

Оптимизация структурной схемы и разработка на ее основе МИС активного аттенюатора по SiGe технологии

И.И. Мухин, В.В. Репин

ОАО «НИИМА «Прогресс», iimukhin@mri-progress.ru

Аннотация — В статье рассматриваются различные варианты построения активных аттенюаторов, выполненных в монолитном исполнении. Приводятся данные о разработанной SiGe МИС активного аттенюатора L- и S-диапазонов. Разработанная МИС имеет 16 выводов, рассеиваемую мощность 0,235 Вт и диапазон регулировки коэффициента передачи 31 дБ. Приведены результаты моделирования, измерения и сравнительной оценки.

Ключевые слова — дискретный аттенюатор, активная фазированная антенная решетка, СВЧ полупроводниковая интегральная схема, SPDT переключатель.

I. ВВЕДЕНИЕ

Пассивные аттенюаторы находят широкое применение в радиоизмерительных и радиолокационных трактах. Совершенствование данных систем определяет необходимость создания аттенюаторов на базе интегральной технологии, что позволяет значительно расширить функциональные возможности и быстроту работы данных систем, уменьшая при этом массогабаритные параметры и стоимость [1].

В докладе представлены особенности и результаты проектирования полупроводникового аттенюатора L- и S-диапазонов, реализованного по технологии SiGe.

II. ОБЗОР СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПОСТРОЕНИЯ МОНОЛИТНЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

Традиционная схема аттенюатора представляет собой бинарные звенья соединенных последовательно резистивных делителей. Каждое звено предполагает прямое прохождение сигнала и прохождение сигнала с заданным ослаблением, как правило, соответствующем определенному разряду [1].

Наибольшее распространение при построении звеньев резистивных аттенюаторов получили три основных типа схем, а именно: П-образного или Т-образного четырехполюсника, а также Т-образной перекрытой (мостовой перекрытой) схемы. На основе этих схем возможно создание регулируемых аттенюаторов с переменным коэффициентом ослабления и постоянным характеристическим сопротивлением.

Переключение каналов прохождения сигнала осуществляется двунаправленными (SPDT - single port double throw) ключами, которые могут выполняться на p-i-n диодах, МОП транзисторах и других ключевых элементах. Наиболее привлекательными по размерам и энергопотреблению являются проходные ключи на основе МОП транзисторов. Основным ограничением при использовании МОП транзисторов в качестве переключателей являются большие потери на паразитных емкостях C_{gd} , C_{gs} , C_{sb} , C_{db} . Чтобы уменьшить влияние этих паразитных емкостей, используются изолированные транзисторы с глубоким карманом [2].

Последовательная схема на основе резистивных делителей отличается простотой и дает приемлемую точность ослабления сигнала на малых и средних частотах. К недостаткам схемы относятся высокий уровень начальных потерь аттенюатора, ограниченные частотный и динамический диапазоны.

На рисунке 1 приведена схема одной ячейки аттенюатора с SPDT ключами и цепями управления.

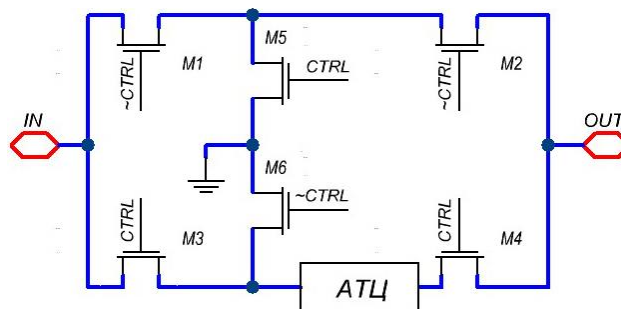


Рис. 1. Принципиальная схема аттенюирующей ячейки

Транзисторы M1 и M3 являются входным SPDT-ключом и выполняют основную роль по разделению сигнала. Проходные транзисторы M2 и M4 входят в состав выходного ключа и обеспечивают дополнительную изоляцию аттенюирующей цепи от отраженного сигнала. В оба плеча схемы включены шунтирующие транзисторы M5 и M6, с целью уменьшения прохождения паразитного сигнала [3]. Размеры транзисторов во входных и выходных ключах подбираются для каждой ячейки индивидуально, с учетом входного и выходного согласования, определяемого по диаграмме Смита. Управление транзисторами производится подачей на затворы напряжения питания или земли. Для получения

инверсного сигнала управления используется схема встроенного инвертора.

Для уменьшения потерь в тракте и расширения частотного и динамического диапазонов специалистами фирмы «Analog Device» была предложена схема, получившая название «электронный тромбон», представленная на рисунке 2.

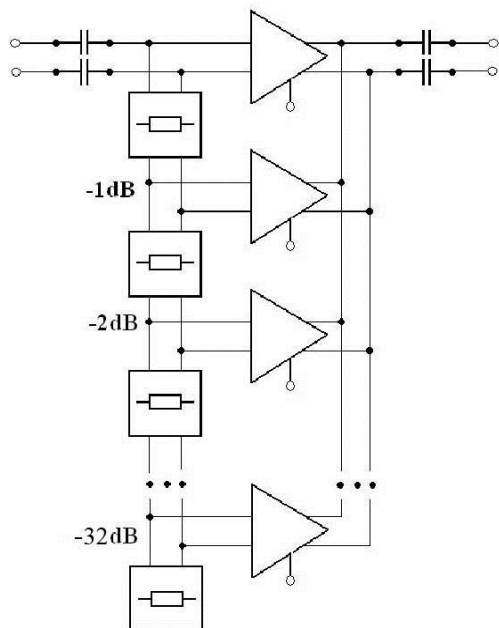


Рис. 2. Блок схема «электронный тромбон»

Между двумя рядами резистивных делителей расположены дифференциальные усилители съема сигнала, управляемые источниками токов. Для задания нужного ослабления (усиления) сигнала подключается тот или иной источник тока, питающий требуемый усилитель съема сигнала. Дифференциальная структура уменьшает влияние паразитных элементов в цепи общей шины и снижает величину сигналов распространяющихся по подложке. Фактически данную схему можно рассматривать и как усилитель с переменным коэффициентом усиления. Рассматриваемая структура имеет динамический диапазон, определяемый усилителями съема сигнала, что позволяет варьировать его значение в широких пределах в зависимости от величины потребляемого тока. Частотный диапазон также определяется характеристиками усилителя и паразитными емкостями резистивного делителя. Для улучшения частотных и шумовых свойств можно предложить замену резистивного делителя на емкостной, что позволяет использовать паразитные емкости в качестве элементов делителя, при этом емкостной аттенуатор не вносит дополнительных шумов, т.к. состоит из реактивных элементов.

В качестве дальнейшего улучшения регулируемых аттенуаторов предложена структура, представленная на рисунке 3.

Аттенуатор выполнен по дифференциальной схеме с целью уменьшения влияния паразитных эффектов и содержит 3 последовательных звена ослабления сигнала, каждое из которых состоит из четырех ячеек ослабления, соединенных параллельно. Первое звено ослабляет сигнал на 0; 8; 16; 24 дБ, второе звено ослабляет сигнал на 0; 2; 4; 6 дБ, третье звено ослабляет сигнал на 0; 0,5; 1,0; 1,5 дБ; таким образом, реализуется аттенуатор с диапазоном регулировки 31 дБ и шагом 0,5 дБ. Применение последовательно-параллельной схемы позволяет сократить количество проходных МОП переключателей аттенуатора, осуществляющих коммутацию аттенуирующих секций, практически в 2 раза.

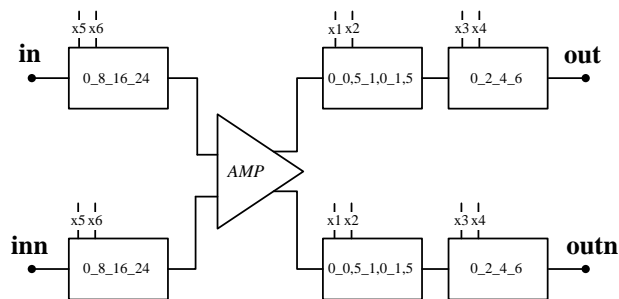


Рис. 3. Блок схема регулируемого аттенуатора

Между первым и вторым звеном расположен корректирующий усилитель, который повышает уровень сигнала и обеспечивает низкий уровень шумов при малом ослаблении в тракте.

По сравнению со схемой, приведенной на рисунке 2, в данной структуре снижается влияние соседних усилителей съема друг на друга при рассогласовании, и повышается точность задания коэффициента передачи, а также снижается количество необходимых блоков усилителей.

Характерным свойством предложенных активных аттенуаторов (усилителей с переменным коэффициентом передачи) является зависимость верхней границы диапазона величины входных сигналов (P1дБ) и коэффициента шума (NF) от коэффициента передачи при управлении цифровым кодом.

Для схемы, представленной на рисунке 3, при максимальном усилении сигнал проходит по первому (верхнему) каналу в ячейке, состоящей из четырех каналов с разным ослаблением, при этом P1дБ составляет около 0 дБм, а NF менее 4,5 дБ, эти значения сохраняются до величины ослабления 8 дБ, после чего сигнал проходит по второму каналу, получая ослабление более 8 дБ, соответственно на 8 дБ возрастает P1дБ и примерно на столько же уровень шума и т.д., т.е. с ростом коэффициента ослабления растет верхняя граница динамического диапазона и уровень шума.

Корректирующий усилитель выполнен по схеме с резистивной параллельно-последовательной обратной связью, что позволяет обеспечить постоянство

коэффициента передачи и согласование в широкой полосе частот при поддержании требуемого значения верхней границы динамического диапазона. Атенюатор управляется по параллельному коду с помощью встроенных драйверов на МОП транзисторах.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

С использованием SiGe БиКМОП технологии с проектными нормами 0,25 мкм фирмы INP (Германия) и программной среды фирмы Cadence была разработана микросхема аттенюатора, в которой изменение амплитуды выходного сигнала производится с помощью перестройки цифрового 6-ти битного кода. Входные и выходные сигналы микросхемы — парафазные. Топология кристалла представлена на рисунке 4. Размер кристалла составил 1670×1090 мкм. Микросхема имеет 16 выводов. При напряжении питания 5 В ток потребления микросхемы составляет 45 мА.

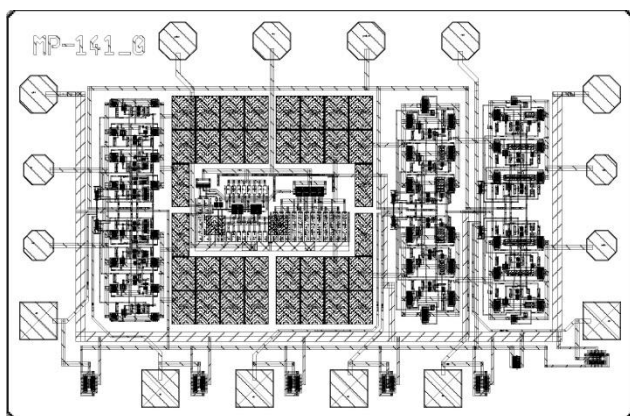


Рис. 4. Топологический чертёж кристалла аттенюатора

Для исследования МИС разработана специализированная СВЧ печатная плата. Внешний вид микросхемы, установленной на измерительную плату, представлен на рисунке 5.

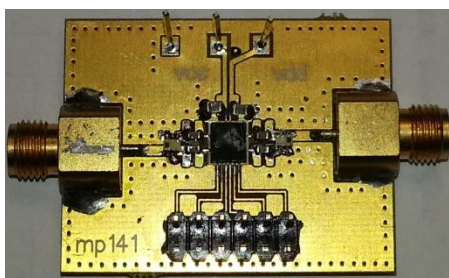


Рис. 5. Тестовая плата для проведения измерений МИС активного аттенюатора

Результаты моделирования и измерения коэффициента передачи аттенюатора представлены на рисунке 6.

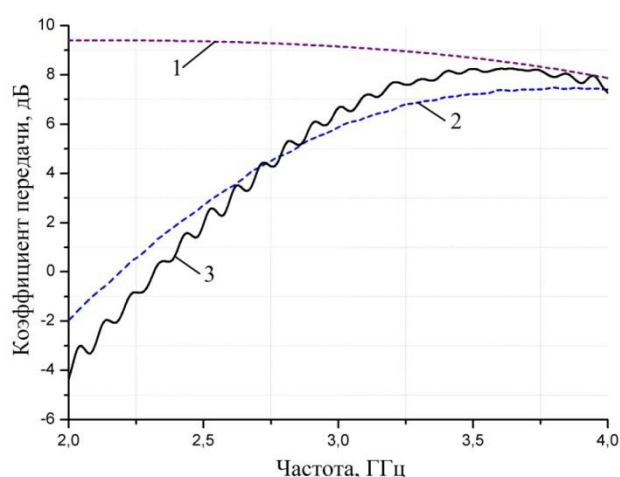


Рис. 6. Результаты моделирования с идеальным трансформатором (1), с трансформатором NHN1595A1(2) и измерения (3) коэффициента передачи МИС аттенюатора

Падение коэффициента передачи на низких частотах для микросхемы аттенюатора обусловлено применением трансформатора NHN1595A1 с диапазоном рабочих частот 3 – 8 ГГц.

На рисунке 7 представлен коэффициент передачи аттенюатора в зависимости от частоты для всех 32 состояний.

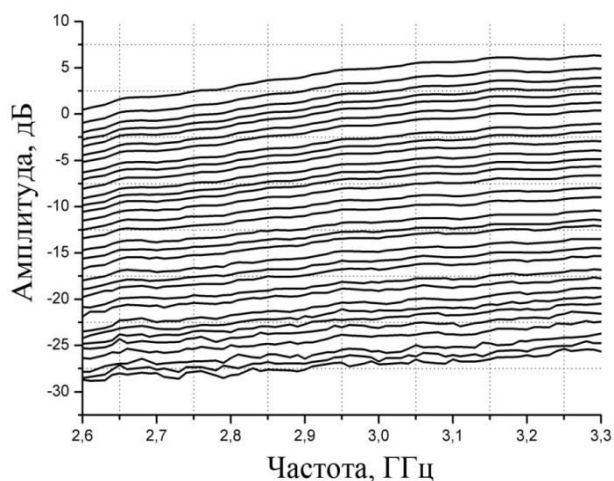


Рис. 7. Результаты измерения коэффициента передачи МИС аттенюатора для всех состояний

На рисунке 8 представлен график зависимости средне квадратичного отклонения (СКО) амплитудной ошибки в зависимости от частоты. Применение избыточного количества состояний за счет добавления аттенюирующей секции с шагом 0,5 дБ позволило получить СКО амплитудной ошибки 0,5 дБ.

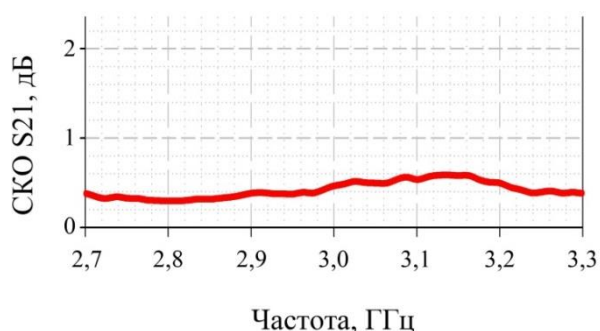


Рис. 8. Результаты измерения СК0 амплитудной ошибки МИС аттенюатора

Минимальный дискрет вносимого ослабления, максимальное значение вносимого ослабления, среднеквадратичное отклонение амплитудной ошибки, коэффициент передачи, КСВН по входу и выходу определяются расчетным путем на основе S-параметров во всех состояниях аттенюатора. Исследование верхней границы линейности амплитудной характеристики проводилось с помощью анализатора спектра. Сводные результаты моделирования и измерений МИС активного аттенюатора на частоте 3 ГГц представлены в таблице 1.

Таблица 1

Характеристики МИС активного аттенюатора

Параметр	Результаты моделирования	Результаты измерений
Рабочая частота, ГГц	2,0 – 3,5	2,0 – 4,0
Коэффициент передачи, дБ	9,5	6,0
Минимальный дискрет вносимого ослабления	1,0	0,9
Максимальное значение вносимого ослабления, дБ	31	30
СК0 амплитудной ошибки, дБ	—	0,45
Фазовая модуляция, град.	14,0	30,0
Коэффициент шума, дБ	4,5	—
Входная точка однодецибелльной компрессии, дБм	-3,0	-5,0
Динамический диапазон ($\Delta f=0,1$ ГГц), дБ	89	—
КСВН по входу, ед.	1,5	1,8
КСВН по выходу, ед.	1,3	1,8
Ток потребления, мА	45	47

В результате проделанной работы установлено, что измеренные параметры микросхемы активного

аттенюатора соответствуют расчетным значениям. Микросхема обладает широким диапазоном рабочих частот до 4,5 ГГц. Коэффициент передачи МИС активного аттенюатора в опорном состоянии положительный и составляет 6 дБ. Это достигается за счет использования встроенного широкополосного усилителя. СК0 амплитудной ошибки составляет 0,45 дБ, что сопоставимо с величиной половины минимального дискрета изменения амплитуды, и реализовано за счет применения избыточного числа состояний.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана и экспериментально исследована МИС активного аттенюатора, спроектированного с использованием параллельно-последовательной структуры. Используемый при разработке SiGe БиКМОП технологический процесс позволяет значительно увеличить степень интеграции микросхемы и размещать на одном кристалле цифровые и аналоговые блоки, одновременно сохраняя при этом высокий процент выхода годных изделий, а также низкую стоимость изготовления. Благодаря использованию SiGe технологии устройство характеризуется компактностью и широким диапазоном рабочих частот.

Параметры микросхемы позволяют говорить о принципиальной возможности применения данной микросхемы в аппаратуре L- и S-диапазонов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Елесин В.В., Назарова Г.Н., Усачев Н.А., Сотсков Д.И., Чуков Г.В., Репин В.В., Мухин И.И. Построение монолитных ИС многоуровневых фазовращателей СВЧ-диапазона с улучшенными точностными характеристиками // Известия ВУЗов. Электроника. 2012. № 5 (97). С. 31-38.
- [2] Dogan H., Meyer R., Niknejad A. Analysis and Design of RF CMOS Attenuators // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2008. Vol. 43. №. 10. P. 2269-2283.
- [3] Huynh C., Nguyen C. New Ultra-High-Isolation RF Switch Architecture and Its Use for a 10–38-GHz 0.18-um BiCMOS Ultra-Wideband Switch // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2011. Vol. 59. № 2. P. 345–353.
- [4] Елесин В.В., Назарова Г.Н. Оптимизация параметров СВЧ переключателей для монолитных фазовращателей и аттенюаторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 2010. № 1(224). С. 7-11.
- [5] Абакумова Н.В., Балько А.К., Богданов Ю.М., Мальцев В.А., Зуева О.С., Самсонова И.В., Теинов А.М., Щербаков Ф.Е., Юсупова Н.И. Схемы СВЧ-аттенюаторов на полевых транзисторах с барьером Шотки // Радиотехника. 2007. № 3.
- [6] Елесин В.В., Назарова Г.Н., Чуков Г.В. Маршрут исследований ИС многоуровневых фазовращателей и аттенюаторов для АФАР СВЧ диапазона // Известия ВУЗов. Электроника. 2011. С. 78-85.