

Квадратурные демодуляторы СВЧ диапазона. Опыт топологической разработки

Е.И. Старченко¹, А.И. Гавлицкий¹, А.С. Будяков², П.Л. Ионов³

¹Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса, Gavlicky@bk.ru

²ФГУП НИИ “Пульсар”

³ФГУП НИИ микроэлектронной аппаратуры “Прогресс”

Аннотация — Обсуждаются результаты разработки топологии квадратурного демодулятора СВЧ диапазона для технологического процесса SGB25VD. Рассмотрены реализации отдельных узлов и приведены результаты моделирования элементов топологии с учетом влияния паразитных параметров.

Ключевые слова — Квадратурный демодулятор, аналоговый перемножитель, топология, германий-на кремнии.

I. ВВЕДЕНИЕ

Успешное внедрение потенциально высокочастотной SiGe технологии в варианте технологического процесса SGB25VD [1], имеющего ограниченные компонентные возможности, в значительной мере связано с глубиной схемотехнической проработки как отдельных узлов и устройств, так и сложнофункциональных (СФ) блоков в целом. С этих позиций, на первое место выходят функционально завершенные ИС СВЧ диапазона, которые могут также входить в состав смешанных систем на кристалле (СнК).

В настоящей работе приводится опыт топологического проектирования узлов, входящих в состав квадратурных демодуляторов СВЧ диапазона, ориентированных на технологический процесс SGB25VD, который в настоящее время осваивается некоторыми отечественными предприятиями.

II. БАЗОВАЯ СТРУКТУРА КВАДРАТУРНЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ

Базовая структура квадратурного демодулятора (КД) непосредственно следует из принципа приема ортогонально переданных сообщений $x_1(t)$ и $x_2(t)$ (рис. 1). На выходах аналоговых перемножителей (АП) необходимо наличие активных ограничителей спектра для согласования уровней сигнала с нагрузкой и ослабления сигналов удвоенных частот. Для сохранения формы сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ необходимо обеспе-

чить линейную ФЧХ. Если считать, что гарантированное затухание на удвоенной частоте несущей $2f_0$ достаточно велико, то доминирующие составляющие погрешности преобразования обусловлены влиянием напряжений смещения нуля ΔU_1 входных каскадов, фазовой погрешностью квадратурного опорного генератора ($\Delta\varphi$) и погрешностями перемножения АП [2].

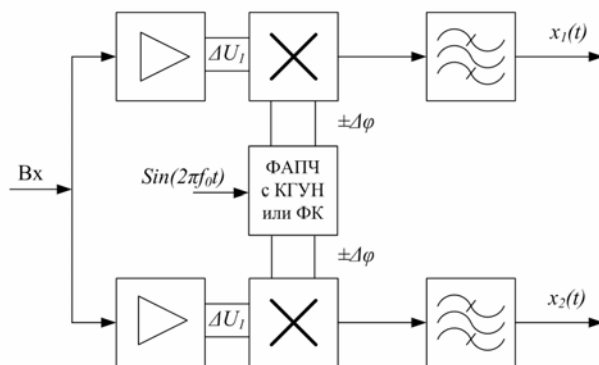


Рис. 1. Структурная схема квадратурного демодулятора

Можно показать, что при рационально спроектированном АП и входных усилителях модернизационный ресурс КД определяется качественными показателями ограничителей спектра.

III. ВЛИЯНИЕ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА СХЕМОТЕХНИЧЕСКУЮ РЕАЛИЗАЦИЮ КД

В технологическом процессе SGB25VD доступны два типа активных элементов – биполярные транзисторы рпн-типа и МОП транзисторы с каналами N- и P-типа. Применение того или иного типа активных элементов для построения функциональных узлов имеет как свои преимущества, так и недостатки [3], [4]. Построение множительного ядра АП на полевых транзисторах позволяет получить широкий диапазон входных напряжений при низкой результирующей нелинейности проходной характеристики АП, но тре-

бует установки достаточного большого тока источников тока множительного ядра. В свою очередь, биполярное множительное ядро, способное работать при низких токах (что зачастую предпочтительнее) имеет узкий диапазон входных напряжений, не превышающий значения $2\varphi_T$ и меньший масштабный коэффициент перемножителя. В таком случае необходима установка на входе множительного ядра логарифмирующих усилителей [4]. Отдельным недостатком множительного ядра на основе полевых транзисторов с большим масштабным коэффициентом перемножения является большая площадь, занимаемая им на кристалле и, как следствие, несколько худшие частотные свойства из-за повышения суммарной емкости на подложку.

Варианты топологической реализации АП на основе полевых и биполярных транзисторов приведены на рис. 2 и рис. 3 соответственно.

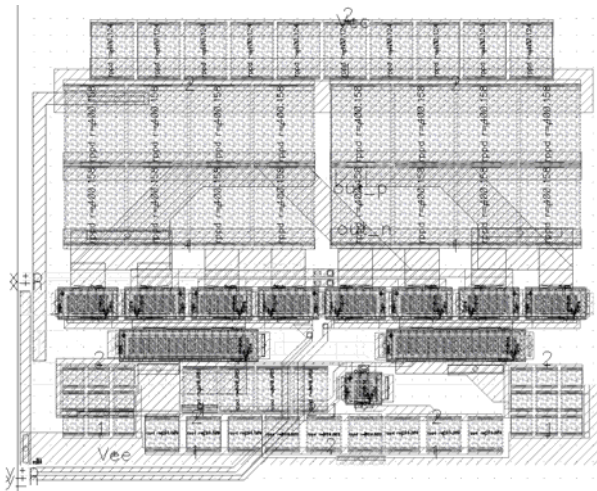


Рис. 2. Топология АП на основе полевых транзисторов

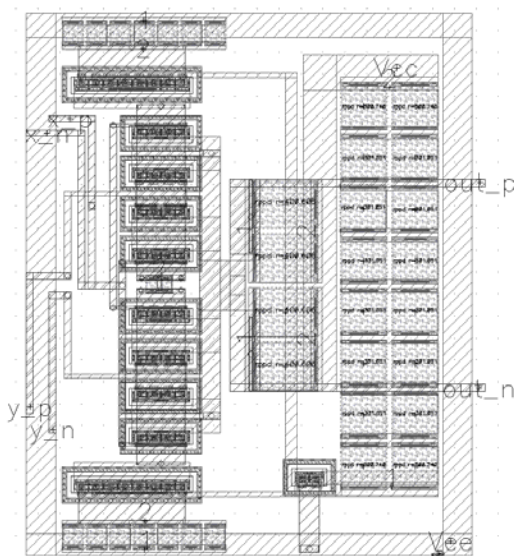


Рис. 3. Топология АП на основе биполярных транзисторов

Следует также отметить такой побочный фактор, негативно влияющий на полосу рабочих частот АП на основе полевых транзисторов, как увеличенная площадь резисторов, являющихся нагрузкой множительного ядра. Это вызвано необходимостью соблюдения технологических требований к максимальному рабочему току интегральных резисторов. Как показывают результаты экстракции паразитных параметров топологии, емкость резисторов на подложку зачастую является доминирующим фактором, определяющим полосу рабочих частот. Так, при моделировании без учета влияния паразитных емкостей, верхняя граничная частота АП на полевых транзисторах превышает 14 ГГц. Моделирование с учетом емкости на подложку дает не более 6,6 ГГц. Графики ЛАЧХ АП, приведенных на рис. 2-3, полученные при моделировании с учетом паразитных параметров топологии, приведены на рис. 4. Моделирование производилось с использованием входных балансирующих усилителей (БУ).

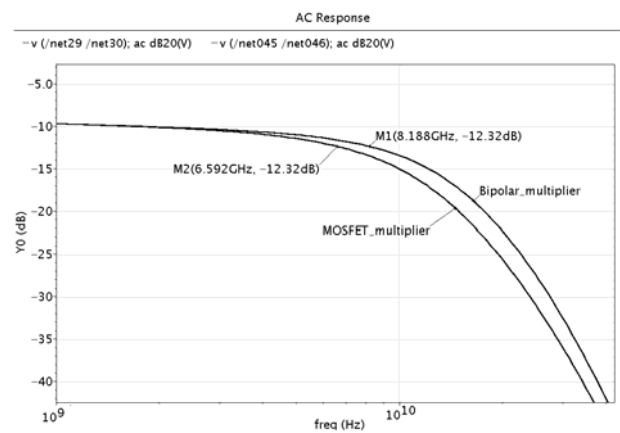


Рис. 4. ЛАЧХ АП с БУ на входах X и Y рис. 2, 3

Как было отмечено выше, АП на основе биполярных транзисторов имеет несколько большую верхнюю граничную частоту.

Также следует отметить тот факт, что расположение выводов у биполярных транзисторов позволяет так расположить транзисторы множительного ядра и источников тока, что электрическая длина пути для обоих каналов перемножителя в целом и дифференциальных транзисторных пар в частности (что имеет даже большее значение) практически идентична. В случае использования полевых транзисторов достичь этого затруднительно.

Тип множительного ядра также налагает определенные ограничения на входные БУ с парафазным выходом. На рис. 5, 6 приведены топологии различных схмотехнических реализаций таких усилителей. Приведенные топологии соответствуют различным принципиальным схемам и оптимизированы для применения с конкретной реализацией множительного ядра.

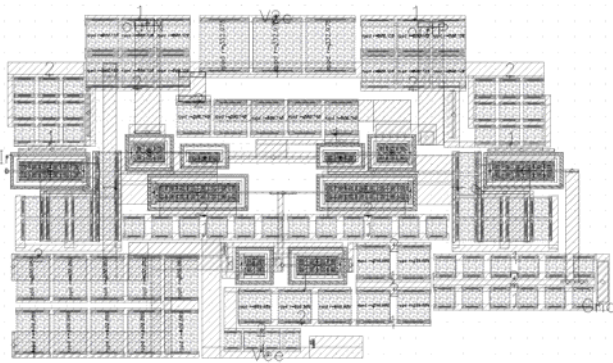


Рис. 5. Топология входного балансирующего усилителя для АП на основе полевых транзисторов

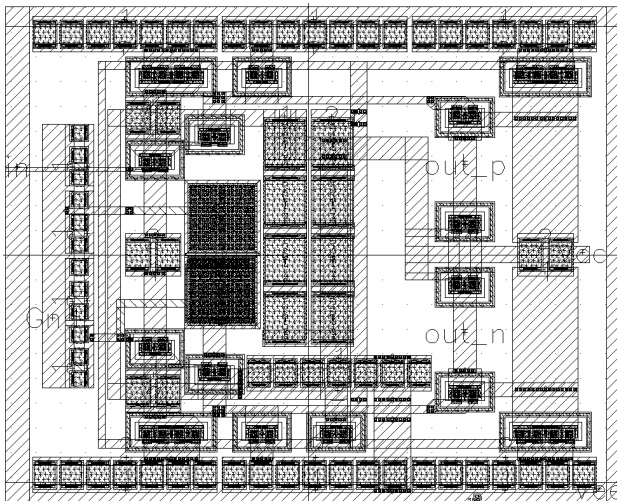


Рис. 6. Топология входного балансирующего усилителя для АП на основе биполярных транзисторов

В случае БУ для биполярного АП, рабочие токи несколько ниже, что объясняется типом нагрузки: для получения логарифмической проходной характеристики нагрузкой служат диоды, а необходимый коэффициент передачи определяется плотностью тока через нагрузку, а не его абсолютным значением, как в случае резистивной нагрузки, необходимой для полевого АП. Такая оптимизация позволяет уменьшить ток, потребляемый БУ и площадь, занимаемую им на кристалле. Очевидно, что данный факт также влияет на верхнюю граничную частоту как биполярного, так и полевого АП.

IV. ОПТИМИЗАЦИЯ СЕХМОТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФИГУРАЦИИ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТОПОЛОГИИ

При построении активных каскадов различных блоков, одним из наиболее часто используемых является дифференциальный каскад. Одним из основных недостатков классического дифференциального каскада является узкий активный диапазон входных напряжений. Понижение крутизны преобразования возможно

двумя методами: введением в эмиттерные цепи транзисторов двух идентичных резисторов или применением отдельных источников тока и одиночного резистора (рис. 7 а, б). Можно показать, что в случае соблюдения условия равенства суммарного тока дифференциального каскада и суммарного сопротивления, введенного в эмиттерные цепи транзисторов, прочие параметры таких каскадов будут идентичны.

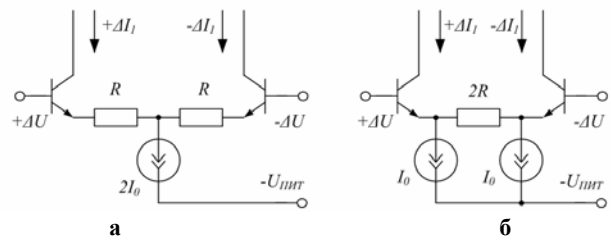


Рис. 7. Функциональные схемы дифференциальных каскадов с расширенным активным диапазоном входных напряжений

Однако, с точки зрения размещения элементов на кристалле и их соединений оказывается, что достичь симметрии каскада для схемы, приведенной на рис. 7а затруднительно. Основная сложность заключается в том, как подключить источник тока, таким образом, чтобы соединительные проводники не вносили несимметричное добавочное сопротивление и паразитную емкость. Дифференциальный каскад, приведенный на рис. 7б данной проблемы практически лишен.

Варианты реализации схем, представленных на рис. 7 а, б представлены на рис. 8 а, б, соответственно.

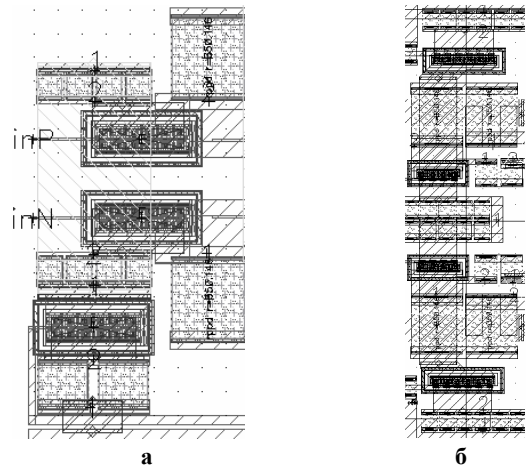


Рис. 8. Примеры реализации дифференциальных каскадов, приведенных на рис. 7

Как показывают сравнительное моделирование, использование второго варианта позволяет избавиться от постоянной составляющей на выходе схемы с одиночным источником тока, которая может достигать значений десятков микровольт. При наличии нескольких каскадов этого типа, включенных последо-

вательно, суммарная ошибка имеет тенденцию к увеличению.

V. ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТОПОЛОГИИ НА ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Как было отмечено выше, доминирующим фактором, влияющим на частотные параметры активных каскадов, является паразитная емкость на подложку. А основным источником этой емкости являются резисторы. Рассмотрим влияние этого фактора на примере парафазного буферного усилителя, также являющегося ограничителем спектра выходного сигнала АП.

На рис. 9 приведена топология такого усилителя, выполненного на основе дифференциальных каскадов с одинаковыми источниками тока. На рис. 10 приведена топология усилителя имеющего аналогичную структурную схему, построенного на дифференциальных каскадах с двумя источниками тока.

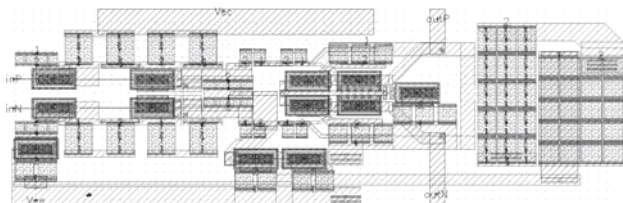


Рис. 9. Вариант топологии парафазного усилителя на основе дифференциальных каскадов с одинаковым источником тока

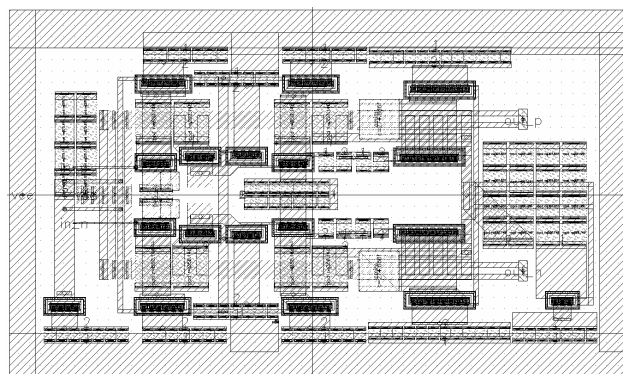


Рис. 10. Вариант топологии парафазного усилителя на основе дифференциальных каскадов с двумя источниками тока

Следует отметить, что требуемая частота среза усилителя равна 500 МГц при линейной фазовой характеристике в диапазоне рабочих частот. Данные требования предполагалось достигать с помощью параметрической оптимизации корректирующих емкостей. Примечательно, что без учета влияния паразитных параметров топологии, частота среза нескорректированного усилителя по результатам моделирования имела значение, превышающее 1 ГГц. Однако, с уче-

том параметров, полученных после экстракции топологии, верхняя граничная частота для варианта, представленного на рис. 9 составила не более 270 МГц, а для варианта, представленного на рис. 10 – 550 МГц. Многоступенчатая оптимизация площадей резисторов и сигнальных проводников позволила существенно расширить полосу рабочих частот нескорректированных усилителей: 480 МГц для первого варианта и более 750 МГц для второго.

Отсутствие запаса по частоте нескорректированного усилителя практически лишает разработчика возможности корректировки ФЧХ усилителя. Как следствие, после соответствующей корректировки, второй вариант имеет несколько лучшую, с точки зрения ограничителя спектра, ФЧХ и АЧХ.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Следует отметить, что разработка топологии аналоговых узлов является сложной задачей, зачастую требующей изменений как схемотехнических решений, так и параметров элементов, входящих в них. Получение необходимых характеристик требует многоступенчатой параметрической оптимизации не только элементов, входящих в состав узлов и блоков, но и ширины проводников их соединяющих. Это связано с тем, что допустимая плотность тока через проводники металлизации зачастую входит в противоречие с требуемой паразитной емкостью этих проводников на подложку. Задача разработчика состоит в поиске тонкой грани компромисса между этими параметрами.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] John D. Cressler, SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, May 1998. – Vol. 46. – NO. 5.
- [2] Старченко Е.И., Гавлицкий А.И., Репин В.В., Крутинский С.Г. Квадратурные демодуляторы СВЧ диапазона. Опыт практической разработки // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2008. Сборник научных трудов / Под общ. ред. акад. А.Л. Стемповского. М.: ИПМ РАН, 2008. – С. 318-324.
- [3] Гавлицкий А.И., Старченко Е.И. Влияние типа активных компонентов на характеристики сложнофункциональных блоков на примере аналогового перемножителя // Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА. / Материалы научнотехнической конференции. – М.: ФГУП «НПП Пульсар», 2009. – С. 32-35.
- [4] Гавлицкий А.И. Особенности схемотехники сверхнизковольтных прецизионных аналоговых перемножителей напряжения // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – №5 (94). – С. 101-108.