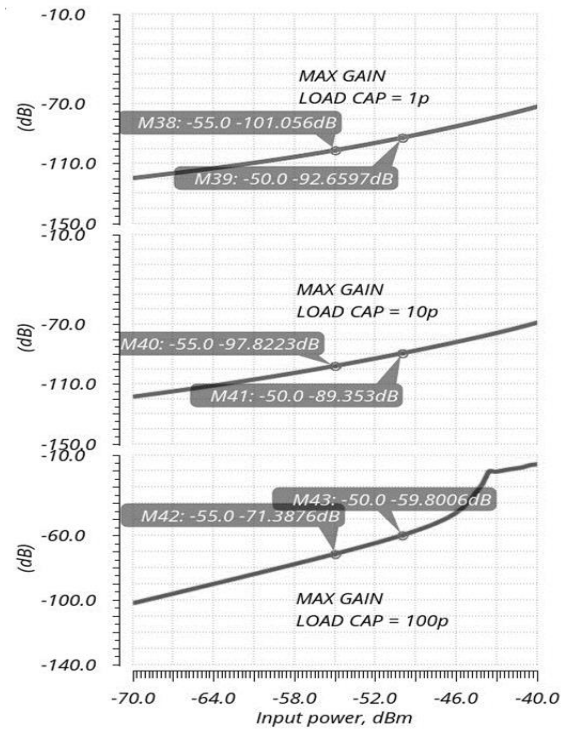


Рис. 11. График зависимости линейности от входной мощности полного усилителя с коэффициентом усиления 54,2 дБ разными емкостями нагрузки

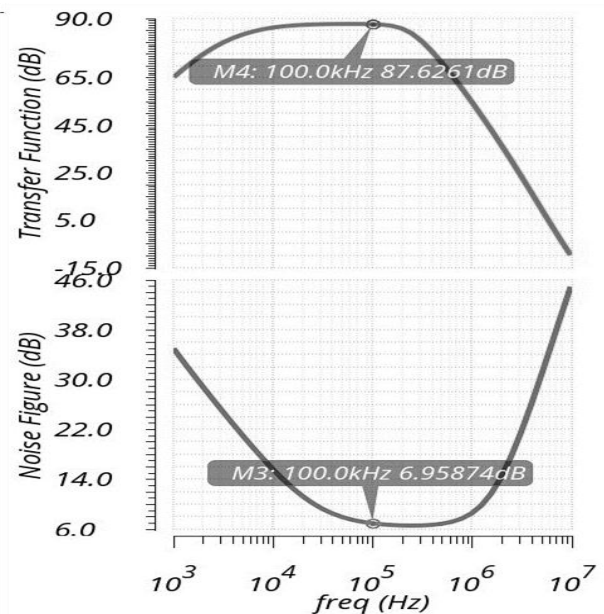


Рис. 12. Результаты моделирования всего радиоприемника

Таблица 1

## Основные параметры НЧ-канала

Параметры	Условия моделирования и полученные значения		
	Напряжение питания, В		
	2,7	3	3,6
	Температура, °С		
	-40	27	85
Коэффициент усиления, дБ	54,2	54,2	54,2
Приведенный ко входу шум, нВ/√Гц	19,6	22,6	25,6
Ток потребления, мкА	968,8	971,2	976,3
ПРЗ, дБм	-4	-4,5	-8,8

Таблица 2

## Результаты моделирования НЧ-канала методом Монте-Карло

Параметры	100 прогонов			
	Напр. питания 3,0 В, темп. 27°С			
	мин	среднее значение	макс	$\sigma$
Коэффициент усиления, дБ	53,98	54	54,01	0,01
Приведенный ко входу шум, нВ/√Гц	22,33	22,6	22,58	0,06
Ток потребления, мкА	1076	1087	1099	4,8
ПРЗ, дБм	-4,82	-4,75	-4,65	0,04

## IX. Выводы

PGA с низкой ПЧ (ПЧ = 100 кГц) был разработан по технологии КМОП 180 нм. PGA состоит из трех блоков: предусилителя, фильтра нижних частот и основного усилителя. Во всех блоках в качестве базовой конфигурации используются операционные усилители с отрицательной обратной связью. Регулировка усиления осуществляется переключением резисторов в цепи обратной связи или обходом любого из 3 блоков. Коэффициент усиления можно запрограммировать на 11 шагов по 3 дБ и 1 шаг по 6 дБ (в обход предусилителя) в диапазоне 15...54 дБ. Связь по переменному току предусилителя и основного усилителя позволяет избежать использования схемы компенсации смещения. Высокая чувствительность PGA (22 нВ/√Гц) достигается за счет размещения предусилителя перед фильтром нижних частот. Предусилитель оптимизирован для обеспечения низкого уровня шума на входе, очень высокой линейности (ПРЗ = +33 дБм) и высокого динамического диапазона (размах 1,2 В на каждом дифференциальном выходе).

Все эти параметры достигнуты за счет использования малошумящего трехкаскадного операционного усилителя с неинвертирующим входом, который имеет низкую входную емкость и маломощные резисторы в цепи обратной связи.

Чувствительность фильтра нижних частот второго порядка (43 нВ/√Гц) с частотой среза 250 кГц ограничена необходимостью использования резисторов относительно высокого номинала, чтобы ограничить значение и площадь конденсаторов обратной связи, имеющихся на микросхеме.

Блок основного усилителя оптимизирован для выдачи выходного сигнала с размахом 1,8 В на емкостной нагрузке АЦП (до 120 пФ) с высокой линейностью. Общий THD PGA составляет 70 дБ для выходной мощности 0 дБм, необходимой для работы с АЦП. Потребляемый ток составляет 1,1 мА, при этом напряжение питания может изменяться в диапазоне 2,7 ... 3,6 В без ухудшения параметров.

Моделирование неидентичности параметров методом Монте-Карло продемонстрировало чрезвычайно малые вариации основных параметров PGA из-за изменений процесса и несоответствия (табл. 2).

Моделирование с помощью анализа периодических стационарных состояний (PSS) целого радиоприемника, как показано на рисунке 1, показывает общий коэффициент шума двойной боковой полосы, равный 4,0 дБ для каждого выхода I и Q, в то время как коэффициент шума ВЧ-модуля составляет 2,8 дБ. Таким образом, снижение чувствительности составляет всего 1,2 дБ. Эта комбинация параметров вполне конкурентоспособна для ПЧ 100 кГц, на которой фликкер-шум все еще существенен. Предлагаемая конструкция имеет довольно высокие основные параметры (чувствительность, линейность, нагрузочную способность при относительно низком потреблении тока) и может работать непосредственно на АЦП с входной емкостью 100...150 пФ, при этом она разработана в экономичной технологии КМОП 180 нм.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Силаев А. С., Суэтинов В. И., Шомахмадов Д. П. Принципы проектирования экономичных интегральных схем радиоприемников на примере проектирования приемного тракта для диапазона 400-1000 МГц. Журнал «Наноиндустрия», том 13, выпуск № 4, стр. 452-453, 2020.
- [2] B. Ramatian and S. Mirabbasi, "A low-power 75 dB digitally programmable variable-gain amplifier in 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS," Can. J. Elect. Comput. Eng., vol. 32, no. 4, pp. 181-186, 2007.
- [3] S. S.K. Ho and C. E. Saavedra, "A CMOS broadband low-noise mixer with noise cancellation," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 58, no. 5, pp. 1126-1132, May 2010.
- [4] Thanarasu Bharatha Kumar, Kaixue Ma, and Kiat Seng Yeo, "A 4 GHz 60 dB Variable Gain Amplifier With Tunable DC Offset Cancellation in 65 nm CMOS," IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 25, NO. 1, January, 2015.

# Design of Cost-effective IF Channel Chip with Tolerance to Process and Temperature Variations for RF Receiver

Viacheslav I. Suetinov, Daler P. Shomahmadov, Alexey S. Silaev

JSC “Zelenograd nanotechnology center”

Moscow, Zelenograd, Russia

slava\_suetinov@yahoo.com, shomahmadov@zntc.ru, silaev@zntc.ru

**Abstract** — The IF-channel for radio receiver must meet the following requirements: have low noise figure, high gain with the ability to program it, and high linearity, which is characterized by total harmonic distortion. The IF-channel consists of three blocks: a preamplifier, a low-pass filter and a main amplifier. All three blocks are based on negative feedback operational amplifiers. Also, analog switches were added to the channel circuit to bypass individual blocks. This was done to test the parameters of each IF-channel block separately. All units were simulated both under typical conditions and with variations in supply voltage, temperature and process. The scatter of the parameters of the components on the chip due to the mismatch of the process and its influence on the parameters of the circuit was investigated by the Monte-Carlo method. The article presents the design principles for each unit of the IF-channel of the radio receiving path. Methods that ensure stability of the main parameters to scatter in the process and mismatch of elements are shown. Methods for minimizing input-reduced noise are also shown. The blocks were simulated in the Cadence Virtuoso computer-aided design system using 180 nm CMOS technology. In this case, the calculated parameters have the following values: programmable gain - 0...55 dB, low cut frequency - 10 kHz, high cut frequency - 250 kHz, Input noise - less than 25 nV/√Hz at 100 kHz, harmonic distortion - below -70 dB, maximum load capacitance - up to 120 pF, maximum differential output voltage swing - up to 2 V, supply voltage -

in the range of 2.7 ... 3.6 V, power consumption - less than 4 mW.

**Keywords** — radio receiver, operational amplifier, low pass filter, total harmonic distortion.

## REFERENCES

- [1] Silaev A. S., Suetinov V. I., Shomahmadov D. P. Principles of Development of Cost-effective ICs for RF Receivers Demonstrated on the Receiver Design for the Range of 400–1000 MHz. *Nanoindustry*, vol. 13, no. 4, pp. 452-453, 2020.
- [2] B. Ramatian and S. Mirabbasi, “A low-power 75 dB digitally programmable variable-gain amplifier in 0.18 μm CMOS,” *Can. J. Elect. Comput. Eng.*, vol. 32, no. 4, pp. 181-186, 2007.
- [3] S. S.K. Ho and C. E. Saavedra, “A CMOS broadband low-noise mixer with noise cancellation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 58, no. 5, pp. 1126–1132, May 2010.
- [4] Thanarasu Bharatha Kumar, Kaixue Ma, and Kiat Seng Yeo, “A 4 GHz 60 dB Variable Gain Amplifier With Tunable DC Offset Cancellation in 65 nm CMOS,” *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, VOL. 25, NO. 1, January, 2015