

Проектирование приемника для систем WiMax

с дискретизацией промежуточной частоты, полученной после двойного преобразования с понижением частоты

В статье описывается приемник с дискретизацией промежуточной частоты (ПЧ), используемый для работы в диапазоне предоставления услуг беспроводной связи (WCS) 2,3–2,36 ГГц и нелицензируемом диапазоне радиочастотного спектра ISM (промышленный, научный и медицинский диапазон) 2,4–2,48 ГГц. Приемник спроектирован для работы с системами, использующими OFDM (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов). Эти системы подробно описаны в стандарте IEEE 802.16. Представленный проект и приведенная в нем последовательность действий по его реализации позволяют вносить изменения в каскады приемника с целью перехода на другой рабочий диапазон частот, например WiBro (Wireless Broadband — беспроводной широкополосный стандарт связи) и другие стандарты сотовой связи, такие как TDS-CDMA. В данном проекте реализована возможность работы с шириной канала до 10 МГц за счет использования фильтров на поверхностных акустических волнах; однако при использовании канальных фильтров с большей шириной полосы и повышенной частотой дискретизации ширина рабочей полосы частот канала может быть увеличена.

Эрик Ньюмен (Eric Newman)
Сесиль Массе (Cecile Masse)
Перевод: Наджим Хамзин

Базовые понятия

В появляющемся стандарте WiMax осуществлена модуляция OFDM, в которой имеется несколько поднесущих частот с различными IQ модуляционными параметрами, используемыми для достижения высокой скорости передачи данных. Данный стандарт обладает устойчивостью к ошибкам из-за многолучевого распространения сигнала. При многолучевом распространении радиоволн возникает ослабляющая интерференция, приводящая к затуханию части передаваемого спектра частот. Благодаря тому, что информация в модулирующих сигналах распределена по поднесущим частотам, при ослабляющей интерференции теряется незначительная часть данных. Возможность вариации в способе модуляции поднесущих частот позволяет адаптировать передачу сигнала: на больших расстояниях применяется низкая скорость передачи данных и наоборот — данные передаются с большей скоростью на малых расстояниях при высоком отношении сигнал/шум (SNR).

Разнообразие схем модуляции поднесущих частот и способов кодирования приводит к тому, что требования к уровню параметра SNR в приемнике отличаются. Значение уровня чувстви-

тельности в приемнике WiMax определено стандартом IEEE Std. 802.16-2004 как -91 дБм для канала с шириной рабочей полосы частот 1,5 МГц при использовании кодирования QPSK- $1/2$ и -65 дБм для канала с шириной полосы частот 20 МГц при использовании кодирования 64-QAM- $3/4$. Поэтому приемник должен иметь коэффициент шума $NF = 7$ дБ (с введенным запасом 5 дБ).

Стандарт 802.16 определяет максимальный уровень входной мощности (-30 дБм) для успешного обнаружения и детектирования СВЧ-сигнала. При этом предельное (максимально допустимое) значение уровня мощности определяется на уровне не более 0 дБм. Несмотря на то, что базовая станция или абонентский терминал не способны работать с уровнем мощности принимаемого сигнала 0 дБм, оборудование должно быть устойчивым к большим значениям мощности до 0 дБм без повреждения входных СВЧ-каскадов. Стандарт 802.16 также определяет требование по подавлению соседнего канала в приемном устройстве. Для поддержания частоты появления ошибочных битов (BER — частота ошибок по битам) на уровне 10^{-6} необходимо обеспечить следующие значения отношения мощности помехи в соседнем и несоседнем каналах к желаемому

Таблица 1. Требования по подавлению соседнего и несоседнего частотных каналов согласно описанию в стандарте 802.16-2004

Модуляция / кодирование	Подавление соседнего канала, дБ	Подавление несоседнего канала, дБ
16-QAM-3/4	-11	-30

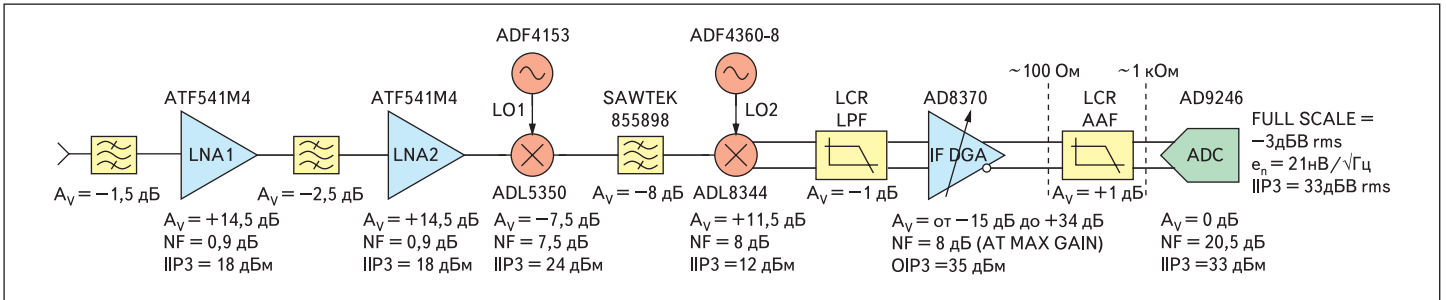


Рис. 1. Схема каскадов приемника с дискретизацией промежуточной частоты, полученной после двойного преобразования с понижением частоты

уровню мощности сигнала в рабочей полосе частот канала (табл. 1). При этом желаемый уровень мощности полезного сигнала для разрабатываемой системы должен быть не более чем на 3 дБ больше указанного стандартного значения чувствительности.

Архитектура построения приемного канала

На рис. 1 изображен классический вариант приемника с двойным преобразованием с понижением частоты и последующей дискретизацией промежуточной частоты. Архитектура с дискретизацией промежуточной частоты весьма уместна при большой рабочей полосе частот сигнала, что используется в системах WiMax или других системах с несколькими поднесущими. При использовании многократного преобразования с понижением частоты появляется возможность применения нескольких полосовых фильтров, которые способствуют улучшению селективной способности приемника и повышают устойчивость к внешним блокирующим сигналам, которые способны ухудшить чувствительность приемника. Двойное преобразование с понижением частоты позволяет установить достаточно высокое значение первой промежуточной частоты, при этом полоса частот зеркального канала выпадает из полосы пропускания входного СВЧ-тракта, представленного на схеме полосовым СВЧ-фильтром.

Схема приемника, построение которого описано в данной статье, основана на использовании требований к приемному устройству согласно стандарту 802.16 можно использовать и 12-битовый АЦП. Однако рекомендуется применять 14-битовый АЦП как для однократного преобразования с понижением частоты, так и для сигнала с модуляцией нескольких поднесущих. Данная рекомендация предложена с целью компенсации недостаточно эффективной селективной способности приемника и во избежание насыщения АЦП при наличии высоких уровней мощности источников помех. Для проектирования приемника, способного успешно обеспечивать все возможные варианты скорости передачи данных, необходимо внимательно отнестись к выбору центрального значения промежуточной частоты и убедиться в доступности необходимого ПАВ-фильтра для эффективной селекции промежуточной частоты.

На рис. 2 показаны кривые взаимной модуляции различного порядка для смесителя, используемого совместно с гетеродином после входной части СВЧ-тракта приемника. Согласно приведенному рисунку, для работы в диапазоне 2,3–2,4 ГГц с минимальным числом компонентов взаимной модуляции в спектре на выходе смесителя, которые могут вмешиваться в полезный сигнал, необходимо выбрать первую промежуточную частоту в интервале



Рис. 2. Кривые взаимной модуляции различного порядка для смесителя, использующего добавку частоты гетеродина, установленных в СВЧ-тракте приемника (серый прямоугольник указывает границы относительной ширины рабочей полосы частот для промежуточной частоты 374 МГц с использованием добавки гетеродина для частотного диапазона WiBro 2,3–2,4 ГГц)

210–400 МГц. Серая заштрихованная область определяет относительную ширину рабочей полосы частот, ограниченную значениями f_{RF}/f_{LO} и f_{IF}/f_{LO} для промежуточной частоты 374 МГц с использованием частоты гетеродина, меньшей по отношению к частоте принимаемого СВЧ сигнала ($LO1 = 1926\text{--}2026$ МГц). Допускается выбор других центральных значений промежуточной частоты, но при этом следует быть осторожным, так как необходимо убедиться в отсутствии паразитных откликов на выходе первого смесителя, которые могут стать причиной возникновения внутриканальной интерференции. Для рассматриваемого проекта выбрана первая промежуточная частота — 374 МГц. Существует несколько серийно выпускаемых и имеющихся в продаже фильтров ПАВ с различными полосами пропускания фирмы Sawtek, а также других изготовителей, эти фильтры работают на данной центральной частоте нашего приемного устройства.

Далее необходимо рассмотреть получение второй промежуточной частоты. У второго понижающего частоту смесителя есть преимущество: более узкий спектр входного сигнала, как правило, не более 20 МГц. Это позволяет рассмотреть несколько возможных вариантов второй промежуточной частоты в диапазоне от 10 до 70 МГц, а также более высокие значения диапазонов промежуточной частоты, сосредоточенные в пределах частот 107–140 МГц. Выбираем промежуточную частоту 70 МГц с целью исключения гармоник гетеродина высшего порядка, которые могут просочиться назад к приемной антенне и попасть в рабочий диапазон частот. Кроме того, промежуточная частота 70 МГц предусматривает широкий выбор существующих в продаже фильтров ПАВ или, в качестве альтернативы, LC пассивные фильтры на элементах с сосредоточенными параметрами.

После установления конкретных значений промежуточных частот становится возможным рассмотрение работы приемника по каскадам. В таблице 2 приведены ожидаемые динамические характеристики приемника с двойным

Таблица 2. Ожидаемые динамические характеристики каскадов приемника, изображенного на рис. 1

Коэффициент усиления, дБ	Значение характеристики ИРЗ, дБм	Коэффициент шума NF, дБ
65,5	-32,8	2,6
58,5	-26	2,7
48,5	-14,5	3,5
37	-7,7	4,6
23,5	-5,6	9,7

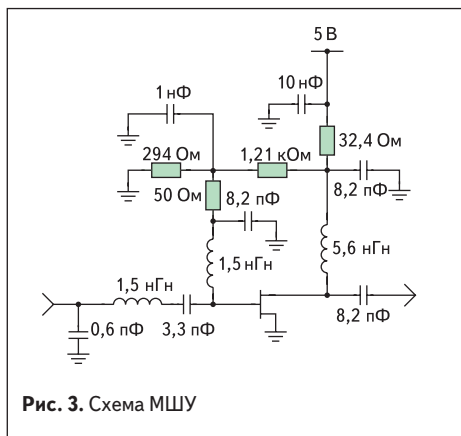


Рис. 3. Схема МШУ

преобразованием частоты, начиная с выхода полосового фильтра до входного интерфейса АЦП.

Реализация

Первый компонент в цепи приемника — входной полосовой фильтр. Несколько изготовителей, таких как Anatech Electronics, Inc., K & L Microwave Inc. и Digital Communications Inc., выпускают резонаторные и керамические фильтры, которые работают в диапазоне WCS и нелицензируемом диапазоне частот ISM и используются для стандарта WiMax 2,3–2,5 ГГц. Резонаторные фильтры обладают низким уровнем вносимых потерь: менее 2 и до 60 дБ подавления в полосе режекции фильтра уже при отстройке 25 МГц от центрального значения частоты в полосе пропускания. Более дешевые фильтры на керамической основе обладают подавлением около ~50 дБ в полосе режекции фильтра при отстройке 150 МГц. Выбор типа избирательного фильтра с учетом обеспечиваемых им характеристик зависит от требований по подавлению зеркального канала приемника и ожидаемой величины сигналов помех вблизи рабочей полосы частот. Для данного демонстрационного проекта отобран резонаторный полосно-пропускающий фильтр фирмы Digital Communications Inc. с 10 секциями и центральной частотой 2350 МГц.

Первый каскад малошумящего усилителя (МШУ) следует за входным полосовым фильтром ВЧ-тракта. Вносимые фильтром потери и коэффициент шума первых каскадов доминируют в результирующей чувствительности приемника среди всех составляющих коэффициентов шума. Поэтому можно сделать вывод о том, что очень важно достигнуть низкого коэффициента шума в первом каскаде МШУ. По этой причине был выбран транзистор ATF541M4 GaAs, выполненный компанией Agilent Technologies по технологии pHEMT. Он обладает низким значением коэффициента шума и высокой величиной выходной точки пересечения OIP3. Реализация схемы для первого и второго каскадов МШУ представлена на рис. 3. Экспериментальные значения коэффициента усиления и коэффициента шума NF приведены на рис. 4.

Для улучшения подавления зеркального канала и минимизации широкополосного шума, поступающего на первый смеситель, при проектировании СВЧ-тракта между первым



Рис. 4. Коэффициент усиления G и коэффициент шума NF транзистора ATF541M4 (экспериментальное значение входных потерь на отражение составляет -8 дБ с величиной входной точки пересечения IIP3 18 дБм)

и вторым МШУ была использована простая схема фильтрации верхних частот. Требования по подавлению в данном случае не очень высокие, так как первый фильтр, выделяющий рабочую полосу, обеспечивает подавление нежелательных сигналов помех, появляющихся на частоте зеркального канала, более чем на 60 дБ.

При входном диапазоне рабочих частот от 2,3 до 2,4 ГГц и выбранной промежуточной частоте 374 МГц получаем полосу зеркального канала в диапазоне от 1552 до 1652 МГц. Между первым и вторым каскадами МШУ был разработан и установлен простой фильтр с 3 полюсами на элементах с сосредоточенными

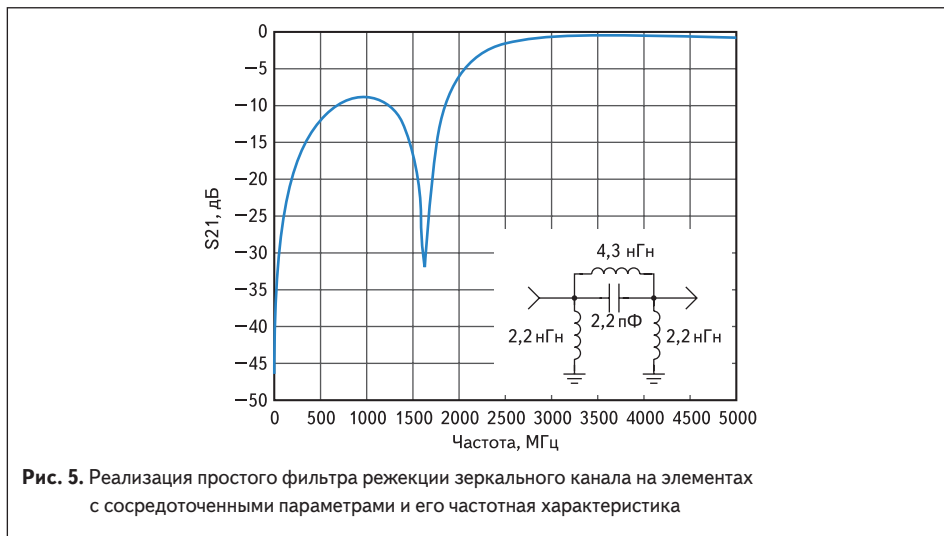


Рис. 5. Реализация простого фильтра режекции зеркального канала на элементах с сосредоточенными параметрами и его частотная характеристика

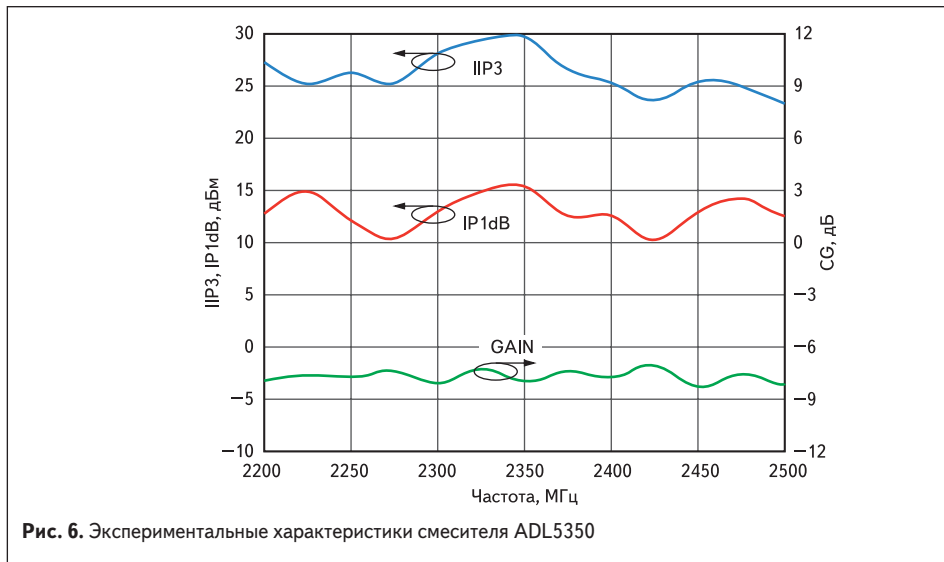


Рис. 6. Экспериментальные характеристики смесителя ADL5350

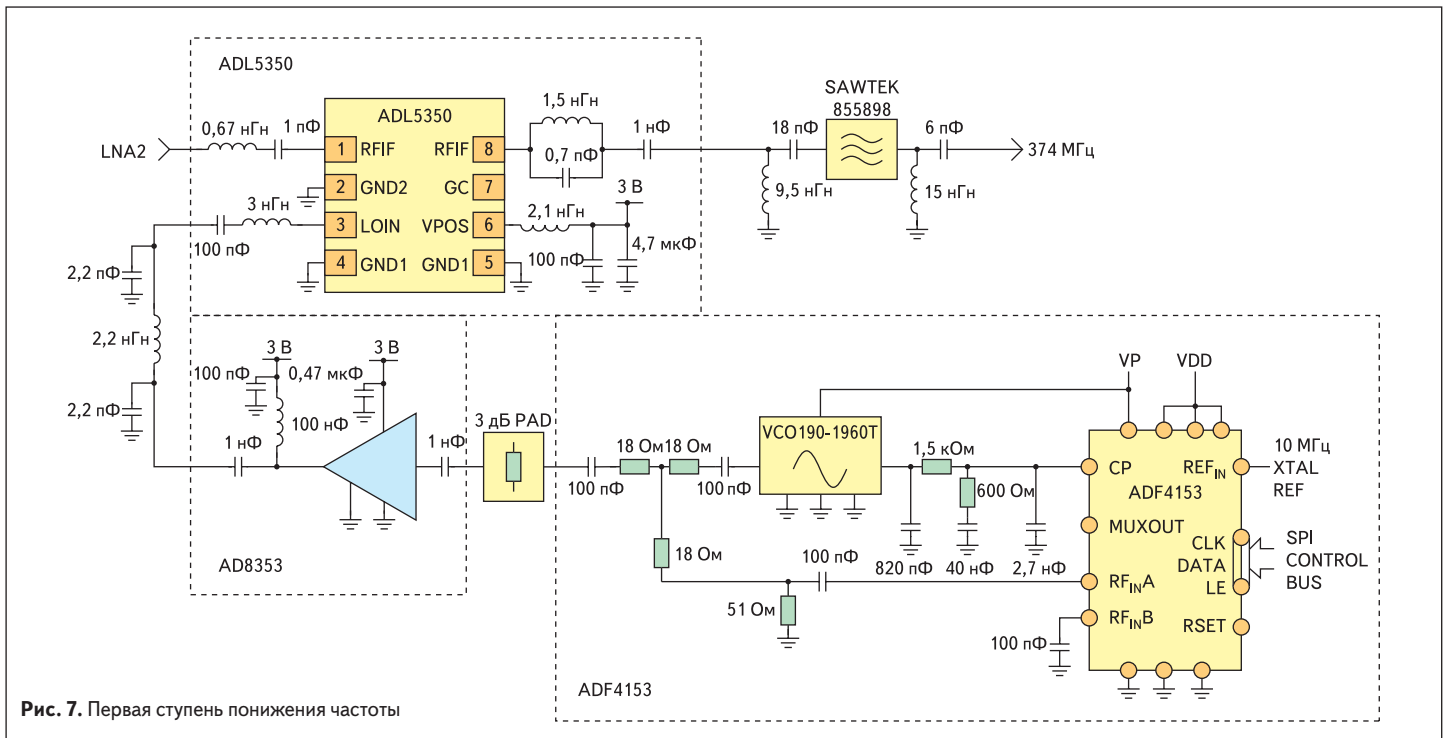


Рис. 7. Первая ступень понижения частоты

параметрами. Фильтр обеспечивает режекцию полосы частот зеркального канала более чем 20 и менее 2,5 дБ вносимых потерь в рабочем диапазоне частот. Измеренная частотная характеристика и реализация схемы фильтра изображены на рис. 5.

После второго каскада МШУ организовано понижение сигнала до фиксированного значения промежуточной частоты 374 МГц с использованием смесителя ADL5350. Микросхема ADL5350 представляет собой пассивный смеситель со встроенным буферным усилителем для сигнала гетеродина. Смеситель устанавливается с цепями фильтрации вне кристалла для изоляции каналов промежуточной частоты и СВЧ-сигнала. Схема, изображенная на рис. 7, включает смеситель ADL5350, внешние цепи фильтрации и внешний буферный усилитель сигнала гетеродина, необходимый для обеспечения достаточной динамики сигнала на входе LOIN-микросхемы.

Дополнительный каскад усиления на микросхеме AD8353 необходим для усиления выходной мощности схемы формирования частот PLL/VCO до уровня ~4 дБм на входном контакте микросхемы LOIN. На выходе гетеродина организована дополнительная фильтрация с целью уменьшения гармоник, попадающих из синтезатора частот гетеродина. Простой фильтр с 3 полюсами представляет собой фильтр нижних частот, построенный с использованием элементов с сосредоточенными параметрами. Без фильтра вторая гармоника гетеродина привела бы к возникновению дополнительной мощности высокочастотного шума, преобразованной в полосу промежуточной частоты, ухудшая тем самым установленное значение чувствительности приемника. Измеренные динамические характеристики схемы ADL5350, включая внешние цепи буферного усилителя сигнала гетеродина и фильтра, представлены на рис. 6. Смеситель обеспечивает входную

характеристику ИРЗ на уровне не менее 24 дБм с потерями на преобразование CG ~8 дБ и шумами NF в одной боковой полосе.

В процессе преобразования с понижением частоты фазовые шумы ФАПЧ накладываются на каждую поднесущую модулированного посредством сверточного кодирования OFDM-сигнала. С целью минимизации влияния на уровень чувствительности приемника в качестве динамичного ФАПЧ для первого гетеродина LO1 выбран ФАПЧ с дробным коэффициентом деления N. Разработка схемы выполнена на микросхеме синтезатора частот ADF4153. Полоса пропускания замкнутой петли составляет приблизительно 30 кГц, а предполагаемая флуктуация фазы — 0,3 градуса.

Для фильтрации канала первой промежуточной частоты установлен фильтр ПАВ на 374 МГц. Превосходные характеристики фильтра ПАВ

Sawtek 855898 по подавлению полосы режекции позволяют приемнику иметь исключительную селективность и повышенную устойчивость к помехам соседних каналов. Фильтр согласован на нагрузку 50 Ом с использованием внешних компонентов LC, приведенных на рис. 7. Частотная характеристика фильтра представлена на рис. 8.

Далее сигнал отфильтрованной первой промежуточной частоты преобразуется во вторую промежуточную частоту 70 МГц посредством активного смесителя AD8344. Схема подмешивания частоты второго гетеродина строилась таким образом, чтобы гарантировать оптимальное подавление откликов и обеспечить высокий коэффициент усиления в смесителе. В общем случае микросхема AD8344 обеспечивает немного большее значение коэффициента усиления при использовании гетеродина. Гетеродин на 304 МГц

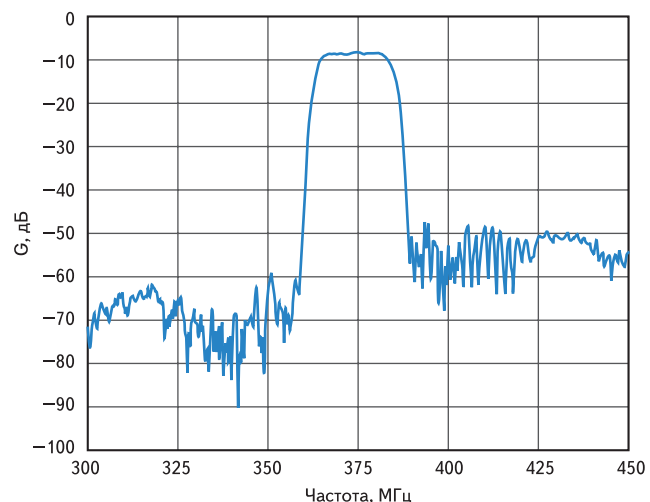


Рис. 8. Частотная характеристика фильтра Sawtek 855898

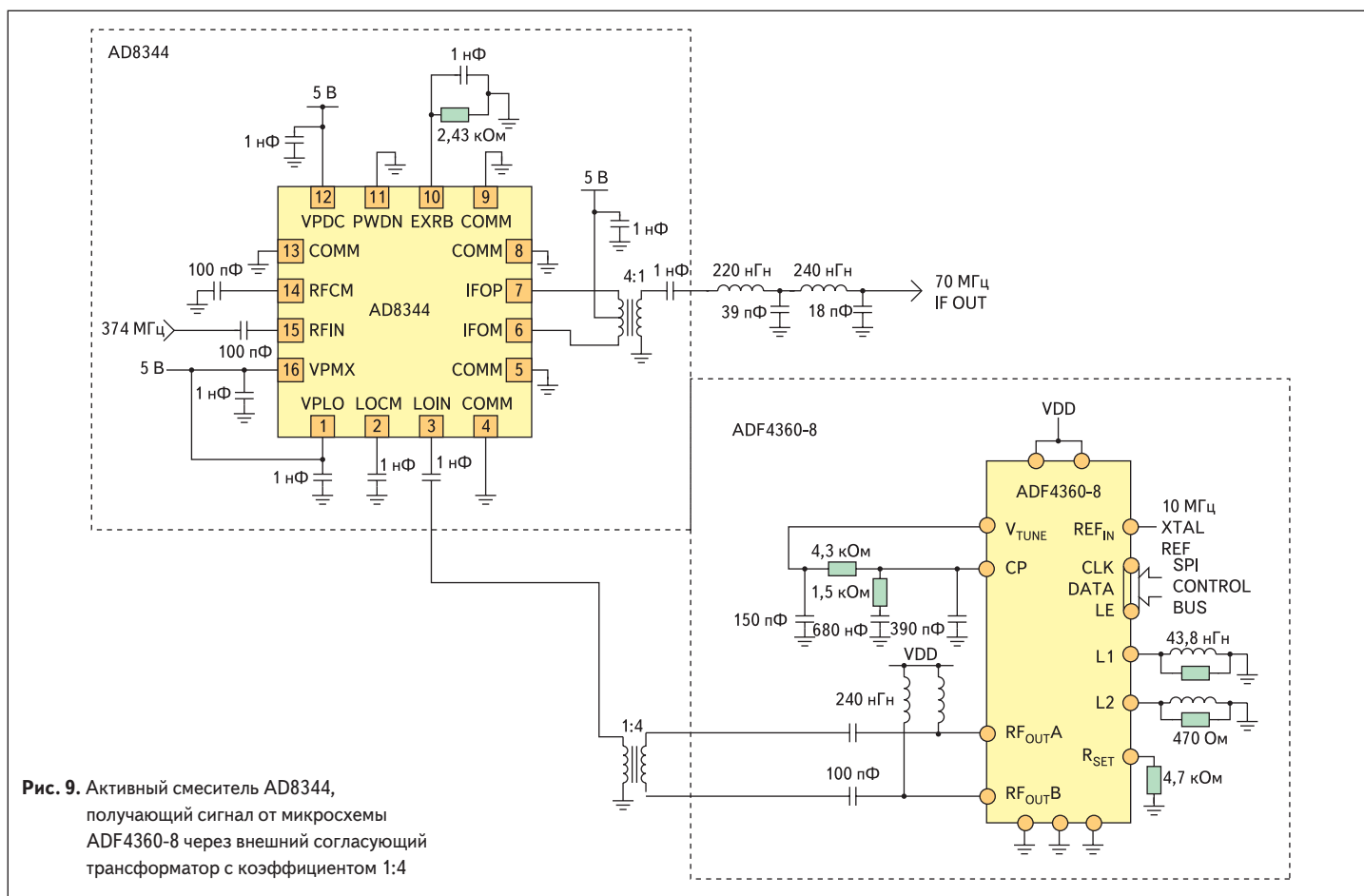


Рис. 9. Активный смеситель AD8344, получающий сигнал от микросхемы ADF4360-8 через внешний согласующий трансформатор с коэффициентом 1:4

представлен микросхемой ADF4360-8. Это интегрированный чип ФАПЧ + ГУН, обеспечивающий экономию стоимости и площади монтажа по дискретным решениям. Две катушки индуктивности, которые являются внешними индуктивностями резонансного контура для установленного внутри чипа ГУН, определяют центральную частоту. Дифференциальные выходы микросхемы ADF4360-8 объединены в симметрирующем трансформаторе. При использовании гетеродина на 304 МГц микросхема AD8344 обеспечивает коэффициент передачи преобразователя ~11 дБ, уровень ПРЗ 12 дБм и величину SSB NF на уровне 8 дБ. Для предотвращения проникновения сигнала гетеродина и гармоник смесителя более высокой частоты выходной сигнал частотой 70 МГц проходит через фильтр нижних частот четвертого порядка.

Конечный сигнал промежуточной частоты 70 МГц передается через микросхему усилителя AD8370 с программно управляемым переменным коэффициентом усиления на дальнейшую обработку — дискретизацию промежуточной частоты микросхемой AD9246. Микросхема AD8370 обеспечивает высокий уровень характеристики ПРЗ и диапазон регулирования коэффициента усиления более чем 40 дБ. Это позволяет регулировать и подстраивать полный коэффициент передачи смесителя в приемнике с целью согласования динамического диапазона входных каскадов с широкими пределами изменения входной мощности сигнала. Выбранный АЦП обеспечивает превосходный динамический диапазон без искажений

до уровней более чем 200 МГц промежуточной частоты, при этом потребляет всего лишь ~250 мВт. Широкая полоса пропускания по аналоговому входу (650 МГц) позволяет применять AD9246 на более высоких промежуточных частотах. В рассматриваемом демонстрационном примере выбрана промежуточная частота 70 МГц с частотой дискретизации 80 MSPS, при этом промежуточная частота находится во второй зоне Найквиста АЦП.

Для предотвращения ухудшения уровня чувствительности АЦП необходимо использовать фильтр защиты от наложения спектров. Этот фильтр помогает устранить помехи более высокой частоты, такие как просачивание частоты гетеродина, ухудшающее входной уровень собственных шумов АЦП. К тому же фильтр защиты от наложения спектров помогает подавить широкополосный шум, произведенный каскадами усилителей, который бы в противном случае стал дополнительным шумом от нало-

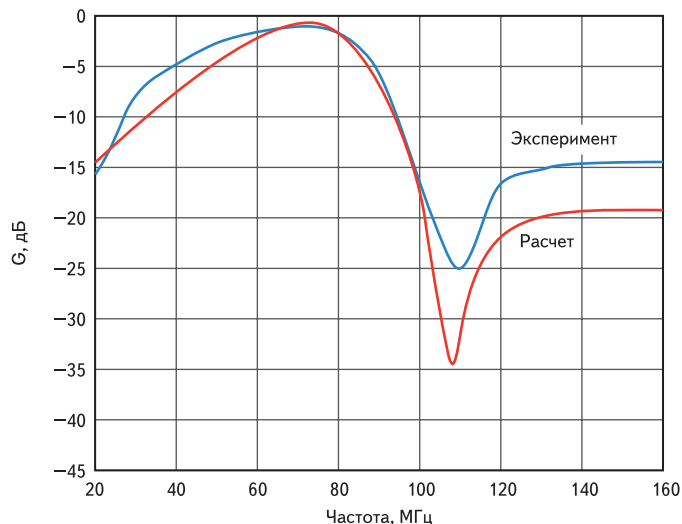


Рис. 10. Результаты моделирования и эксперимента по определению характеристик фильтра защиты от наложения спектров в АЦП AD9246

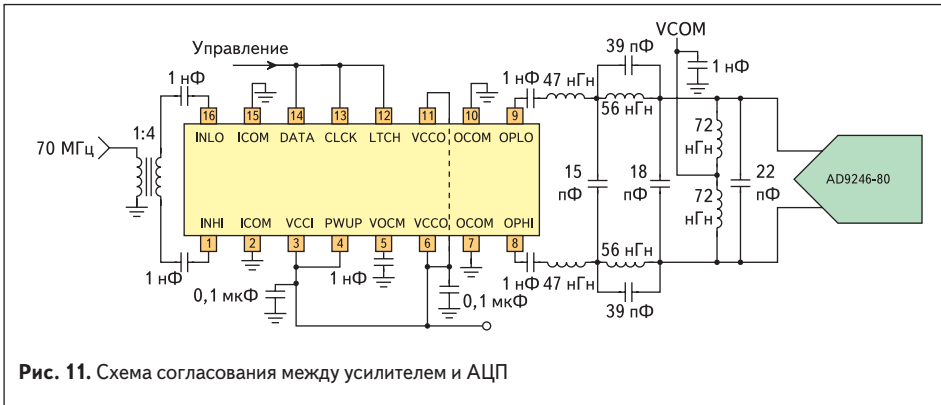


Рис. 11. Схема согласования между усилителем и АЦП

жения спектров в требуемой полосе Найквиста. Для обеспечения наилучшего подавления помех в более высоких зонах Найквиста выбран эллиптический НЧ-фильтр. Резонансный параллельный контур образован двумя индуктивностями 72 нГн и емкостью. Резонансная цепь контура обеспечивает повышение полного сопротивления нагрузки на требуемой промежуточной частоте, а цепь фильтра — преобразование импеданса от 100 до 600 Ом. В данном случае присутствует эффект усиления напряжения на ~8 дБ. Преобразование с повышением напряжения необходимо учитывать при покаскадном анализе приемника.

За дополнительной информацией по решению задачи сопряжения каскадов приемника с АЦП следует обратиться к статье по применению AN-827 [1]. Подробная схема интерфейса между микросхемами AD8370 и AD9246 показана на рис. 11. Результаты моделирования частотной характеристики фильтра и экспериментальные данные приведены на рис. 10.

Краткие выводы по характеристикам приемника

Для полной оценочной проверки покаскадной работы приемника необходимо получить оцифрованные данные с АЦП AD9246 с использованием оценочного комплекта высокоскоростного аналогового АЦП с FIFO USB фирмы Analog Devices. Дополнительная дочерняя плата FIFO

(“first-in-first-out”) служит буфером данных, который необходим для обеспечения захвата сигнала данных, сгенерированных АЦП с заданной частотой дискретизации. Плата FIFO может далее передать полученные данные на компьютер с более низкой скоростью передачи данных, что может быть выполнено через стандартный интерфейс USB. Оценочная плата с АЦП управляется посредством специального программного обеспечения ADC Analyzer. Программа ADC Analyzer обеспечивает анализ во временной и частотной областях. Результаты исследования характеристик искажений с помощью этой программы представлены на рис. 12 и 13. Отметим наличие неоднородности (рис. 13) приблизительно в точке 48 дБ по оси коэффициента усиления сигнала. Это связано с переходом микросхемы усилителя с регулируемым коэффициентом усиления AD8370 от низкого значения коэффициента усиления к высокому коэффициенту усиления. Данная неоднородность не приводит к какому-либо ухудшению работы всего приемника с точки зрения появления ошибочных битов.

К моменту проводившейся нами оценки подходящее испытательное оборудование для определения частоты появления ошибочных битов с использованием сигналов 802.16 OFDM не было доступно. Однако для достоверной

оценки работы приемника и его динамического диапазона можно использовать анализ модуля вектора ошибок (EVM). Чтобы выполнить анализ EVM с использованием тестовых сигналов 802.16 OFDM, необходимо использовать карту FIFO с расширенной памятью, составляющей, по крайней мере, 65 кБ. Это позволит принять полный пакет СВЧ-сигнала.

Полученные целочисленные вектора составляют диапазон от 0 до 65 536 (2¹⁶) с центральным значением 32 768. Отметим, что микросхема AD9246 является 14-битовым АЦП, а слова выходных данных представляют собой 16-битовые последовательности. Записанные векторы целых чисел были обработаны в программе Advanced Design System (ADS) 2006A фирмы Agilent. Программа ADS делит вектор промежуточной частоты в 16-битовом представлении на четыре, чтобы привести к виду 2¹⁴ целых чисел. Далее вектор сдвигается и масштабируется по амплитуде с целью приведения к нулевому среднему значению сигнала с пиковыми значениями ±1 В. После этого сигнал демодулируется с использованием идеального IQ демодулятора. Векторы IQ проходят десятикратное сжатие по времени для приведения к векторам группового спектра с 1/4 установленной частоты дискретизации.

Обработанные векторы IQ передаются в программу 89600 Vector Signal Analyzer фирмы Agilent для определения характеристики EVM. Зависимость полученной рабочей характеристики EVM от входной мощности изображена на рис. 14 для сигнала 64-QAM OFDM с полосой модуляции 10 МГц и кодовой скоростью 3/4. Характеристика EVM приведена для сравнения с использованием и без микросхем ФАПЧ ADF4153, ADF4360. При этом наблюдается ухудшение рабочей характеристики из-за присутствия фазовых шумов.

Для определения селективной способности приемника необходимо исследовать прохождение одиночного входного сигнала, перестраиваемого в пределах рабочего диапазона частот на входе приемника. На рис. 15 представлена избирательная способность приемника, в том числе все каскады кроме полосового фильтра во входном

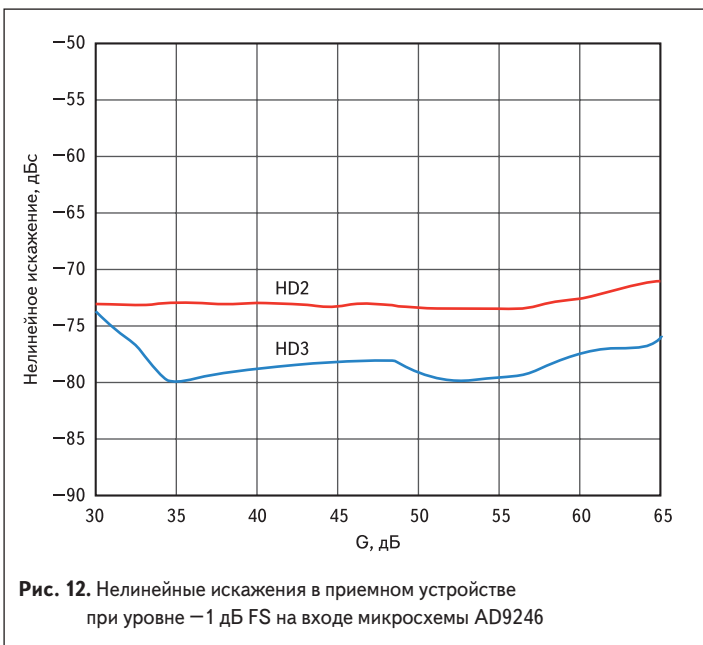


Рис. 12. Нелинейные искажения в приемном устройстве при уровне -1 дБ FS на входе микросхемы AD9246

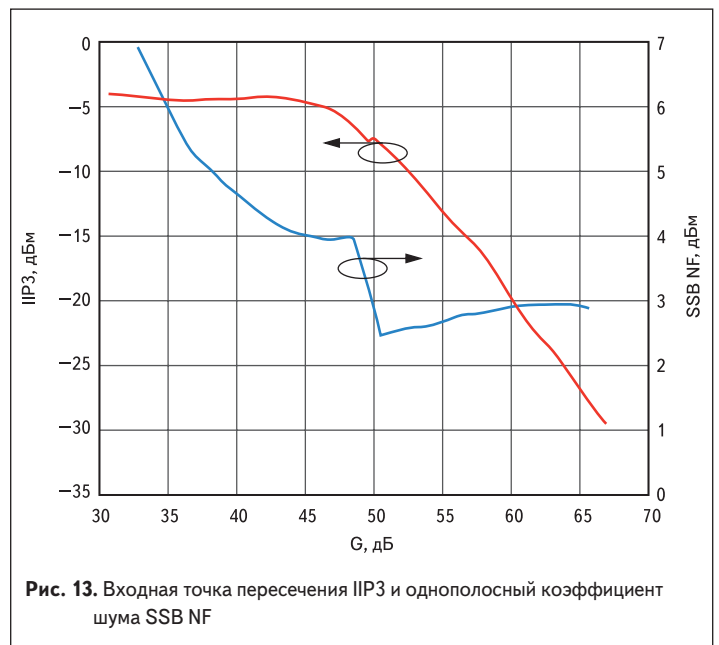


Рис. 13. Входная точка пересечения IIP3 и однополосный коэффициент шума SSB NF

Таблица 3. Краткие результирующие характеристики (при входном сигнале с кодированием 64-QAM 3/4 и шириной полосы 10 МГц OFDM)

Наименование параметра	Результат измерений
Диапазон регулировки коэффициента усиления, дБ	30–67
EVM (при входной мощности от 74 до 20 дБм), дБ	< 25
ИПЗ при среднем значении коэффициента усиления ($A_v = 48$ дБ), дБ	> 8
NF при среднем значении коэффициента усиления ($A_v = 48$ дБ), дБ	< 4
Уровень подавления зеркального канала, дБ	> 60
Уровень подавления соседнего канала, дБ	> 58
Мощность рассеяния (начиная с МШУ до АЦП, включая ФАПЧ), Вт	~ 2,2

ВЧ-тракте. Частотно-избирательная способность приемника с двойным преобразованием частоты обеспечивает очень высокую защиту от соседних (близко расположенных по частоте) помех. С подключением полосового фильтра во входном СВЧ-тракте может быть достигнуто подавление соседних каналов более чем на 60 дБ.

Типовые спектральные характеристики приемника приведены на рис. 16. При использовании программного обеспечения ADC Analyzer можно легко наблюдать мгновенный спектр сигнала и записывать данные сигнала во временном представлении для дальнейшего анализа». Принимая во внимание, что промежуточная частота составляет 70 МГц, а дискретизация происходит с тактовой частотой 80 MSPS, обработанный сигнал появляется как сигнал полосой 10 МГц в первой зоне Найквиста. Программное обеспечение ADC Analyzer позволяет быстро проанализировать и устранить помехи от сигналов дискретизации и гетеродина, которые могут в противном случае испортить характеристики приемника в рабочей полосе. Многочисленные каскады фильтрации промежуточной частоты и фильтры гетеродинов способствуют минимизации помех и шумов до незначительных уровней. Обратите внимание на слабую помеху на частоте 32 МГц. Она обусловлена просачиванием частоты гетеродина в полосу промежуточной частоты после первого смесителя.

В заключение данные по рабочим характеристикам приемника представлены в таблице 3. В разработанном проекте обеспечена характеристика EVM на уровне –25 дБ для входных сигналов с уровнем мощности более –74 дБм, с подавлением зеркального канала более 60 дБ и превосходным подавлением соседнего и несоседнего каналов. ■

Литература

1. Newman E., Reeder R. A Resonant Approach to Interfacing Amplifiers to Switched-Capacitor ADCs. Application Note AN-827. Analog Devices, Inc. (January). 2006.
2. IEEE Std 802.16-2004. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (June).

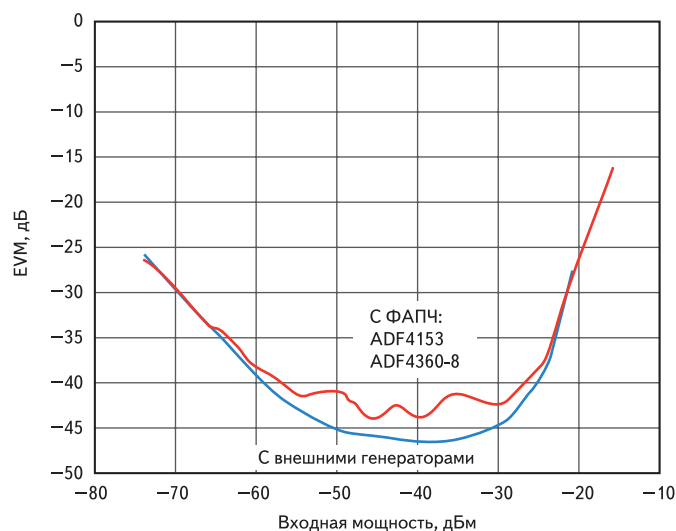


Рис. 14. Характеристика зависимости параметра EVM от входной мощности для сигнала 64-QAM 3/4, модуляция OFDM с полосой 10 МГц

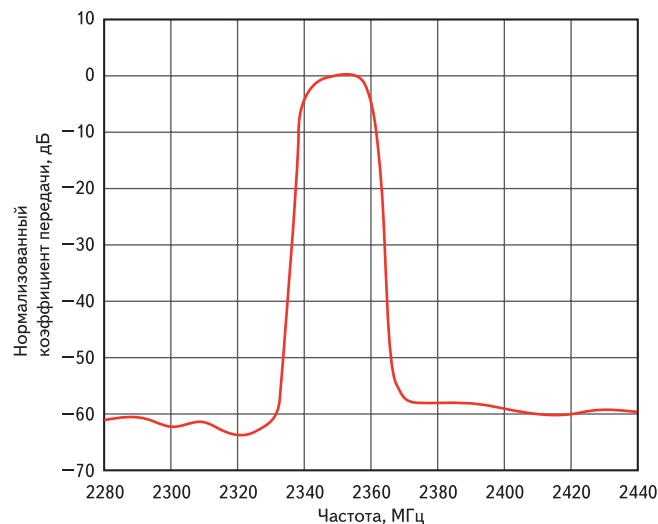


Рис. 15. Характеристика частотной избирательности приемного устройства, настроенного на частоту входного сигнала 2350 МГц ($F_{L01} = 1976$ МГц, $F_{L02} = 304$ МГц)

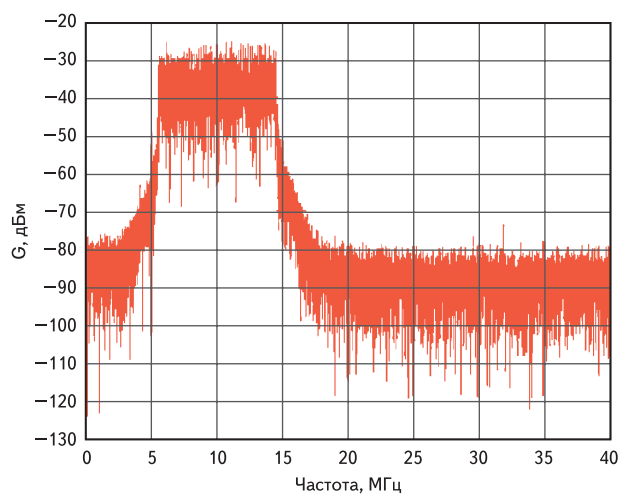


Рис. 16. Спектральная характеристика сигнала АЦП, полученная с помощью БПФ при среднем значении коэффициента передачи в приемнике сигнала 64-QAM 3/4, модуляция OFDM с полосой 10 МГц на частоте 2342 МГц (сигнал представлен на промежуточной частоте 10 МГц, но в действительности это сигнал ПЧ 70 МГц, воспринимаемый во 2-й зоне Найквиста преобразователя).