МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования «Донской государственный технический университет»
в г. Шахты Ростовской области
(ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты)

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ

Учебное пособие

Рекомендовано редакционно-издательским советом
ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты в качестве учебного пособия
для студентов направлений 09.03.02 «Информационные системы
и технологии», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии
и системы связи», специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы
и комплексы» очной, заочной и очно-заочной форм обучения

Составители:
Н.Н. Прокопенко, В.Г. Сапогин

ШАХТЫ
ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты
2015

УДК 621.396.666.2(075.8)
ББК 32.844-04я73

Книга выпущена под редакцией авторов

Рецензенты:
к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника»
А.Э. Попов
д.т.н., профессор кафедры «Радиоэлектронные
и электротехнические системы и комплексы»
В.И. Марчук

Интегральные индуктивности [Электронный ресурс] : учеб. пособие / сост.: Н.Н. Прокопенко, В.Г. Сапогин ; Ин-т сферы обслуж. и предпринимательства (филиал) федер. гос. бюдж. образоват. учреждения высш. образования «Донской гос. техн. ун-т» в г. Шахты Рост. обл. (ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты). – Электрон. дан. (3,41 Мб). – Шахты : ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты, 2015. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Систем. требования : Pentium III 866 МГц ; 256 Мб RAM ; Windows XP ; Adobe Reader 7.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов PDF) ; CD-ROM дисковод ; мышь. – Загл. с экрана. – № госрегистрации 0321600179.
ISBN 978-5-906786-00-5

В учебном пособии рассмотрены особенности применения интегральных индуктивных элементов в ВЧ и СВЧ электронных устройствах, а также основные тенденции развития их конструкций. Обсуждаются проблемы создания математических моделей интегральных индуктивностей и их проектирования. Учебное пособие предназначено для студентов направлений 09.03.02 «Информационные системы и технологии», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы», обучающихся по очной, заочной и очно-заочной формам обучения.

Учебное пособие подготовлено в рамках выполнения Госзадания Минобрнауки России № 8.374.2014/К по теме «Разработка и исследование нового поколения архитектурных, схемотехнических и топологических методов расширения диапазона рабочих частот аналоговых микросхем на основе перспективных технологических процессов и их практические приложения».

© ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты, 2015

Подписано к использованию 21.12.2015
Объём 3,41 Мб

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ
в г. Шахты Ростовской области
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 4
1. Особенности применения индуктивных элементов
в СВЧ-устройствах и основные тенденции развития их конструкции ..5
1.1. Индуктивность в цепях установления статического режима
активных элементов 5
1.2. Каскодные усилители.....7
1.3. Усилители с обратной связью 8
1.4. ВЧ- и СВЧ-усилители на основе дифференциальных каскадов 10
1.5. Широкополосные усилители с управляемыми параметрами 11
1.6. Высокочастотные усилители на основе длинных линий 12
1.7. Многоканальные широкополосные усилители.....13
1.8. Интегральные индуктивности в схемах фазорасщепителей
сигналов и аналоговых перемножителей напряжений.....14
1.9. Усилители мощности с трансформаторным выходом 17
1.10. Основные конструкции интегральных катушек индуктивности
и трансформаторов.....18
2. Индуктивные элементы в малошумящих усилителях
на основе SiGe-техпроцессов 22
2.1. Усилитель на основе МОП-транзистора с местной индуктивной
обратной связью 22
2.2. МШУ подкласса «общий исток» для технологии SGB25VD 27
3. Аналитический обзор методов проектирования интегральных
катушек индуктивности для аналоговых микросхем СВЧ-диапазона ..45
3.1. Базовые элементы и узлы СВЧ-интегральных изделий 49
3.2. Модель катушки индуктивности кремниевой
полупроводниковой интегральной микросхемы 51
3.3. Способы исполнения СВЧ-устройств на элементах
с сосредоточенными параметрами 56
3.4. Упрощённые формулы для расчёта интегральных катушек
индуктивности 58
3.5. Расчёт квадратной спиральной катушки.....63
3.6. Применение САПР ADS2005A для проектирования
интегральных индуктивных элементов.....64
Заключение. Физико-математические и технологические проблемы
проектирования интегральных индуктивностей для «систем
на кристалле» 68
Библиографический список.....79

ПРЕДИСЛОВИЕ

Индуктивность, как элемент электронной схемы, оказывает существенное влияние на многие качественные показатели радиоэлектронной аппаратуры – частотный и динамический диапазоны, энергетические параметры, шумы, КПД и т.д.

Применение индуктивностей в качестве частотозадающих цепей в устройствах частотной селекции и генераторах снижает требования к активным элементам и позволяет в ряде случаев использовать относительно дешёвые технологические процессы. При малых напряжениях питания микроэлектронных изделий на основе SiGe-техпроцесса практически невозможно построение бестрансформаторных усилителей мощности с достаточно высоким КПД, удовлетворяющих требованиям активных фазированных антенных решёток. Геометрические размеры интегральных индуктивностей (L) в 1 нГн соизмеримы с геометрическими размерами транзисторов, что позволяет решать вопросы проектирования СФ-блоков СВЧ-систем на кристалле. Для некоторых классов электронных схем индуктивность L повышает ресурс усиления.

Применение индуктивной коррекции является одним из основных средств снижения шумов ВЧ и СВЧ-усилительных каскадов.

Индуктивные элементы являются основой многих нелинейных функциональных узлов РЭА – аналоговых перемножителей и смесителей сигналов, квадратурных модуляторов и демодуляторов, логарифмирующих усилителей, фазовых корректоров и фазорасщепителей и т.п.

Вопросы проектирования интегральных индуктивностей, их аналитического расчёта представляют собой достаточно сложную проблему, которая часто решается с помощью эмпирических данных или результатов экспериментальных исследований с использованием Design-kits конкретных технологических процессов изготовления микросхем.

В начало к оглавлению

1. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СВЧ-УСТРОЙСТВАХ И ОСНОВНЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ИХ КОНСТРУКЦИИ

В диапазоне СВЧ основное значение приобретает топология активных и пассивных элементов, а также их конструктивные решения. В этой связи в схемотехнике СВЧ-усилителей можно выделить следующие направления использования индуктивности, развитие которых способствует улучшению качественных показателей СВЧ-устройств:

– цепи установления и управления статическим режимом транзисторов;
– каскодные усилители;
– усилители с обратной связью по напряжению и току;
– усилители на основе дифференциальных каскадов;
– усилители с управляемыми параметрами;
– усилители с распределёнными параметрами;
– многоканальные широкополосные усилители.

В настоящей главе приводятся варианты построения СВЧ-усилителей вышеназванных классов. Анализ схемных решений позволяет понять тенденции развития схемотехники СВЧ-усилителей с индуктивными элементами, а также оценить их качественные показатели. Материалы данного раздела могут использоваться при создании новых схемотехнических и топологических решений в области усиления СВЧ сигналов.

В начало к оглавлению

1.1. Индуктивность в цепях установления статического режима активных элементов

Анализ литературы показывает, что, несмотря на кажущуюся очевидность в построении цепей установления статического режима транзисторов СВЧ-усилителей, их проектированию уделяется большое внимание. При этом цепи смещения часто решают и дополнительные задачи:

– управления условиями усиления и согласования транзистора по цепи базы и по цепи коллектора;
– коррекции нелинейных искажений;
– формирования заданных характеристик в температурном диапазоне;
– включения/выключения усилителя логическим сигналом;
– управления выходной мощностью усилителя и т.д.

Примеры построения цепей установления статического режима транзисторов в СВЧ-усилителях показаны на рис. 1.1–1.3.

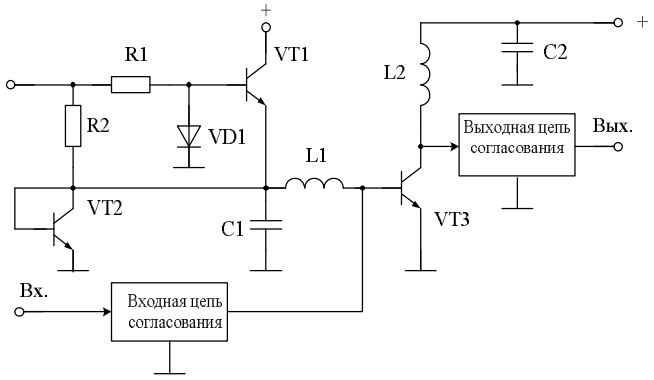


Рис. 1.1. Высоковольтный широкополосный усилитель

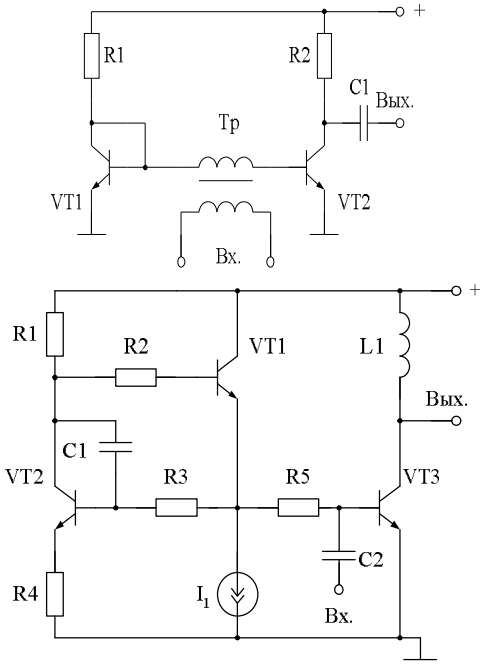


Рис. 1.2. ВЧ-усилитель

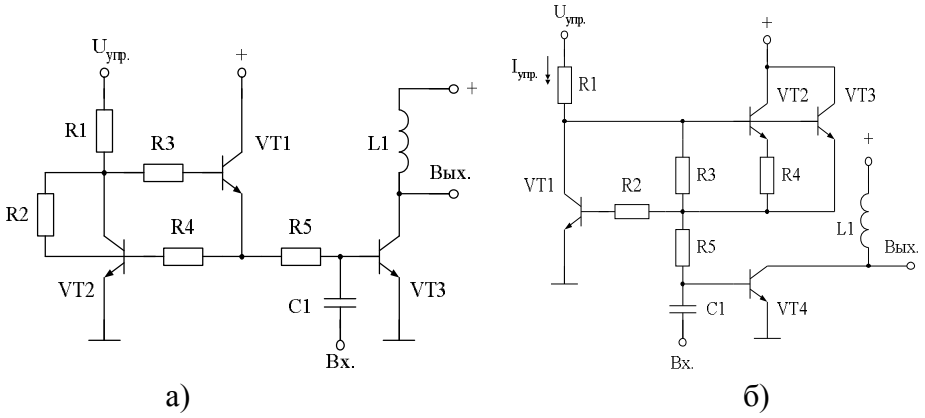


Рис. 1.3. Способ установления управляемого статического режима в ВЧ-усилителе мощности

В начало к оглавлению

1.2. Каскодные усилители

Усилители этого класса находят широкое применение в СВЧ-микросхемах, т.к. обладают менее глубокой внутренней обратной связью, отсутствием эффекта умножения проходных ёмкостей.

Для формирования заданных амплитудно-частотных характеристик в каскодных усилителях часто используются двухполюсники коррекции, которые включаются как элементы отрицательной обратной связи по току или напряжению активного элемента.

Примеры построения каскодных ВЧ- и СВЧ-усилителей показаны на рис. 1.4–1.7.

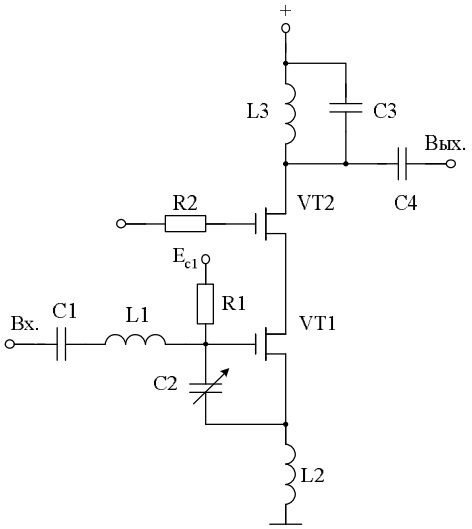


Рис. 1.4. Малошумящий каскодный усилитель с ВЧ-коррекцией

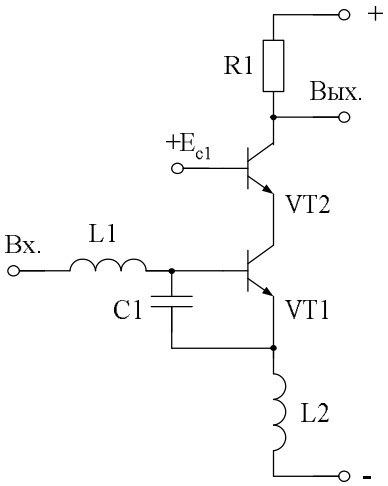


Рис. 1.5. Каскодный усилитель

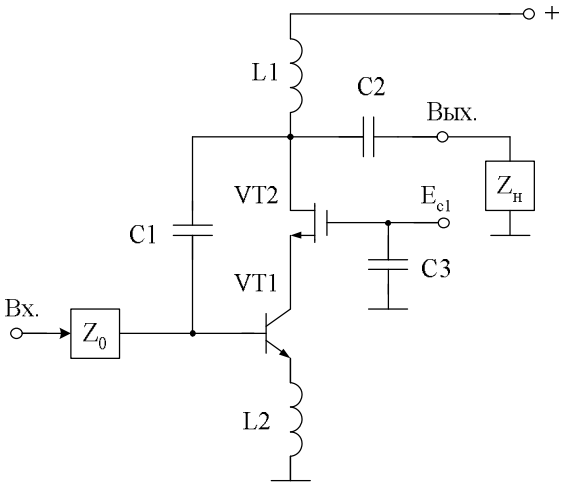


Рис. 1.6. Широкополосный усилитель с малыми искажениями

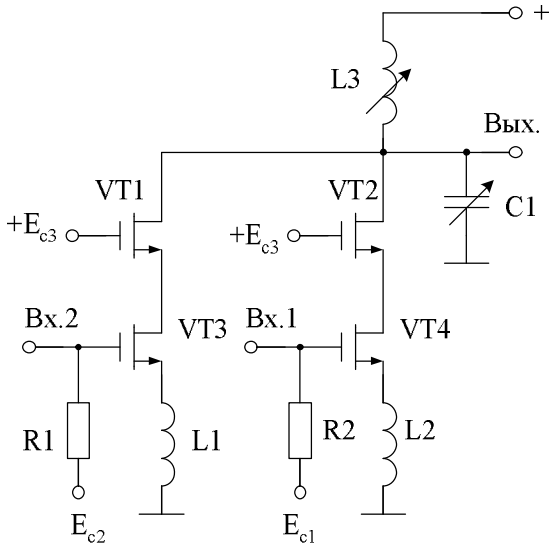


Рис. 1.7. Широкополосный малошумящий усилитель

В начало к оглавлению

1.3. Усилители с обратной связью

Коррекция амплитудно-частотных характеристик СВЧ-усилителей, их согласование по входу и выходу могут осуществляться путём введения частотно-зависимых двухполюсных элементов в цепь обратной связи.

Примеры формирования заданных характеристик усилителя с помощью более сложных цепей обратной связи по току и напряжению приведены на рисунках 1.8–1.11.

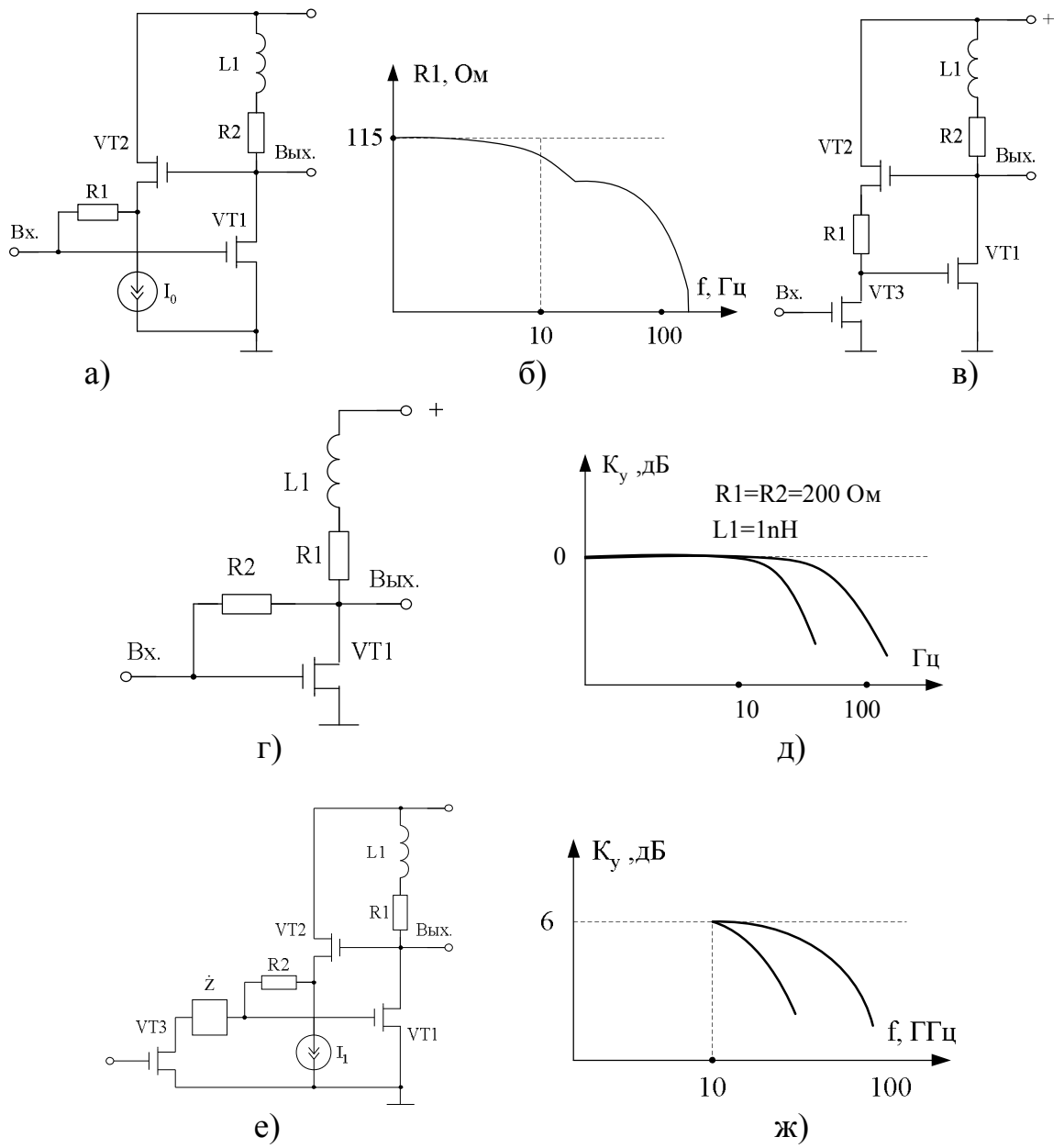


Рис. 1.8. Примеры формирования заданных характеристик усилителя с помощью более сложных цепей обратной связи по току и напряжению

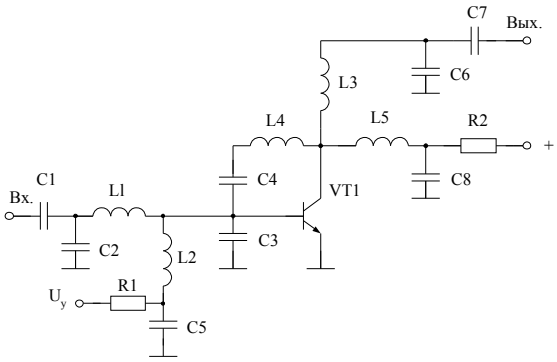


Рис. 1.9. Фазостабильный широкополосный усилитель

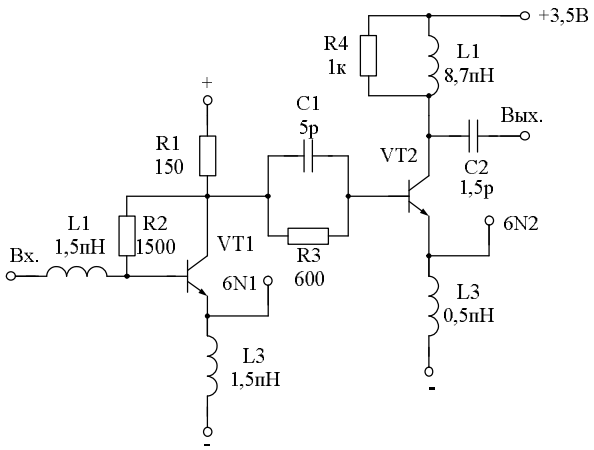


Рис. 1.10. ВЧ-усилитель

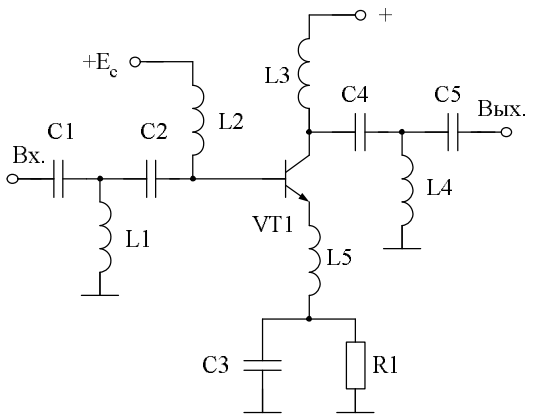


Рис. 1.11. ВЧ-усилитель

В начало к оглавлению

1.4. ВЧ- и СВЧ-усилители на основе дифференциальных каскадов

Дифференциальные усилители (ДУ) на биполярных и полевых транзисторах стали основой многих микросхем ВЧ- и СВЧ-диапазона. Примеры построения усилительных каскадов на основе ДУ приведены на рис. 1.12–1.14.

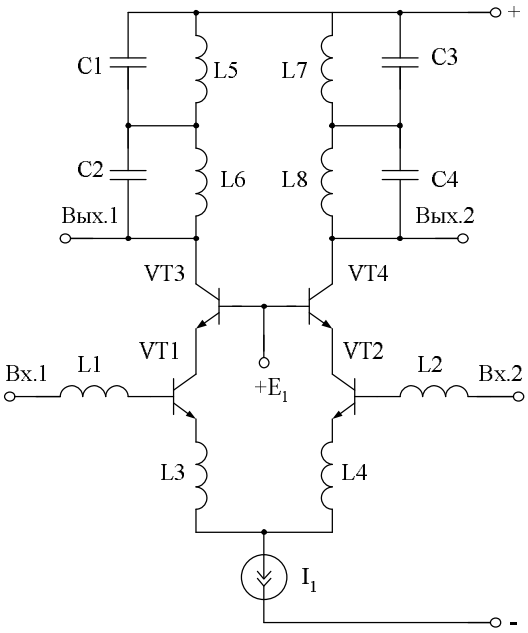


Рис. 1.12. ВЧ-коррекция каскодного дифференциального усилителя

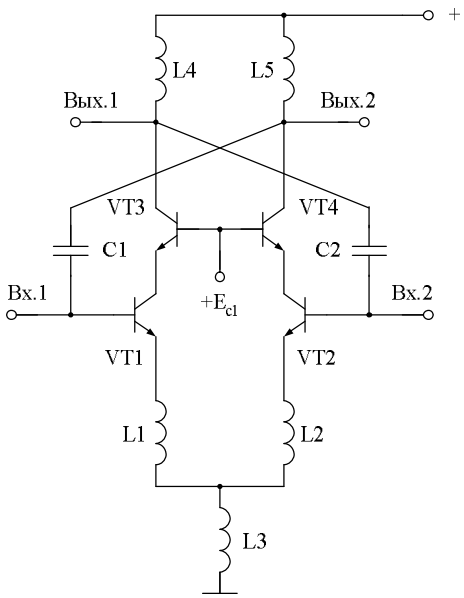


Рис. 1.13. ВЧ-усилитель на основе дифференциального усилителя

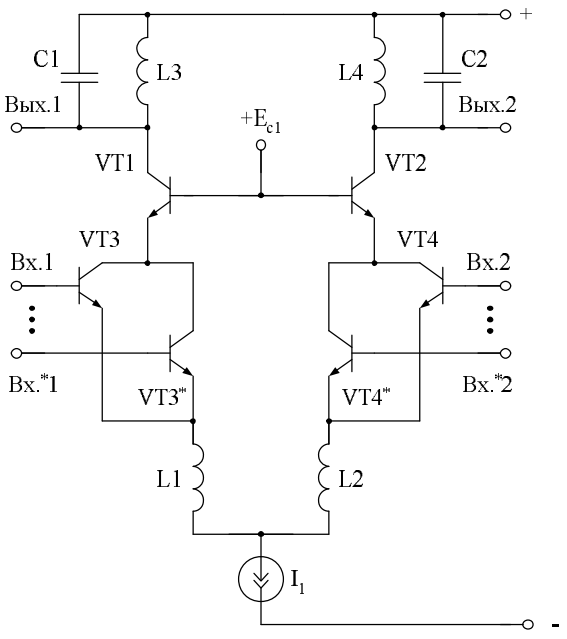


Рис. 1.14. Широкополосный малошумящий усилитель

В начало к оглавлению

1.5. Широкополосные усилители с управляемыми параметрами

Для перестройки условий согласования по входу и выходу широкополосного усилителя, его коэффициента передачи, входного и выходного сопротивлений применяются методы коммутации элементов коррекции транзисторными ключами, схемы изменения статического режима, а также параметров цепи отрицательной обратной связи.

Типовые схемотехнические решения усилителей с управляемыми параметрами приведены на рис. 1.15 и 1.16.

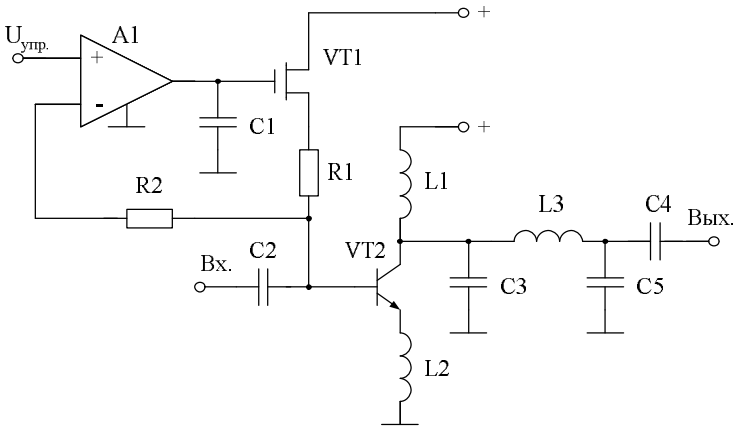


Рис. 1.15. ВЧ-усилитель с управляемым $К_у$

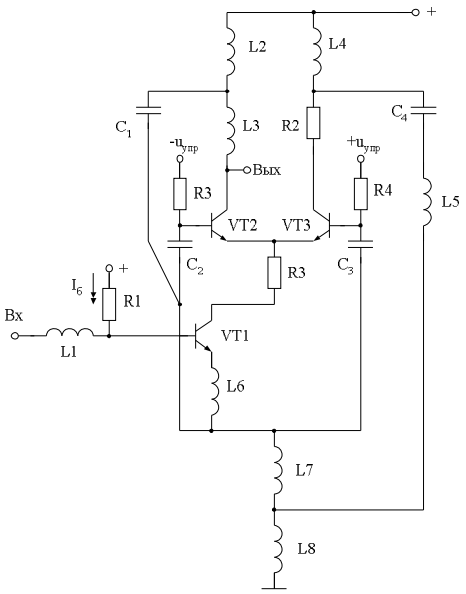


Рис. 1.16. Малошумящий усилитель с $К_у$ = var

В начало к оглавлению

1.6. Высокочастотные усилители на основе длинных линий

Применение длинных линий в СВЧ-усилителях, в отличие от усилителей с сосредоточенными параметрами, оправдано в диапазонах СВЧ. Примеры таких схемотехнических решений показаны на рис. 1.17–1.20.

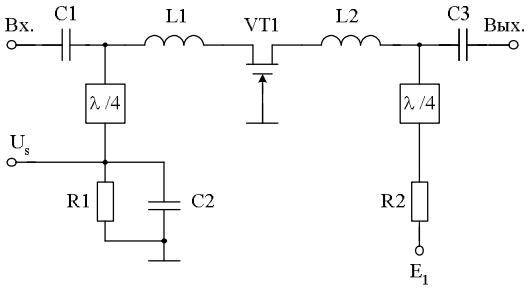


Рис. 1.17. СВЧ-усилитель по схеме с общим затвором

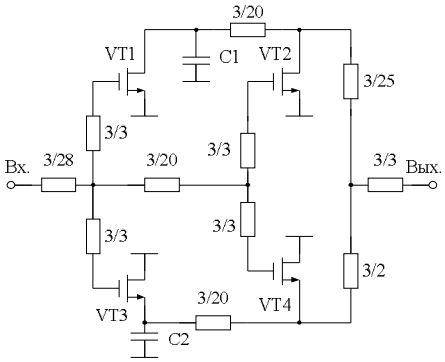


Рис. 1.18. СВЧ-усилитель

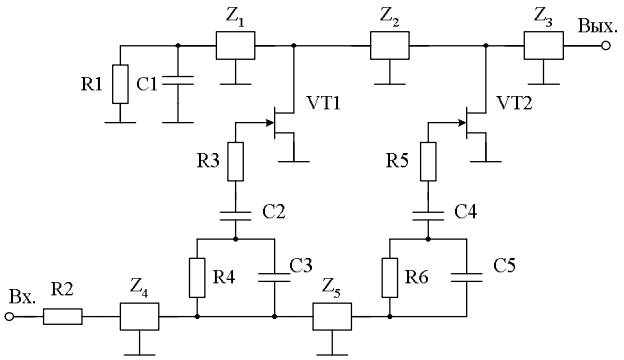


Рис. 1.19. Усилитель с распределённым усилением

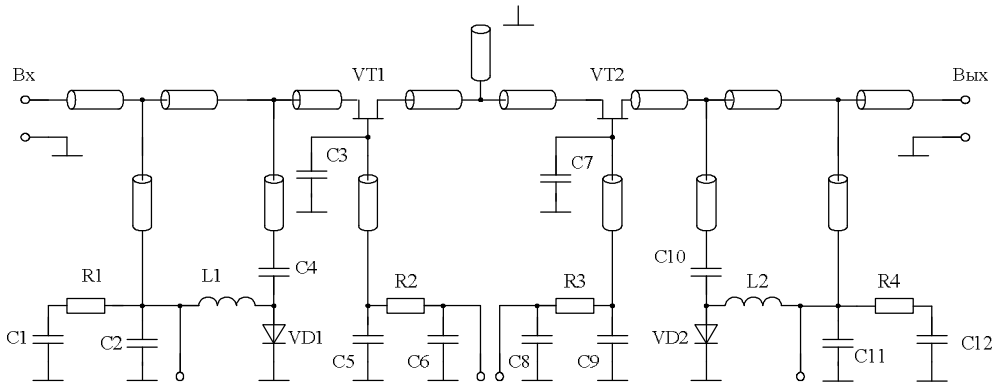


Рис. 1.20. Двунаправленный усилитель

В начало к оглавлению

1.7. Многоканальные широкополосные усилители

Для уменьшения нелинейных искажений в режиме большого ВЧ-сигнала, увеличения выходной мощности аналоговых микросхем систем связи и телекоммуникаций находят применение многоканальные усилители. Варианты их построения приведены на рис. 1.21–1.23.

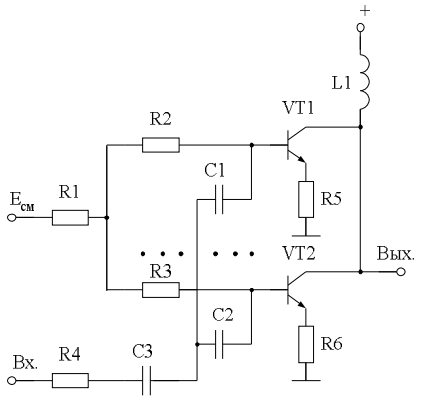


Рис. 1.21. Многоканальный ВЧ-усилитель

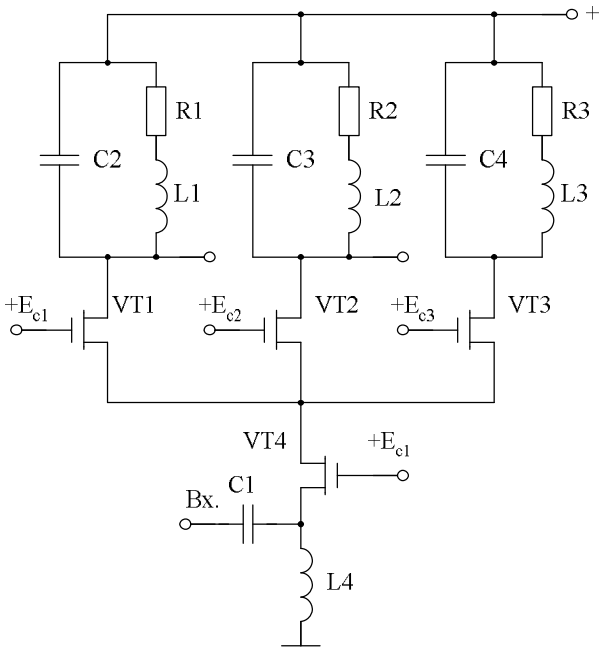


Рис. 1.22. Малошумящий ВЧ-усилитель

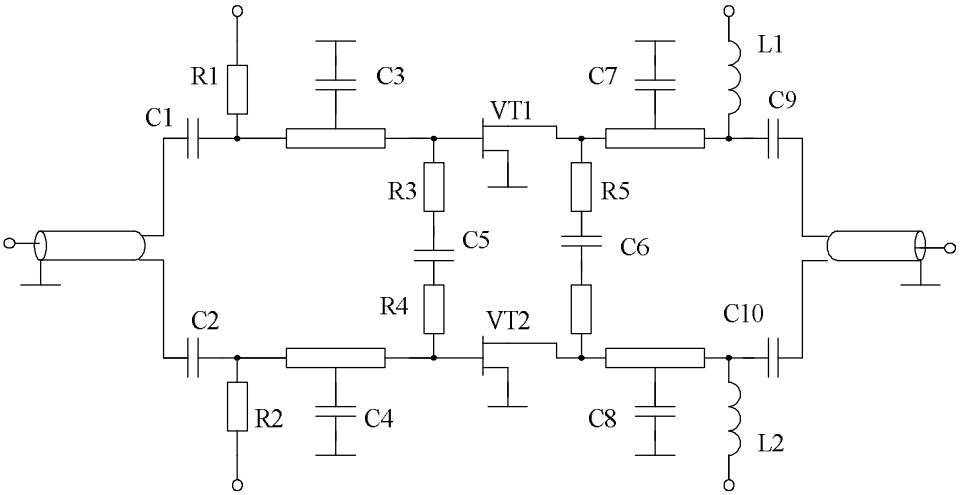


Рис. 1.23. Усилитель мощности высокой частоты

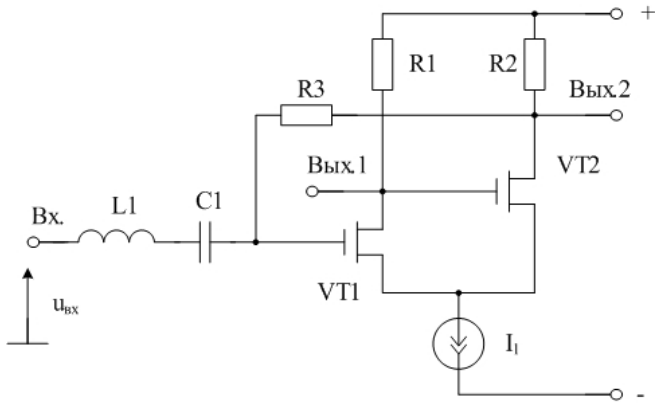
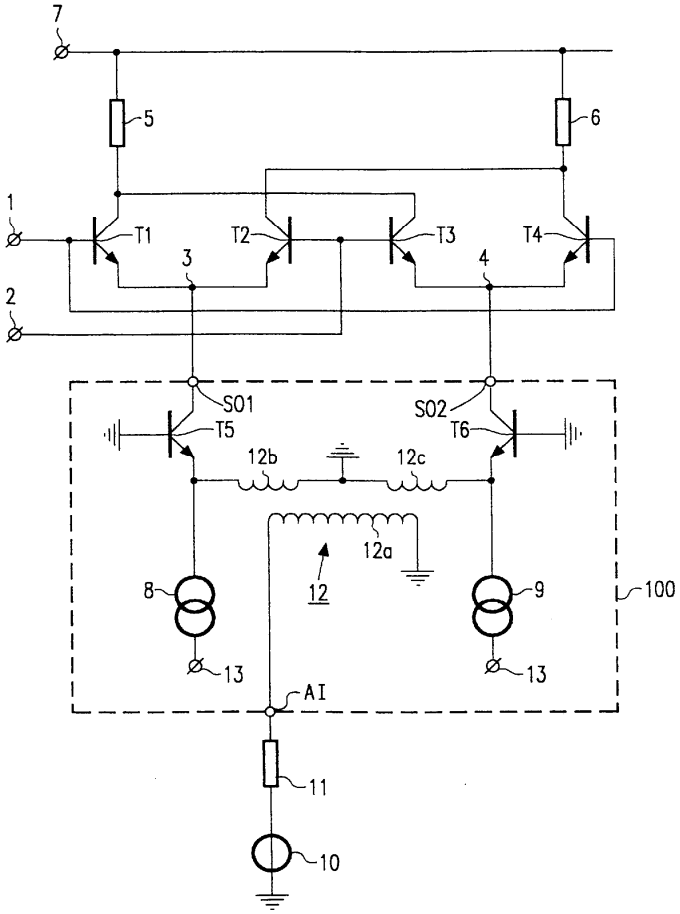
В начало к оглавлению

1.8. Интегральные индуктивности в схемах фазорасщепителей сигналов и аналоговых перемножителей напряжений

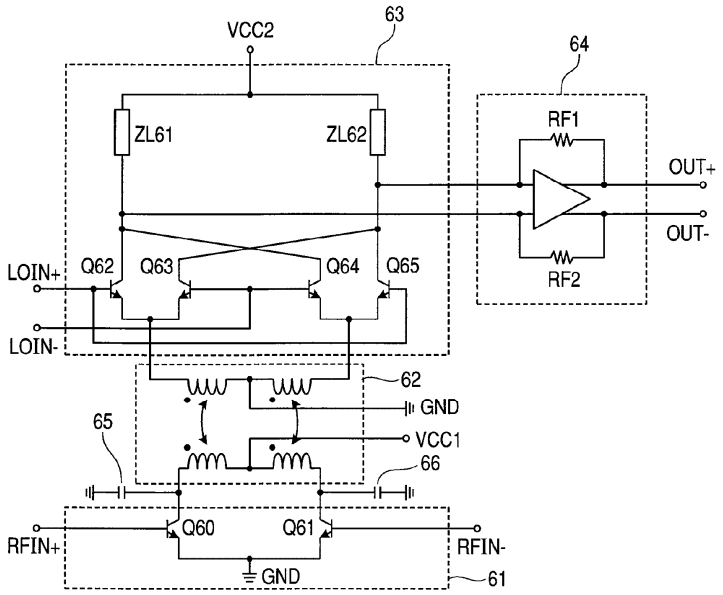
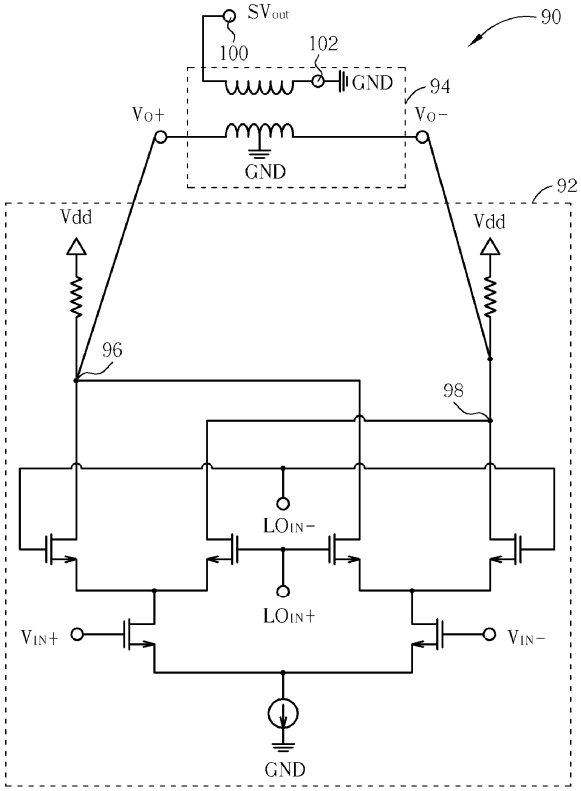
В табл. 1.1 представлены схемы включения интегральных индуктивностей в фазорасщепителях, аналоговых перемножителях и квадратурных преобразователях, запатентованных ведущими микроэлектронными фирмами мира.

Таблица 1.1

Интегральные индуктивности в схемах фазорасщепителей сигналов, аналоговых перемножителей напряжений, квадратурных модуляторов и демодуляторов

№ п/п	Схема устройства	№ патента (патентной заявки)
1		US 2005/0200412
2		US 5,825,231

Окончание табл. 1.1

№ п/п	Схема устройства	№ патента (патентной заявки)
3		US 2009/ 0221259
4		US 2006/0164171

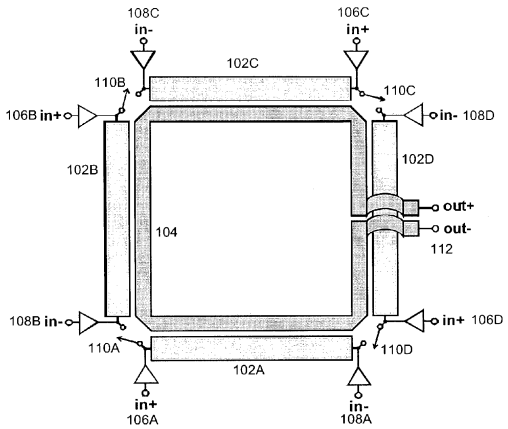
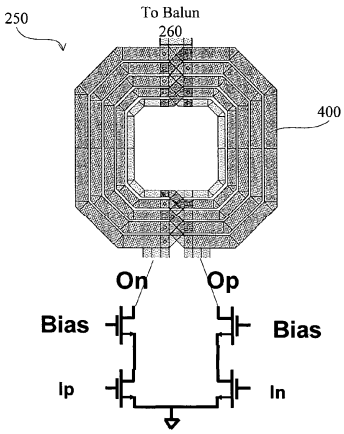
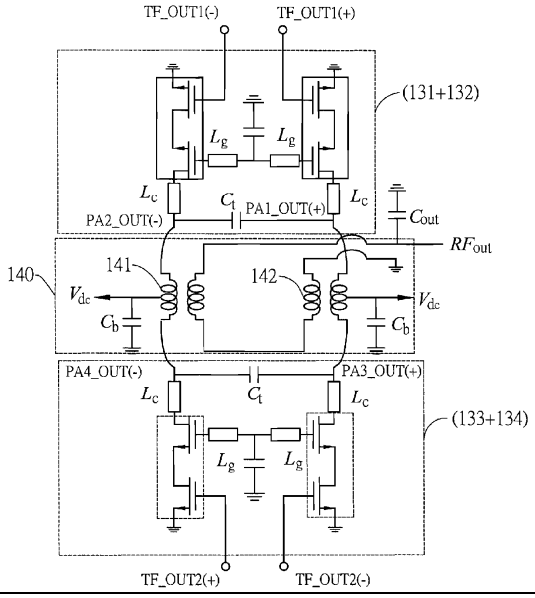
В начало к оглавлению

1.9. Усилители мощности с трансформаторным выходом

В табл. 1.2 отражены схемотехнические и конструктивные аспекты построения усилителей мощности ВЧ- и СВЧ-диапазонов с трансформаторным выходом.

Таблица 1.2

Усилители мощности с трансформаторным выходом

№ п/п	Схема устройства	№ патента
1		US 2003/0169113 A1, US 2007/0030071 A1, US 6.856.199 B2, US 2005/0140447, US 20080204139
2	 FIG. 4A	US 2006/0049874 A1
3		US 2010/0244962

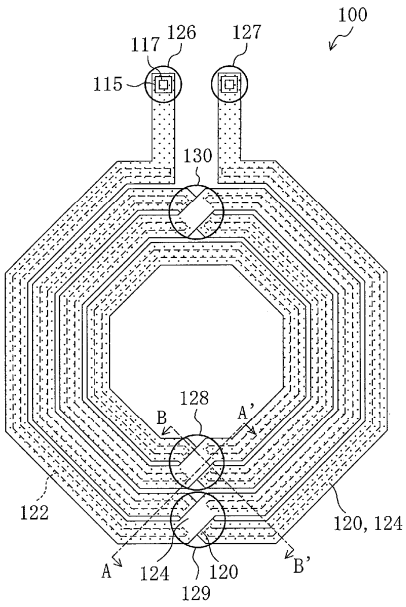
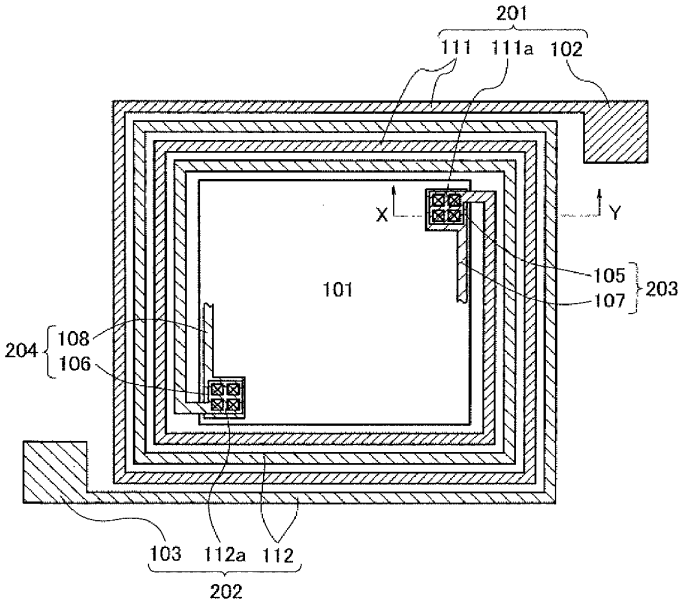
В начало к оглавлению

1.10. Основные конструкции интегральных катушек индуктивности и трансформаторов

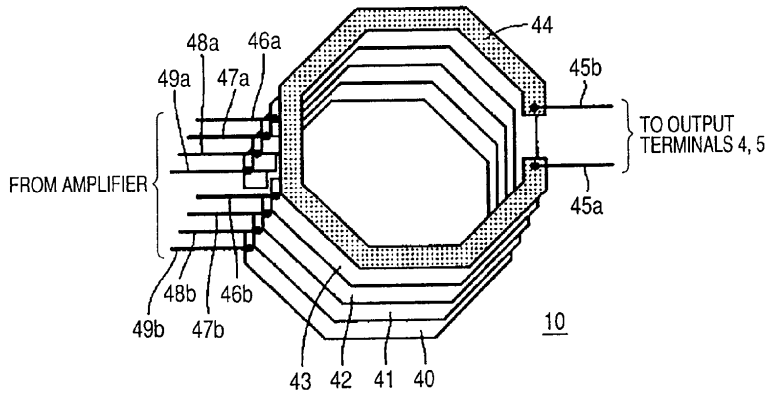
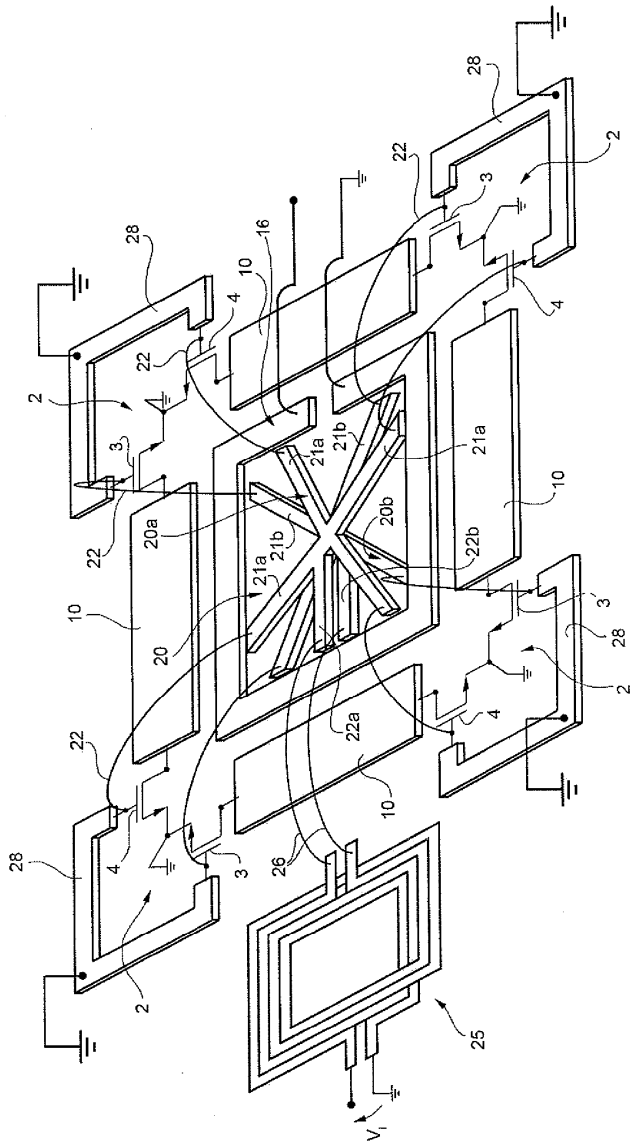
В табл. 1.3 представлены патенты, касающиеся конструкций и технологий изготовления индуктивностей и СВЧ-трансформаторов для различных усилителей в интегральном исполнении, в том числе АФАР.

Таблица 1.3

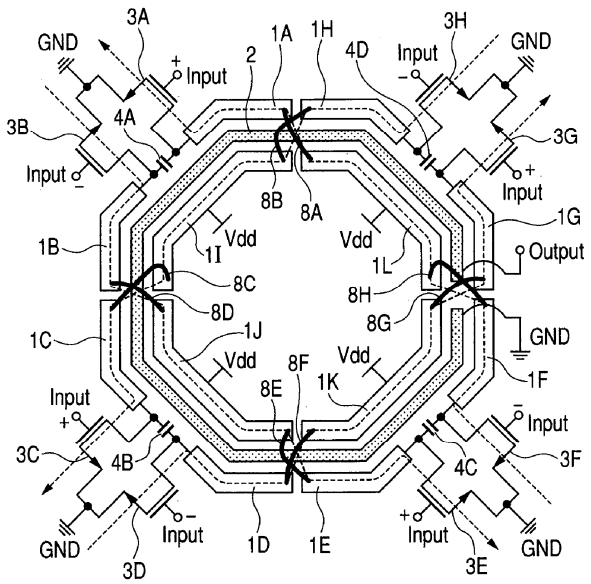
Конструктивные особенности интегральных индуктивностей и трансформаторов

№ п/п	Конструкция	№ патента (патентной заявки)
1	2	3
1		US 2009/0261452 A1
2		US 2009/0261444 A1

Продолжение табл. 1.3

1	2	3
3		US 2010/0148869
4		US 2010/0164628

Окончание табл. 1.3

1	2	3
5		US 2010/0117737

Представленные в настоящем разделе материалы позволяют сделать следующие предварительные выводы.

Во-первых, интегральные индуктивности как элементы цепей позволяют существенно обогатить структуры МШУ и обеспечить оптимизацию коэффициента шума. Их влияние на входные и выходные импедансы не только облегчают согласование усилителя в структуре СФ-блока, но и максимизируют коэффициент усиления при заданном коэффициенте шума. Отмеченная совокупность позволяет рассматривать проектирование МШУ как проектирование низкодобротного избирательного усилителя при дополнительном ограничении на коэффициент шума. Именно в этом случае можно рассматривать композицию основных транзисторов как средство минимизации собственного шума схемы в рамках используемого технологического процесса.

Во-вторых, интегральные индуктивности с учётом их паразитных параметров могут составить основу базиса частотно-задающих цепей в электрических фильтрах, фазовых и амплитудных корректорах и генераторах сигналов различной формы. В ряде случаев такой базис является достаточным для пассивных фильтров и корректоров. Однако это многообразие всегда уменьшает требования к ресурсу усиления базовых активных элементов схемы и, следовательно, позволяет расширить диапазон рабочих частот или повысить селективность проектируемого устройства. Этот вывод базируется на очевидном утверждении: собственная добротность полюса RLC-цепи всегда больше аналогичного параметра RC-цепи при заданном виде их передаточных функций или характеристик.

Наконец, и это самое главное, реализация цепей с взаимоиндуктивными связями, в частности трансформаторов, позволяет в схемотехнике СФ-блоков СВЧ-диапазона ставить и решать задачи, направленные на уменьшение их энергопотребления. Так, при проектировании квадратурных модуляторов и демодуляторов микротрансформатор может выполнять функции фазовращателей и устройств согласования аналогового перемножителя напряжения или смесителя с линией связи. Ограничения на диапазон рабочих частот таких СФ-блоков создают необходимые структурные и параметрические предпосылки для формирования ортогонального базиса опорных напряжений и, следовательно, многократного уменьшения потребляемого тока. Этот же элемент цепи позволяет решить ряд практических задач по организации как местных, так и общих функциональных связей в активных операционных преобразователях. Достаточно отметить, что микротрансформатор обеспечивает за счёт множества вторичных обмоток реализацию оптимальных цепей типа «leep-frog» или их разновидностей, в рамках которых возможна минимизация среднеквадратического значения параметрической чувствительности. Не менее важную, хотя и очевидную, задачу решают микротрансформаторы в усилителях мощности. Параметрическая оптимизация выходной цепи в таких усилителях не только повышает КПД, но и позволяет использовать оптимальные режимы транзисторов, обеспечивающих передачу мощности в нагрузку. Кроме этого, характер частотной зависимости выходной цепи обеспечивает необходимую коррекцию всего тракта преобразования сигналов в соответствующих СФ-блоках.

Следует отметить следующее. В контексте базовой технологии «система в корпусе» одной из проблем создания интерфейсов связи применяемых СФ-блоков является их гальваническая развязка. С этих позиций в энергоэкономичных СвК появляется возможность передачи сигналов посредством трансформаторных цепей, а также организации шины питания ряда «удалённых» узлов, например чувствительных элементов или микросенсоров. Это положение может явиться обоснованием необходимости дополнительных исследований в технике «система на подложке», когда не только микро-, но и минитрансформатор является базовым элементом собственно подложки, выполняющей функции электрической части интерфейса. Кроме этого, в реальной ФЭА такие подложки, каждая из которых является основой отдельных СвК, образуют электрическую сеть связи посредством единственного кабеля.

В начало к оглавлению

2. ИНДУКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЯХ НА ОСНОВЕ SIGE-ТЕХПРОЦЕССОВ

Одним из перспективных путей сокращения трудоёмкости и повышения эффективности проектирования СВЧ-полупроводниковых устройств (ППУ) является развитие методов их автоматизированного синтеза. В данном разделе рассматриваются методы проектирования в среде Cadence разновидности ППУ – малошумящих усилителей (МШУ).

Современные СВЧ МШУ создаются на основе новых поколений твердотельных радиоэлектронных компонентов, например на базе SiGe-технологии. Помимо улучшенных основных технических параметров, применение этих компонентов позволяет кардинально снизить массу и габариты радиоэлектронных изделий, повысить надёжность и коэффициент полезного действия, уменьшить стоимость при серийном производстве и т.д.

В последнее время резкое увеличение количества разрабатываемых в мире радиоэлектронных изделий СВЧ-диапазона и, соответственно, СВЧ МШУ связано с широким развитием таких сфер применения радиоэлектроники, как космическая, спутниковая, персональная и сотовая связь, телекоммуникации, системы передачи данных и т.д. Вместе с тем, проектирование СВЧ МШУ представляет собой сложную задачу, включающую взаимосвязанные этапы. В связи со сложностью разработки СВЧ-устройств и систем, её осуществление не представляется возможным без использования средств автоматизированного проектирования. С этой целью ряд микроэлектронных фирм создали современные программные комплексы для проектирования СВЧ-аппаратуры. Пример этому – САПР Cadence фирмы Cadence (США).

Предельные значения ряда параметров современных систем связи и телекоммуникаций определяются уровнем шумов входных аналоговых цепей. В этой связи разработка частных методик проектирования входных малошумящих усилителей (МШУ) с учётом ограничений техпроцесса SGB25VD представляет собой достаточно актуальную задачу.

В начало к оглавлению

2.1. Усилитель на основе МОП-транзистора с местной индуктивной обратной связью

Ниже приведена методика синтеза и пример проектирования малошумящего усилителя (МШУ) на основе МОП-транзистора в схеме с «общим истоком» и местной индуктивной обратной связью в цепи истока (МШУ ОИ).

Основные достоинства согласования с помощью местной индуктивной обратной связи заключаются в пониженном уровне шумов (в сравнении МШУ с резистивной обратной связью). Данный способ согласования

не ограничивает допустимые значения крутизны транзистора (как это имеет место в МШУ на основе каскада «общий затвор»). Такая схема часто применяется, например, во входных цепях Bluetooth и GPS приёмников, так как позволяет получить достаточно малый коэффициент шума при небольшой потребляемой мощности в узкой полосе рабочих частот. Для обеспечения малого паразитного прохождения сигнала с выхода обратно на вход обычно применяется каскодный вариант схемы (рис. 2.1а) (показана входная часть схемы).

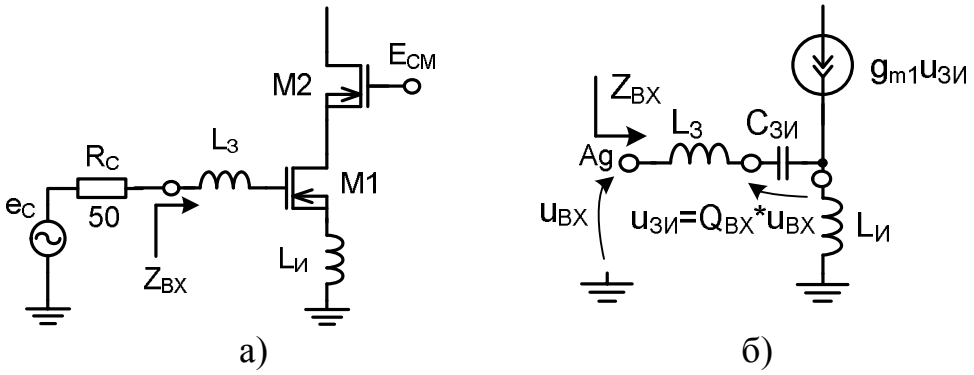


Рис. 2.1. Схема каскодного МШУ на основе МОП-транзистора с местной индуктивной обратной связью в цепи истока (а) и эквивалентная схема замещения его входной цепи (б)

Для расчёта входного импеданса МШУ (рис. 2.1а) воспользуемся эквивалентной схемой замещения (рис. 2.1б):

$$Z_{ВХ} = s(L_И + L_З) + \frac{1}{sC_{ЗИ}} + \left(\frac{g_{m1}}{C_{ЗИ}}\right)L_И\Big|_{\omega=\omega_0} \approx \omega_Т L_И, \qquad (2.1)$$

где g_{m1} – крутизна характеристики транзистора M1 в рабочей точке;

$C_{ЗИ}$ – ёмкость затвор-исток транзистора M1;

ω_0 – частота резонанса последовательного контура $L_И + L_З$, $C_{ЗИ}$;

$\omega_Т \approx \frac{g_{m1}}{C_{ЗИ}}$ – частота единичного усиления по току затвора транзистора M1.

Таким образом, путём изменения индуктивности $L_И$ и параметров транзистора M1 можно добиться согласования входного импеданса МШУ с волновым сопротивлением линии передачи.

Методика синтеза входной цепи МШУ ОИ может быть следующей:

1. Определяется индуктивность $L_И$ таким образом, чтобы её значение было в несколько раз больше паразитной индуктивности «земляной» шины источника питания (индуктивность проволочных соединений кристалла по этой цепи). Обычно это значение выбирается не более 1 нГн, так как применение большей индуктивности ведёт к излишнему расходу

площади кристалла и снижению коэффициента усиления по мощности. Следует заметить, что если длина проволочных соединений с кристаллом МШУ хорошо контролируется, то в качестве индуктивности $L_И$ можно использовать проволочные соединения по цепи истока транзистора с выводной рамкой корпуса микросхемы.

2. Значение индуктивности в цепи затвора $L_З$ можно определить из выражения:

$$L_З = \frac{2 \cdot R_С \cdot Q_{ВХ}}{\omega_0} - L_И, \qquad (2.2)$$

где $Q_{ВХ} = \frac{\omega_0 (L_З + L_И)}{R_С + \omega_Т L_И} = \frac{\omega_0 (L_З + L_И)}{2 \cdot R_С}$ – добротность входной цепи МШУ (обычно выбираются значения $Q_{ВХ} = 3 \div 5$). Увеличение $Q_{ВХ}$ приводит к повышению коэффициента усиления напряжения и уменьшению приведённого к входу напряжения шума (в $Q_{ВХ}$ раз).

3. Далее следует определить ёмкость затвор-исток:

$$C_{ЗИ} = \frac{1}{\omega_0^2 (L_З + L_И)}. \qquad (2.3)$$

4. Ширину затвора транзистора M1 можно найти из выражения:

$$W = \frac{3}{2} \cdot \frac{C_{ЗИ}}{C_{ox} L_{min}}, \qquad (2.4)$$

где $C_{ox} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{T_{ox}}$ [Ф/м^2] – удельная ёмкость подзатворного окисла,

$\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\varepsilon \approx 3{,}9$ – диэлектрическая проницаемость оксида кремния;

T_{ox} – толщина подзатворного окисла (Thickness of Gate Oxide on pWell для nMOS), данный параметр можно найти в спецификации технологического процесса ($T_{ox} = 5{,}8 \cdot 10^{-9}$ м для SGB25VD);

L_{min} – минимальная длина канала МОП-транзистора.

5. Крутизна транзистора M1 определяется из условия обеспечения согласования входного импеданса МШУ ОИ с выходным сопротивлением источника сигнала R_C:

$$g_{m1} = \frac{R_С C_{ЗИ}}{L_И}. \qquad (2.5)$$

6. Приближённое значение статического тока стока транзистора M1 определяется как

$$I_C \approx \frac{g_{m1}^2}{2\mu_n C_{ox} (W/L_{min})}, \qquad (2.6)$$

где $\mu_n \approx 0{,}05$ м^2/В·с – подвижность электронов в канале МОП транзистора.

7. Так как в приведённых выше расчётах применялась упрощённая модель, то для подстройки центральной частоты согласования понадобится оптимизация значения индуктивности $L_З$ и(или) ширины затвора M1 в ходе компьютерного моделирования. Для подстройки входного импеданса на частоте согласования следует варьировать статический ток стока.

Согласование выходной цепи МШУ можно построить по схеме (рис. 2.2).

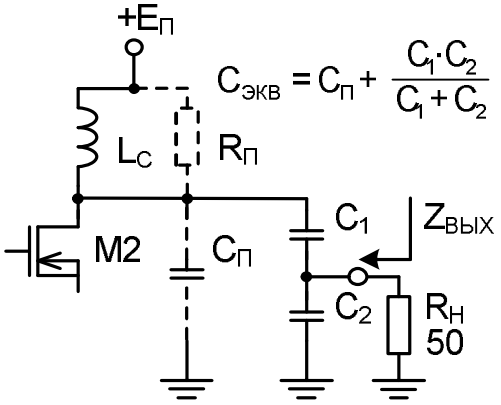


Рис. 2.2. Пример реализации цепей согласования выхода и нагрузки МШУ (пунктиром обозначены паразитные элементы схемы)

Для обеспечения максимального коэффициента усиления, параллельный колебательный контур в цепи стока M2 настраивается в резонанс на рабочей частоте $\omega_0 = 1/\sqrt{L_C C_{ЭКВ}}$. При этом выходное сопротивление МШУ имеет резистивный характер и определяется сопротивлением контура на резонансной частоте ω_0, которое на рисунке 2.2 представлено в виде эквивалентного параллельного сопротивления $R_П$. Чтобы согласовать большое выходное сопротивление $R_П$ с низким сопротивлением нагрузки 50 Ом линии, применяется ёмкостной делитель с коэффициентом трансформации:

$$k = \frac{R_Н}{R_П} = \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2. \qquad (2.7)$$

Рассмотрим одну из возможных методик расчёта цепи согласования выхода МШУ с нагрузкой:

1. Так как помимо эквивалентной ёмкости делителя C1, C2 на выходе МШУ присутствует паразитная ёмкость $C_П$, то её значение следует определить. Для этого необходимо промоделировать мнимую часть выходного сопротивления МШУ без цепей согласования (L_C, C_1, C_2) на частоте ω_0 (например, с помощью опции SpectreRF). При этом для обеспечения статического режима транзистора M2, индуктивность L_C следует заменить

большой идеальной индуктивностью (например, 1000 Гн). Тогда значение паразитной ёмкости легко определяется из выражения:

$$C_{П} = \frac{1}{\mathrm{Im}[Z_{ВЫХ}(\omega_0)] \cdot \omega_0}. \qquad (2.8)$$

2. Для обеспечения резонанса на частоте ω_0 индуктивность в цепи стока L_C выбирается из условия:

$$L_C < \frac{1}{\omega_0^2 C_{П}}, \qquad (2.9)$$

максимальное значение ограничено наличием паразитных ёмкостей $C_П$, площадью кристалла и частотой саморезонанса индуктивности. Минимальное значение ограничено необходимым коэффициентом усиления.

3. Далее рассчитывается эквивалентная ёмкость нагрузочного колебательного контура:

$$C_{ЭКВ} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_C}. \qquad (2.10)$$

4. Эквивалентное активное сопротивление $R_П$ определяется, главным образом, добротностью Q_L индуктивности L_C (обычно применяются конденсаторы типа металл-диэлектрик-металл, которые незначительно влияют на общую добротность контура):

$$R_{П} = Q_L \omega_0 L_C. \qquad (2.11)$$

Однако более целесообразно найти это значение с помощью моделирования. Например, можно подключить к выходу МШУ конденсатор ($C_{ЭКВ}$) и снять зависимость выходного импеданса от частоты. Максимум действительной части импеданса, соответствующий $R_П$, будет находиться на частоте ω_0.

5. Задаваясь определённым значением индуктивности L_C (с учётом ограничений 2-го шага), находим эквивалентную ёмкость последовательного соединения конденсаторов C1, C2:

$$C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = C_{ЭКВ} - C_{П}. \qquad (2.12)$$

6. С учётом (2.7) и (2.12) можно составить систему уравнений для нахождения C1, C2:

$$\begin{cases} \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = C_{12} \\ \left(\dfrac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2 = k \end{cases}, \qquad (2.13)$$

откуда находим

$$C_2 = \frac{C_{12}}{\sqrt{k}},\ C_1 = \frac{\sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \cdot C_2. \qquad (2.14)$$

Полная схема МШУ «общий исток» с цепями установления статического режима приведена на рис. 2.3.

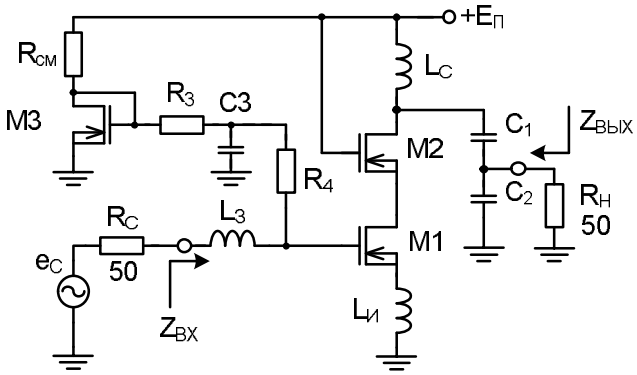


Рис. 2.3. Полная схема МШУ ОИ с цепями установления статического режима

В начало к оглавлению

2.2. МШУ подкласса «общий исток» для технологии SGB25VD

В качестве практического примера рассмотрим методику проектирования узкополосного МШУ «общий исток» для частоты 2,4 ГГц с коэффициентом усиления по мощности GT > 10 дБ, качеством согласования по входу и выходу: S11 < -10 дБ, S22 < -10 дБ, точкой компрессии выходной мощности на 1 дБ ВТК > 0 дБм.

2.2.1. Выбор входной цепи согласования

Для расчёта параметров входной цепи согласования используется схема (рис. 2.4). В данном примере проектирование будет вестись таким образом, чтобы в качестве индуктивностей можно было использовать готовые модели из «дизайн кит» (ДК) техпроцесса SGB25VD.

Здесь резистор R1 выбирается много больше 50 Ом (выходное сопротивление источника сигнала), чтобы минимально шунтировать вход МШУ. Резистор должен быть достаточно высококачественным: с малыми паразитными ёмкостями, которые могут расстроить входную цепь согласования. Так как в SGB25VD применяются только качественные поликремниевые резисторы, то выбор определяется лишь подходящим удельным сопротивлением.

Индуктивность в цепи истока транзистора N0 была выбрана из библиотеки ДК L0 = 0,94 нГн. В качестве нагрузки МШУ на данном этапе используется резистор 1 Ом (из библиотеки AnalogLib). В данном случае

возможно раздельное проектирование входной и выходной цепей согласования (согласование входной цепи слабо зависит от согласования выходной цепи и наоборот), так как каскодный вариант МШУ обычно имеет достаточно малый коэффициент передачи с выхода на вход (S12).

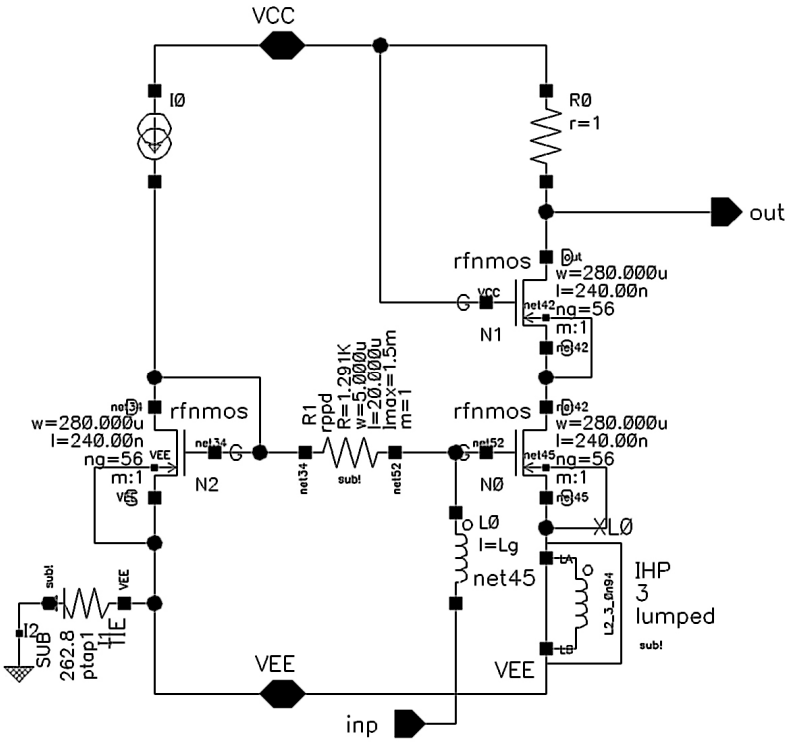


Рис. 2.4. Схема для настройки входной цепи согласования МШУ ОИ

На всех этапах проектирования выбираются транзисторы одинаковых размеров (ширина W и длина L). Для моделирования были использованы расширенные модели **rfnmos (**вместо обычных **nmos)**, как оптимизированные для большей точности в диапазоне высоких частот (в модель включены дополнительные паразитные параметры топологии транзистора).

Статический ток стока задаётся с помощью идеального источника тока I0 (на завершающем этапе будет заменён практической схемой).

Зададимся Q_{BX} 5 и найдём значение $L_З$, воспользовавшись формулой:

$$L_З = \frac{2 \cdot R_C \cdot Q_{BX}}{\omega_0} - L_И = \frac{2 \cdot 50 \cdot 5}{2\pi \cdot 2{,}4 \cdot 10^9} - 0{,}94 \cdot 10^{-9} = 32{,}2 \text{ нГн}. \qquad (2.15)$$

Полученное значение индуктивности очень сложно реализовать на кристалле, поэтому задаёмся меньшим значением 11,7 нГн, что соответствует:

$$Q_{BX} = \frac{\omega_0 (L_З + L_И)}{2 \cdot R_C} = \frac{2\pi \cdot 2{,}4 \cdot 10^9 (11{,}7 \cdot 10^{-9} + 0{,}94 \cdot 10^{-9})}{2 \cdot 50} = 1{,}9. \qquad (2.16)$$

Если необходимы более высокие значения Q_{BX}, то индуктивность $L_З$ можно реализовать в виде внешнего элемента.

Находим требуемую ёмкость затвор-исток N0:

$$C_{ЗИ} = \frac{1}{\omega_0^2(L_З + L_И)} = \frac{1}{(2\pi \cdot 2{,}4 \cdot 10^9)^2 (11{,}7 \cdot 10^{-9} + 0{,}94 \cdot 10^{-9})} = 0{,}348 \text{ пФ}. \quad (2.17)$$

Из формулы находим ширину транзисторов:

$$(C_{ox} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{T_{ox}} = \frac{8{,}85 \cdot 10^{-12} \cdot 3{,}9}{5{,}8 \cdot 10^{-9}} = 5{,}95 \text{ мФ/м}). \quad (2.18)$$

$$W = \frac{3}{2} \cdot \frac{C_{ЗИ}}{C_{ox} L_{min}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{0{,}348 \cdot 10^{-12}}{5{,}95 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}24 \cdot 10^{-6}} = 365 \text{ мкм}. \quad (2.19)$$

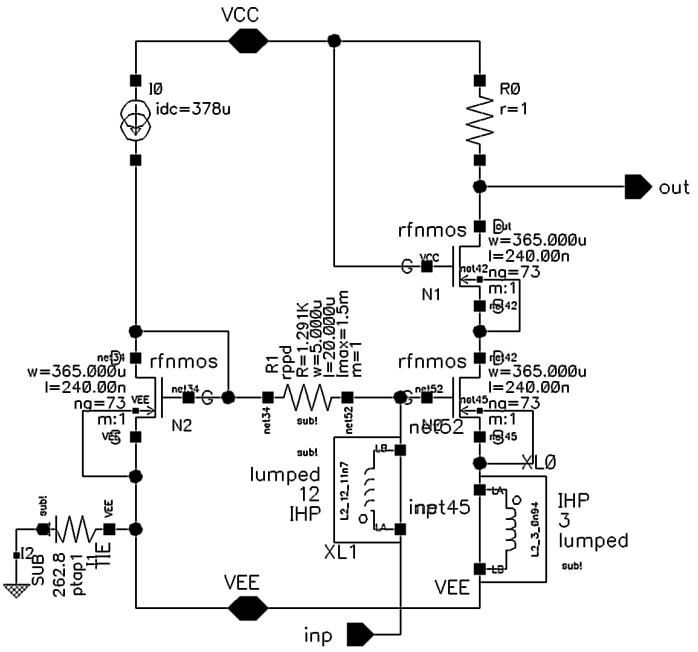
Определяем крутизну транзистора N0 и его статический ток стока:

$$g_{m1} = \frac{R_C C_{ЗИ}}{L_И} = \frac{50 \cdot 0{,}348 \cdot 10^{-12}}{0.94 \cdot 10^{-9}} = 18{,}5 \text{ мА/В}, \quad (2.20)$$

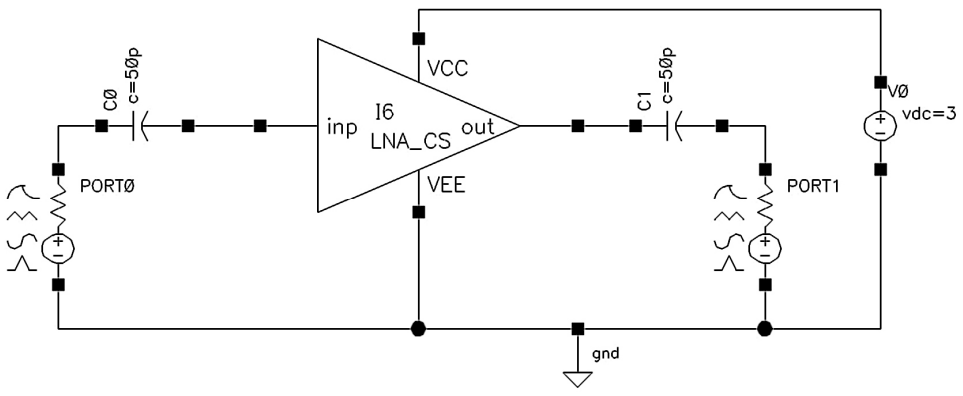
$$I_C \approx \frac{g_{m1}^2}{2\mu_n C_{ox}(W/L_{min})} = \frac{(18{,}5 \cdot 10^{-3})^2}{2 \cdot 0.05 \cdot 5{,}95 \cdot 10^{-3} (365 \cdot 10^{-6} / 0{,}24 \cdot 10^{-6})} = 378 \text{ мкА}. \quad (2.21)$$

Вводим рассчитанные номиналы элементов в схему на рисунке 2.4. Затворы всех транзисторов следует разделить на множество полосок по 5 мкм, для чего вводится дополнительный параметр ng = 73 (количество полосок затвора). Это необходимо для уменьшения шумов.

На рис. 2.5а, б приведены параметры элементов схемы МШУ «общий исток» и схема тестирования основных параметров.



а)



б)

Рис. 2.5. Схема МШУ «общий исток» с входными цепями согласования (а), схема измерения основных параметров МШУ (б)

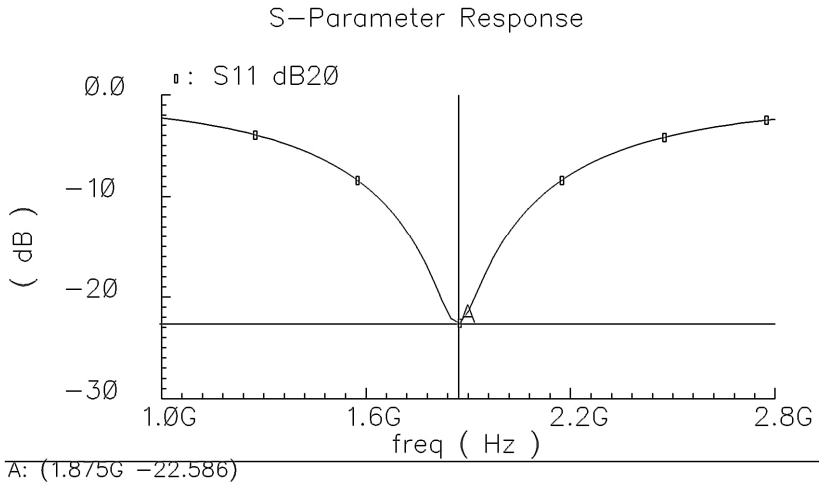


Рис. 2.6. Коэффициент отражения по входу для МШУ «общий исток» (рис. 2.5)

Для проверки согласования по входу, выведем характеристику коэффициента отражения по входу 20lg(S11) (return loss). Обычно это значение должно быть не более -10 дБ. Как видно из рис. 2.6, частота согласования сдвинулась от расчётного значения 2,4 ГГц на частоту 1,875 ГГц.

Из выражений (2.1) – (2.2) видно, что частоту согласования и входное сопротивление можно регулировать независимо с помощью параметров «ширина затвора» (W) и «статический ток стока» (I_D) соответственно. Эти параметры следует задать в виде глобальных переменных проекта, как на рис. 2.7.

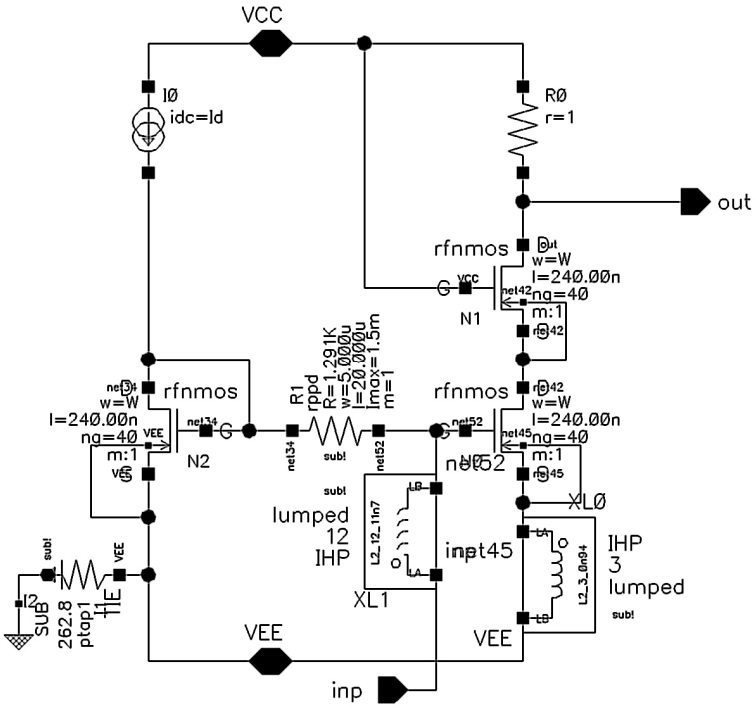


Рис. 2.7. Схема МШУ (рис. 2.5) (параметры I0 и N0, N1, N2 заданы в виде переменных Id и W соответственно)

Проведём параметрический анализ коэффициента отражения S11 с целевой функцией для определения частоты, соответствующей минимуму коэффициента отражения по входу (F_{min}) при вариации ширины канала W от 200 до 350 мкм с шагом 25 мкм (рис. 2.8). Результат параметрического анализа приведён на рис. 2.9. Отсюда видно, что для минимального коэффициента отражения по входу на частоте 2,4 ГГц следует установить W=200 мкм.

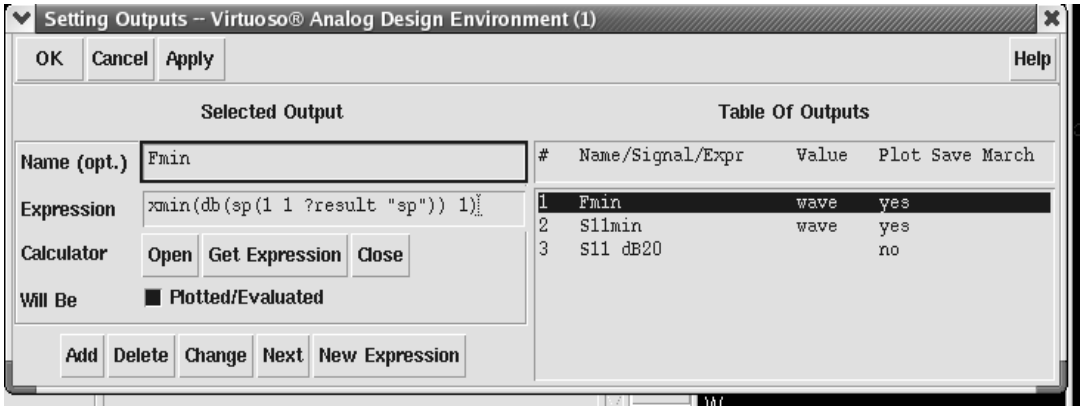


Рис. 2.8. Окно установки автоматического вывода результатов в виде целевых функций (показана целевая функция F_{min})

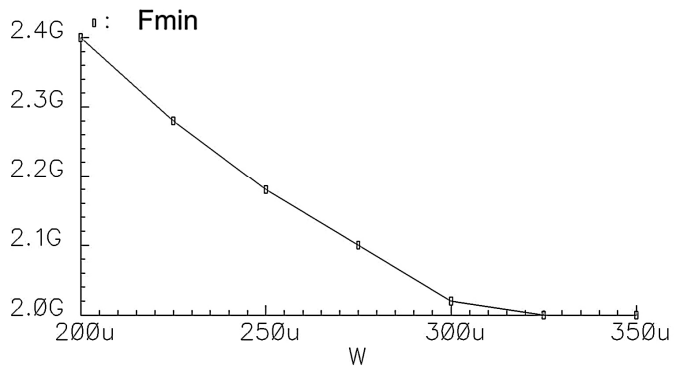


Рис. 2.9. Зависимость частоты (F_{min}), соответствующей минимуму коэффициента отражения по входу для МШУ (рис. 2.7), при одновременном изменении ширины канала W транзисторов

Проведём далее параметрический анализ с целевой функцией для значения минимума коэффициента отражения S11min (рис. 2.10) при вариации тока Id от 200 до 400 мкА с шагом 50 мкА (рис. 2.11).

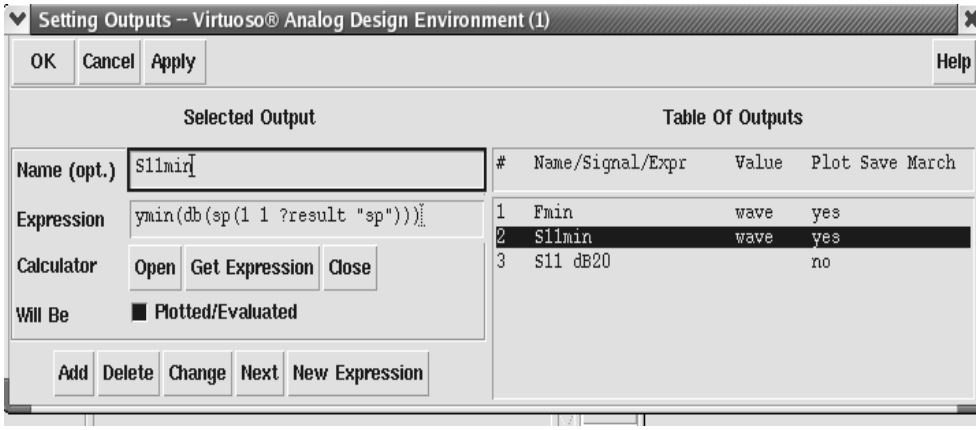


Рис. 2.10. Окно установки выходных переменных

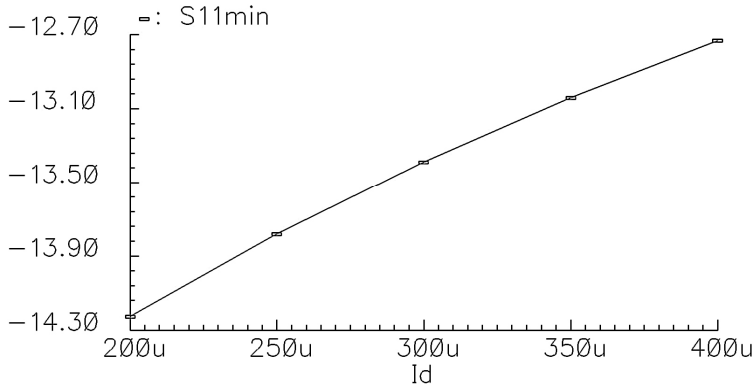


Рис. 2.11. Зависимость минимального коэффициента отражения по входу МШУ на рис. 2.7 при вариации статического тока стока Id

Из рис. 2.11 видно, что в заданном диапазоне токов наименьший коэффициент отражения (-14 дБ) соответствует току стока 200 мкА. При уменьшении этого тока S11 будет уменьшаться. Однако чрезмерное уменьшение тока Id приведёт к уменьшению коэффициента усиления, который прямо пропорционален крутизне транзистора (крутизна, в свою очередь, прямо пропорциональна току стока).

Чтобы сместить условия согласования по входу в сторону больших значений тока стока, следует уменьшать индуктивность XL1. Зададимся значением XL1 = 6,9 нГн. Аналогичным образом проведём оптимизацию W и Id при XL1 = 6,9 нГн (рис. 2.12 и 2.13).

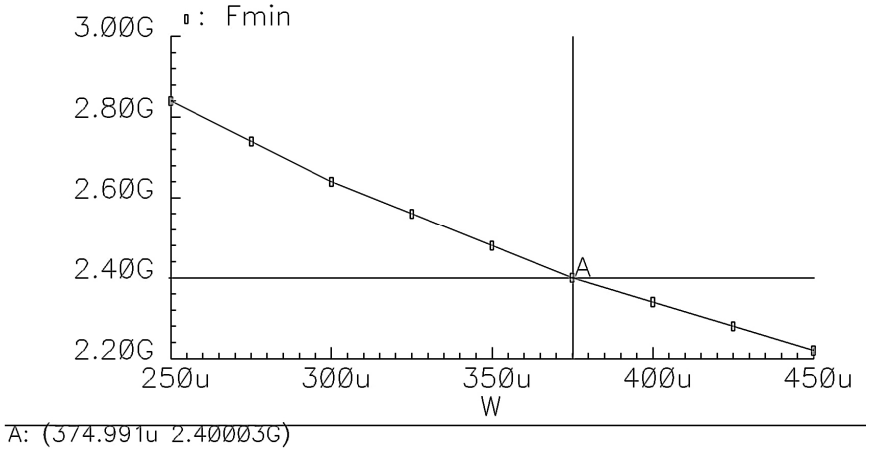


Рис. 2.12. Зависимость частоты (F_{min}), соответствующей минимуму коэффициента отражения по входу МШУ (рис. 2.7) (при XL1 = 6,9 нГн, Id = 378 мкА), при вариации ширины канала W транзисторов. Оптимальное значение (соответствующее частоте 2,4 ГГц) W = 375 мкм

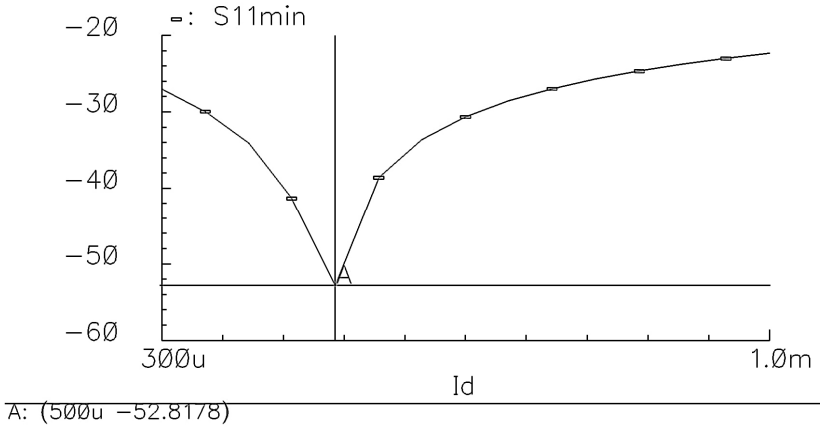


Рис. 2.13. Зависимость минимума коэффициента отражения по входу для МШУ (рис. 2.7) (XL1 = 6,9 нГн, W = 375 мкм) при вариации тока стока Id. Оптимальное значение (соответствующее частоте 2,4 ГГц) Id=500 мкА

На рис. 2.15 приведена частотная зависимость коэффициента отражения по входу для схемы МШУ с оптимизированными номиналами элементов (рис. 2.14). Таким образом, достигнуто минимальное значение коэффициента отражения -51,8 дБ точно на частоте 2,4 ГГц.

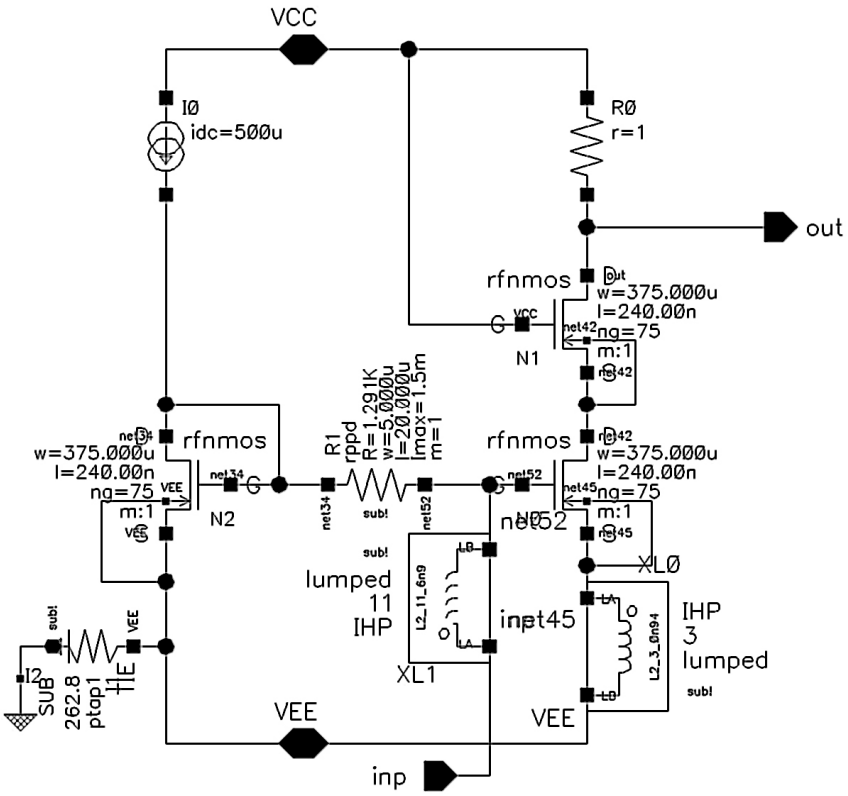


Рис. 2.14. Параметры элементов входной цепи согласования МШУ ОИ

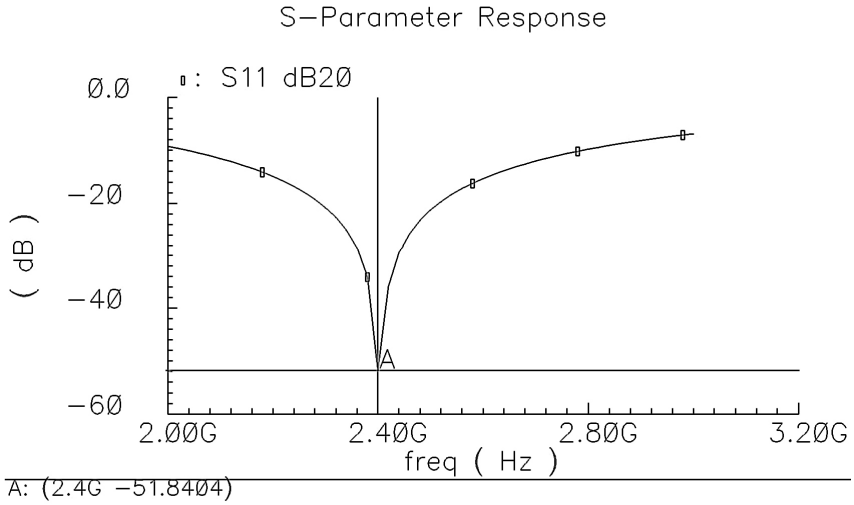


Рис. 2.15. Коэффициент отражения МШУ ОИ на рис. 2.14

В начало к оглавлению

2.2.2. Выходная цепь согласования

Для измерения паразитной ёмкости на выходе в схеме МШУ следует заменить резистор R0 большой индуктивностью, проводимость которой в рабочем диапазоне частот МШУ можно считать незначительной, например 1000 Гн (рис. 2.16).

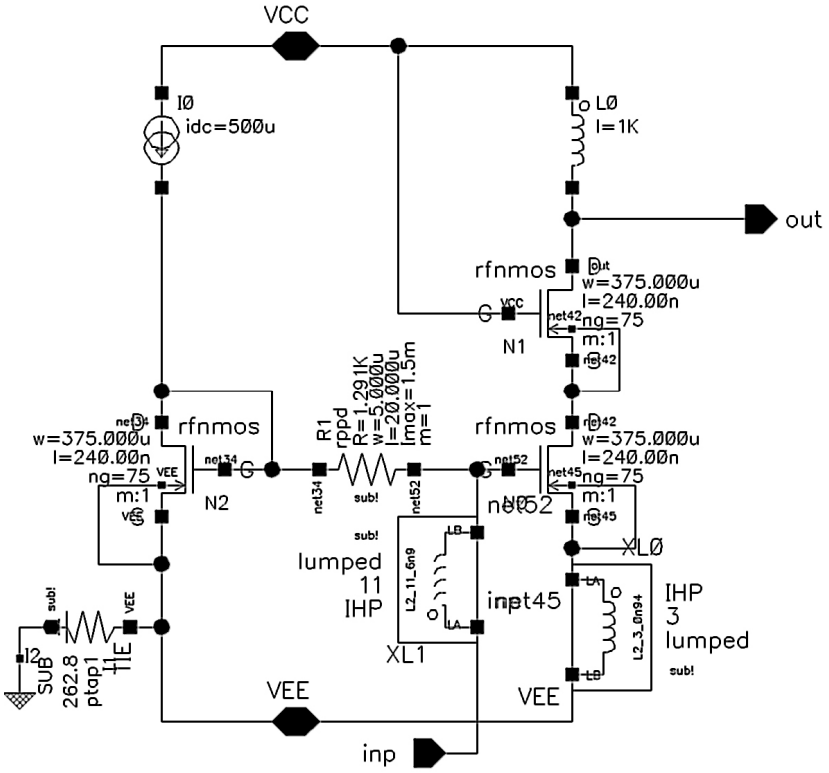


Рис. 2.16. Схема МШУ для измерения выходной паразитной ёмкости

На рис. 2.17 приведён график мнимой части выходного импеданса схемы.

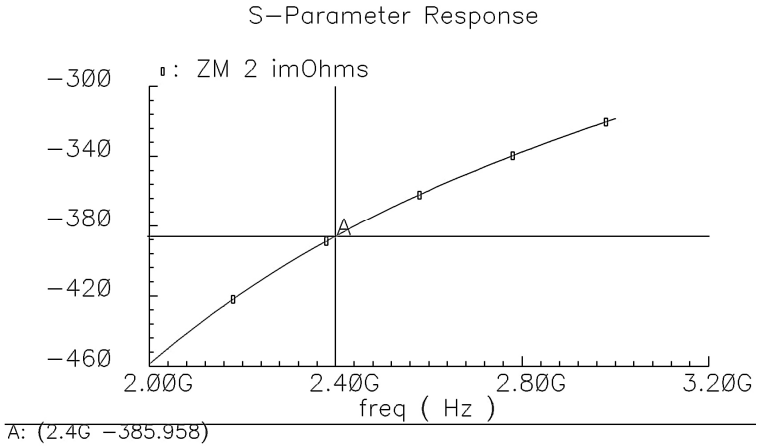


Рис. 2.17. Частотная зависимость выходного реактивного сопротивления МШУ (рис. 2.16) для определения выходной ёмкости

Из графика видно, что на частоте 2,4 ГГц $\mathrm{Im}[Z_{\text{ВЫХ}}(\omega_0)]$ = -386 Ом, тогда:

$$C_{\text{П}} = \frac{1}{\mathrm{Im}[Z_{\text{ВЫХ}}(\omega_0)]\cdot\omega_0} = \frac{1}{386\cdot 2\pi\cdot 2{,}4\cdot 10^9} = 0{,}172 \text{ пФ}. \quad (2.22)$$

Найдём максимальное значение индуктивности, при котором ещё обеспечивается резонанс на частоте 2,4 ГГц без конденсаторного делителя для согласования с нагрузкой:

$$L_C < \frac{1}{\omega_0^2 C_{\text{П}}} = \frac{1}{(2\pi\cdot 2{,}4\cdot 10^9)^2\cdot 0{,}172\cdot 10^{-12}} = 25{,}6 \text{ нГн}. \quad (2.23)$$

Ближайшее значение индуктивности из ДК – 23,8 нГн. Однако, выбрав такое значение индуктивности, ёмкости конденсаторов согласующего делителя придётся делать очень малыми. Чем больше ёмкости конденсаторного делителя, тем меньше влияние паразитных ёмкостей на его работу (паразитные ёмкости можно учесть при расчёте конденсаторов делителя). Поэтому примем следующее меньшее значение 14,7 нГн.

Определим эквивалентную ёмкость (вместе с паразитными ёмкостями) на выходе МШУ, необходимую для обеспечения резонанса на частоте 2,4 ГГц:

$$C_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{\omega_0^2\cdot L_C} = \frac{1}{(2\pi\cdot 2{,}4\cdot 10^9)^2 14{,}7\cdot 10^{-9}} = 0{,}299 \text{ пФ}. \quad (2.24)$$

Для определения активного сопротивления на частоте резонанса заменяем индуктивность в цепи стока катушкой из ДК (14,7 нГн) и подключаем к выходу идеальный конденсатор $C_{\text{ЭКВ}}$-$C_{\text{П}}$ = 0,127 пФ (рис. 2.18).

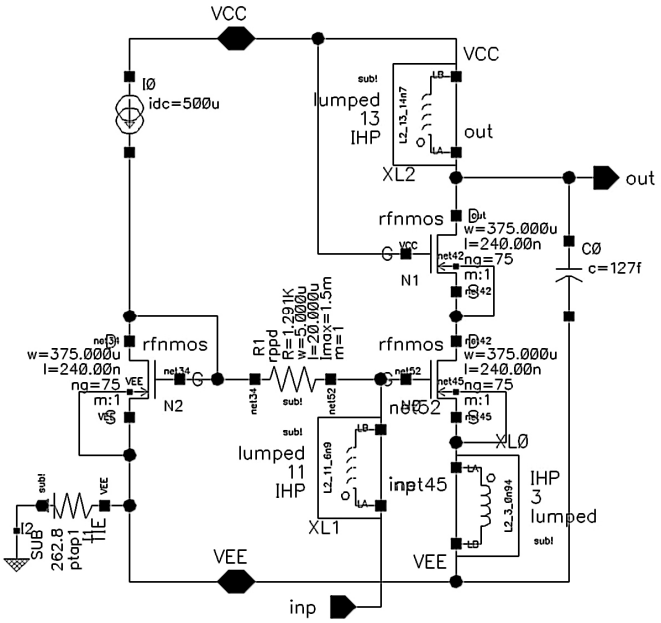


Рис. 2.18. Схема МШУ для измерения выходного активного сопротивления на частоте резонанса

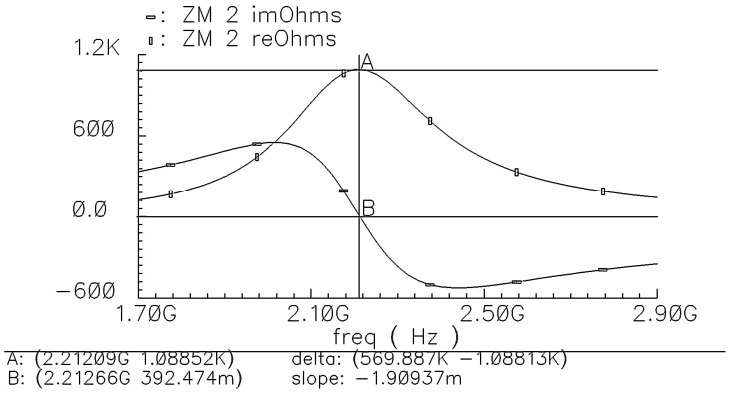


Рис. 2.19. Частотная зависимость выходного импеданса МШУ на рис. 2.18 (действительная и мнимая части)

Из рис. 2.19 видно, что частота резонанса сместилась от расчётной 2,4 ГГц на 2,21 ГГц, что обусловлено паразитными ёмкостями модели индуктивности XL2 (рис. 2.18), которые не учитывались в расчётах. Проведём параметрическую оптимизацию для уточнения значения эквивалентной ёмкости конденсаторного делителя. Для этого номинал C0 введём в качестве глобальной переменной Cd и построим график частотной зависимости выходного активного сопротивления при вариации Cd (рис. 2.20).

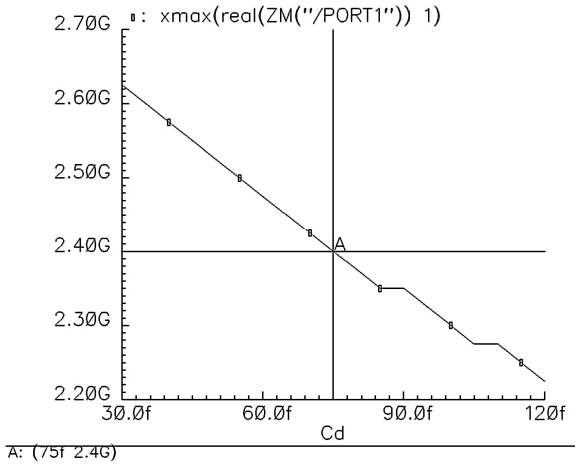


Рис. 2.20. Зависимость частоты резонанса колебательного контура в цепи стока от эквивалентной ёмкости конденсаторного делителя Cd

Из рис. 2.20 видно, что необходимое значение Cd = 0,075 пФ. Следует заметить, что для уменьшения влияния паразитных ёмкостей топологии индуктивность в цепи стока можно уменьшить. Тогда ёмкости конденсаторного делителя можно брать с большими значениями. Из рис. 2.21 видно, что теперь резонанс контура в цепи стока наблюдается на частоте 2,4 ГГц, а $R_П$ = 1 кОм.

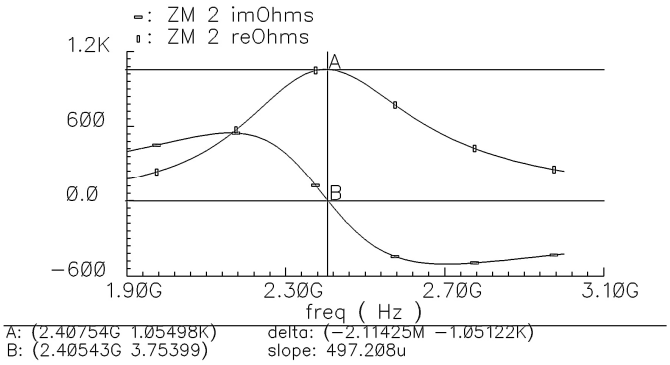


Рис. 2.21. Частотная зависимость выходного импеданса МШУ (рис. 2.18) (действительная и мнимая части) при C0=0,075 пФ

Определим необходимый коэффициент трансформации в соответствии с формулой:

$$k = \frac{R_{Н}}{R_{П}} = \frac{50}{1000} = 0{,}05\,. \qquad (2.25)$$

Отсюда находим (C_{12}=Cd):

$$C_1 = \frac{\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \cdot C_2 = \frac{\sqrt{0{,}05}}{1-\sqrt{0{,}05}} 0{,}335 = 0{,}096 \text{ пФ}. \qquad (2.26)$$

$$C_2 = \frac{C_{12}}{\sqrt{k}} = \frac{0{,}075}{\sqrt{0{,}05}} = 0{,}335 \text{ пФ}. \qquad 2.27)$$

Конденсаторы C1, C2 включаются в схему на рис. 2.18 в соответствии с рис. 2.12. На рис. 2.22 приведена схема МШУ с ёмкостным делителем на выходе. На рис. 2.23 приведён график коэффициента отражения по выходу.

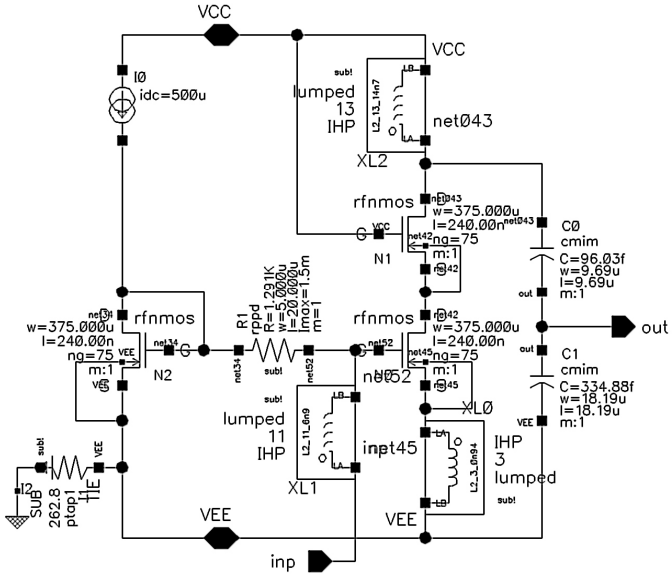


Рис. 2.22. Схема МШУ ОИ с ёмкостным делителем для согласования с нагрузкой

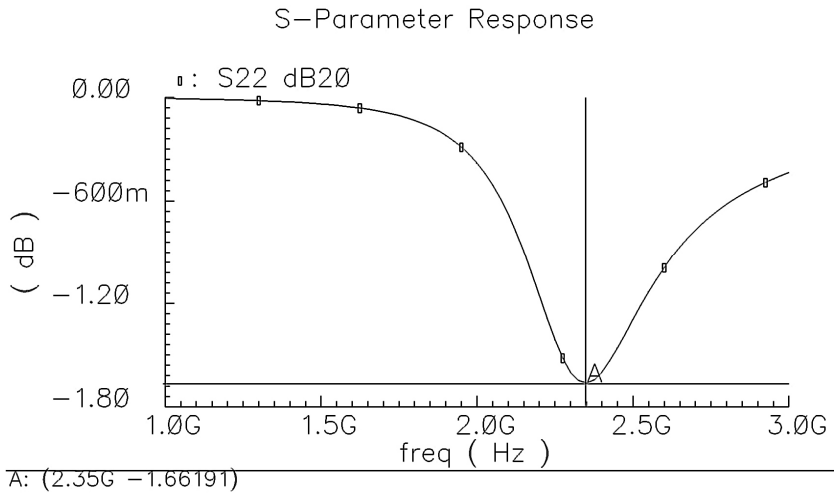


Рис. 2.23. Коэффициент отражения по выходу МШУ ОИ

Из рис. 2.23 видно, что МШУ на рис. 2.22 имеет плохое согласование по выходу. Рассмотрим графики выходного импеданса МШУ на рис. 2.22, которые приведены на рис. 2.24.

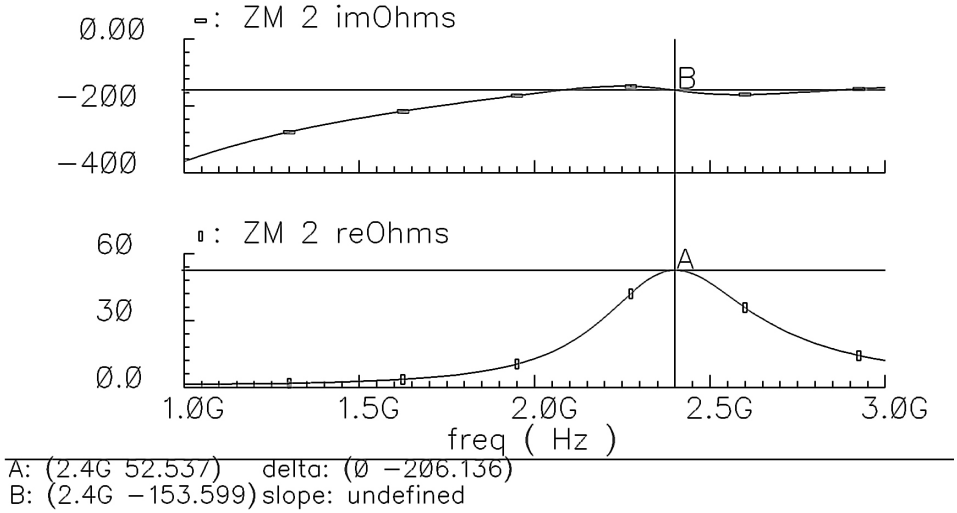


Рис. 2.24. Частотные характеристики активной составляющей (нижний график) и реактивной составляющей (верхний график) выходного импеданса МШУ (рис. 2.22)

Из рис. 2.24 видно, что ёмкостной делитель действительно трансформирует активное сопротивление контура $R_П$ в 52 Ом выходного активного сопротивления, что должно соответствовать очень малому коэффициенту отражения при условии, что реактивная часть равна нулю:

$$\Gamma_{вых} = 20\lg\left(\frac{Zвых - Z0}{Zвых + Z0}\right) = 20\lg\left(\frac{52-50}{52+50}\right) = -34 \text{ дБ}. \qquad (2.28)$$

Однако реактивная составляющая на частоте 2,4 ГГц достигает значения -153 Ом, что приводит к значительному ухудшению согласования. Для снижения реактивной составляющей выходного импеданса следует увеличить ёмкости (т.е. снизить реактивную составляющую выходного импеданса) конденсаторов делителя, но при этом необходимо снижать значение индуктивности в цепи стока, чтобы оставить неизменной частоту согласования.

Далее заменяем индуктивность в цепи стока номиналом 6,9 нГн. Аналогичным образом моделируем Cd = 0,436 пФ, $R_П$ = 670 Ом, а затем рассчитываем C1 = 1,596 пФ, C2 = 0,6 пФ. График коэффициента отражения МШУ (рис. 2.22).

Из графика рис. 2.25 видно, что S22 = -10,2 дБ на частоте 2,4 ГГц. Наблюдается сдвиг минимума коэффициента отражения от расчётного значения 2,4 ГГц, что обусловлено наличием дополнительной реактивной составляющей выходного импеданса МШУ ОИ на рис. 2.22.

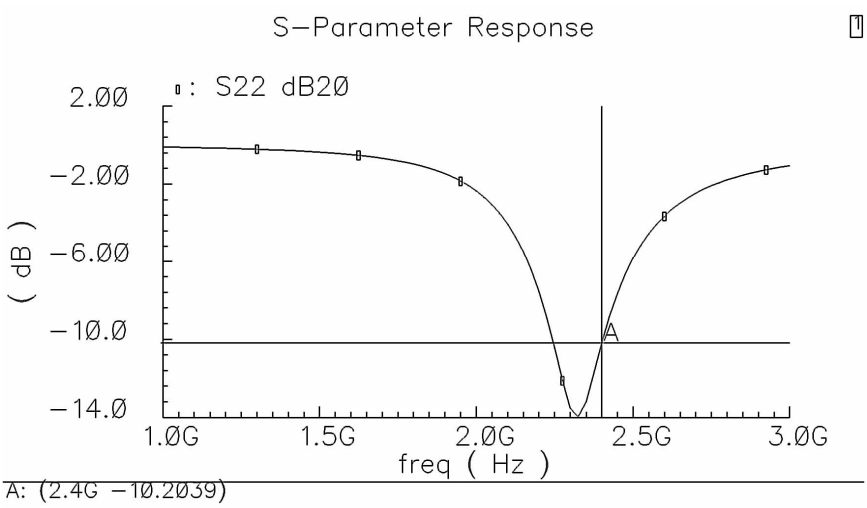


Рис. 2.25. Частотная зависимость коэффициента отражения по выходу МШУ (рис. 2.22) с новыми номиналами элементов

Для уменьшения коэффициента отражения дополнительно можно ещё раз уменьшить номинал индуктивности XL2 и пересчитать номиналы конденсаторов делителя (получатся большие значения), но при этом $R_П$ снизится ещё сильнее, а это, в свою очередь, приведёт к снижению усиления.

Можно также применить другие цепи согласования, в которых понадобится дополнительная индуктивность.

На рис. 2.26 и 2.27 приведены графики S11 и GT соответственно для МШУ (рис. 2.22) с пересчитанными номиналами элементов выходной цепи согласования. Изменение согласования по входу (сравнить с рис. 2.15) произошло вследствие влияния выходной цепи МШУ через параметр S12.

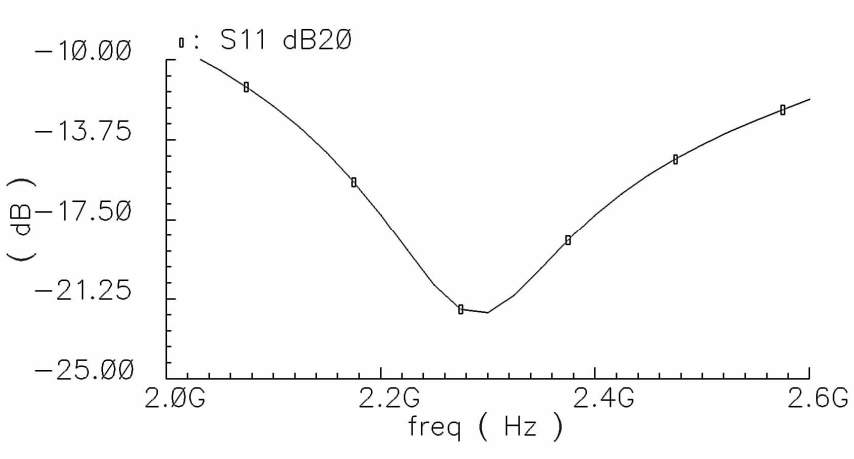


Рис. 2.26. Частотная зависимость коэффициента отражения по входу МШУ (рис. 2.22) с новыми номиналами элементов

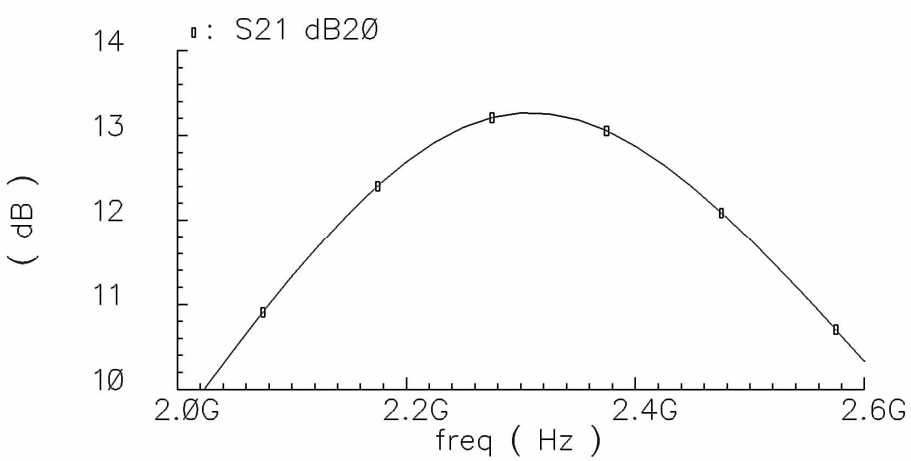


Рис. 2.27. Частотная зависимость усиления по мощности GT МШУ (рис. 2.22) с новыми номиналами элементов

Таким образом, МШУ имеет GT > 10 дБ, S11 < -10 дБ, S22 < -10 дБ на частоте 2,4 ГГц. Из рис. 2.25–2.27 видно, что максимумы и минимумы характеристик не соответствуют центральной частоте 2,4 ГГц, этот сдвиг экстремумов следует оптимизировать на последнем этапе проектирования.

В начало к оглавлению

2.2.3. Конечная реализация схемы МШУ «общий исток»

На рис. 2.28 приведена конечная реализация схемы МШУ ОИ. RC-фильтр R2, C2 добавлен для дополнительной фильтрации помех по питанию в цепи затвора N0. Аналогичную функцию выполняет C3 совместно с резисторами R3, R4, суммарное сопротивление которых определяет ток стока N2. Ток стока N2 выбран 100 мкА, а ширина $W_{N2}=0{,}2\cdot W_{N0}$. Таким об-

разом, расчётное значение тока стока N0 в 5 раз больше тока цепи смещения. При моделировании схемы МШУ ток стока N0 составляет 900 мкА (вместо расчётных 500 мкА), что обусловлено эффектами, характерными для субмикронных МОП-транзисторов. Основные параметры МШУ ОИ (рис. 2.28) приведены на рис. 2.29–2.35.

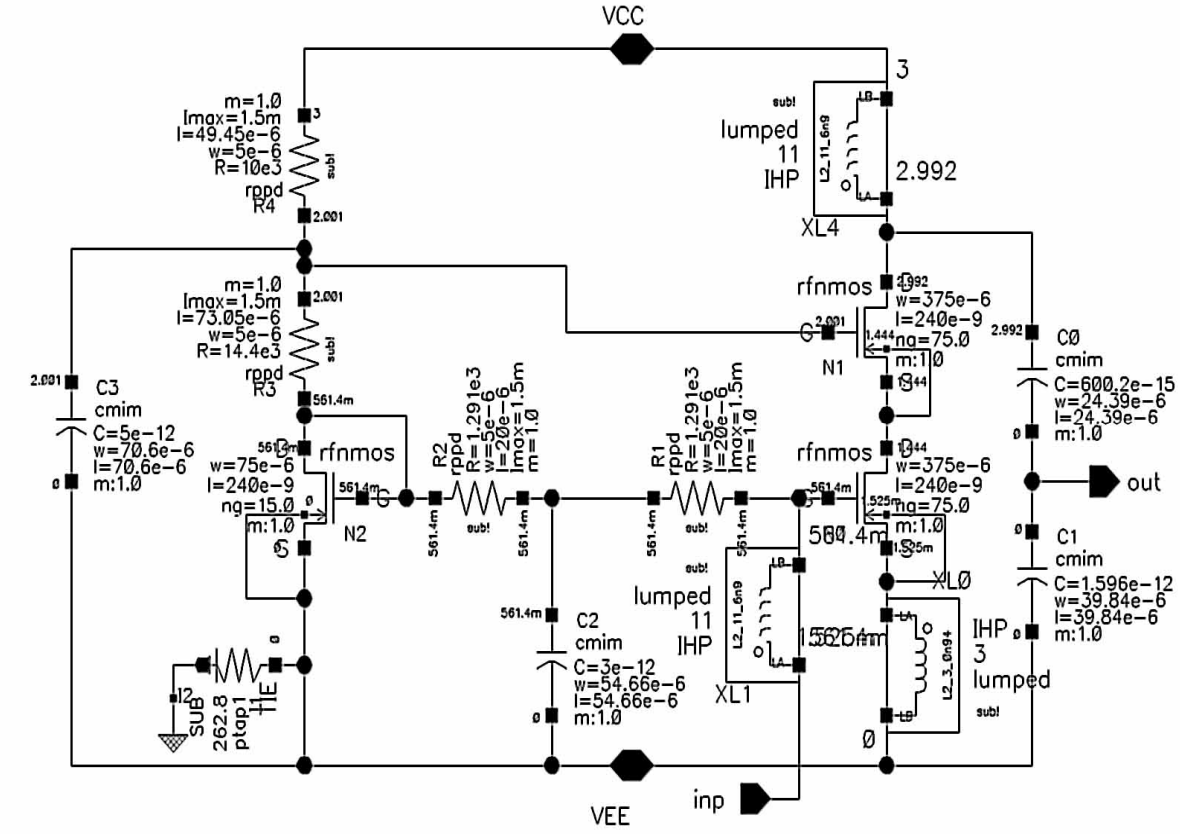


Рис. 2.28. Схемная реализация цепей смещения МШУ

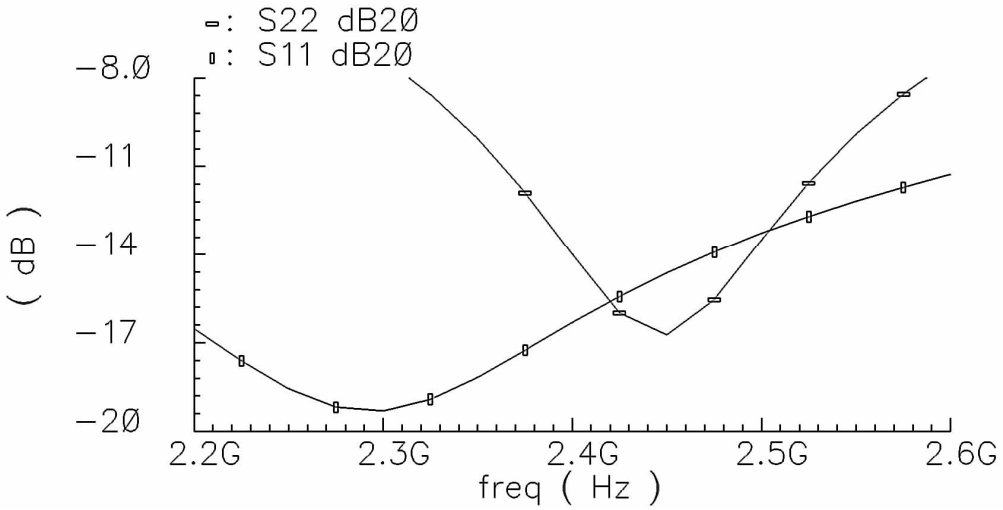


Рис. 2.29. S-параметры входного и выходного согласования. S11 < -10 дБ, S22 < -10 дБ на частоте 2,4 ГГц

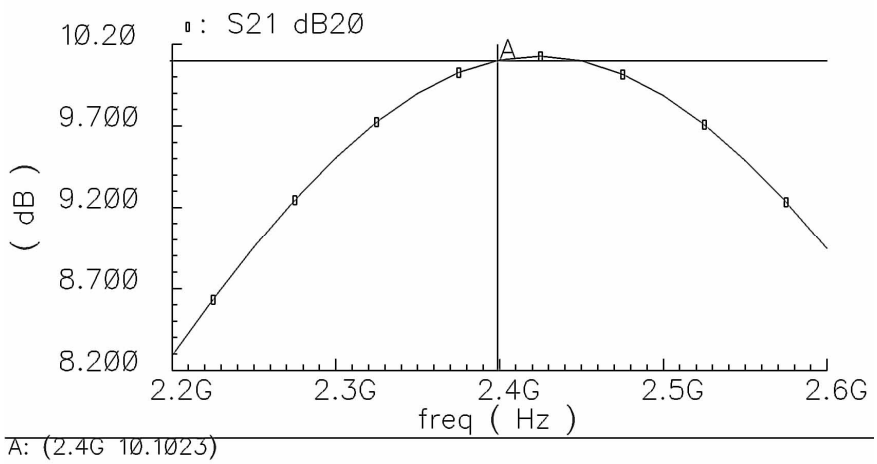


Рис. 2.30. Коэффициент усиления по мощности GT.
GT = 10 дБ на частоте 2,4 ГГц

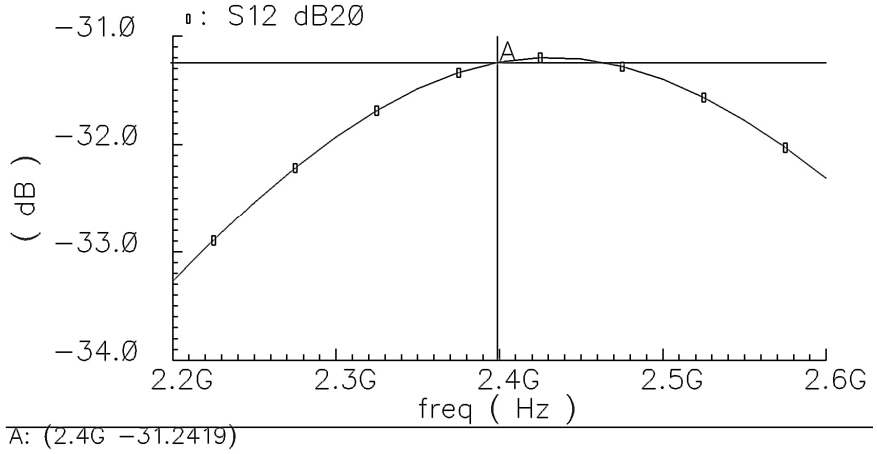


Рис. 2.31. Коэффициент паразитной обратной связи с выхода на вход
S12 = -31 дБ на частоте 2,4 ГГц

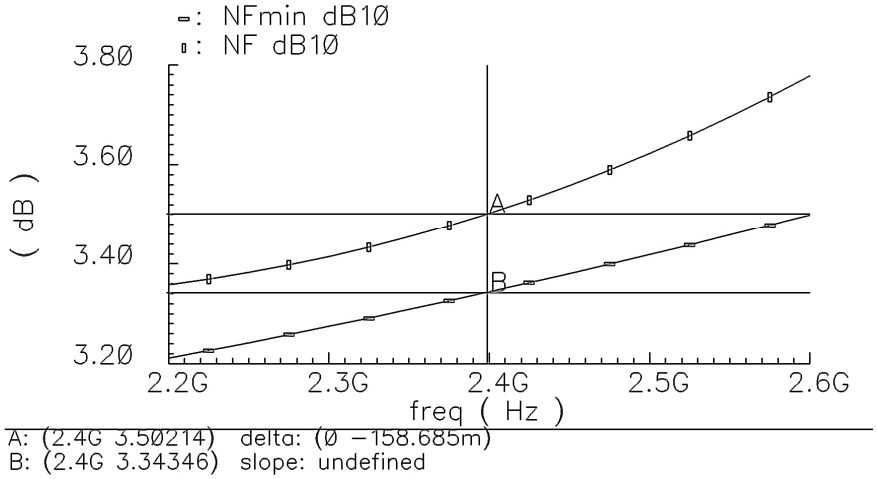


Рис. 2.32. Коэффициент шума (NF) и минимальный
коэффициент шума (NF_{min}). NF = 3,5 дБ на частоте 2,4 ГГц

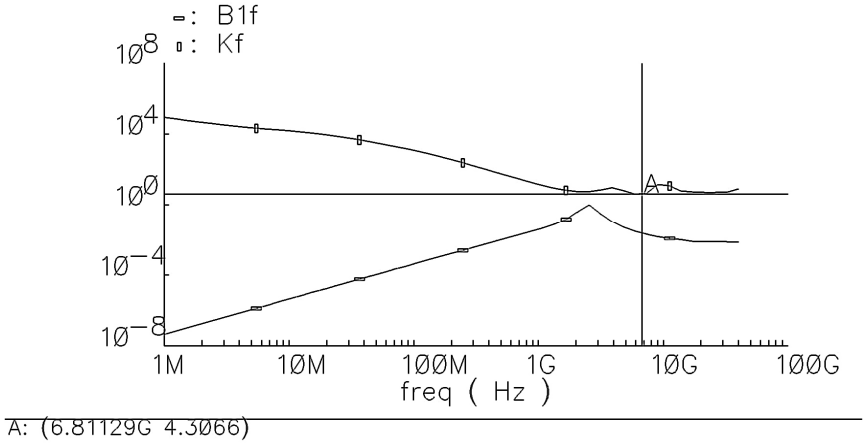


Рис. 2.33. Коэффициенты устойчивости МШУ. Kf > 1, B1f > 0

МШУ абсолютно устойчив при любом импедансе источника сигнала и нагрузки.

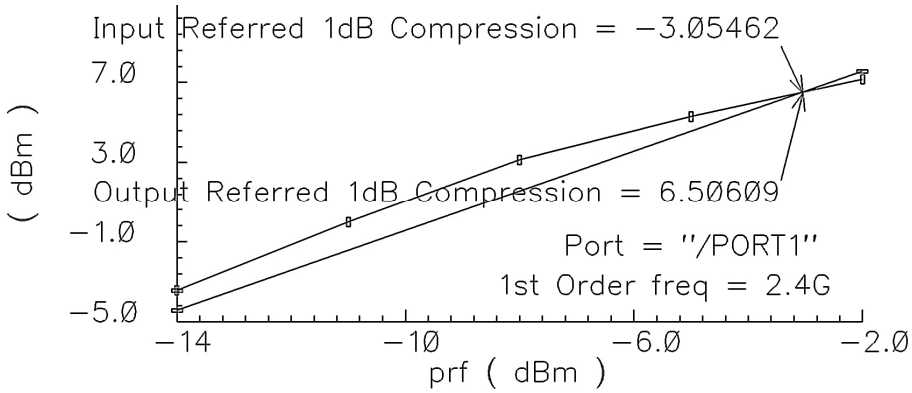


Рис. 2.34. График изменения выходной мощности от входной (prf) на частоте 2,4 ГГц для схемы МШУ. ОСР = 6,5 дБм

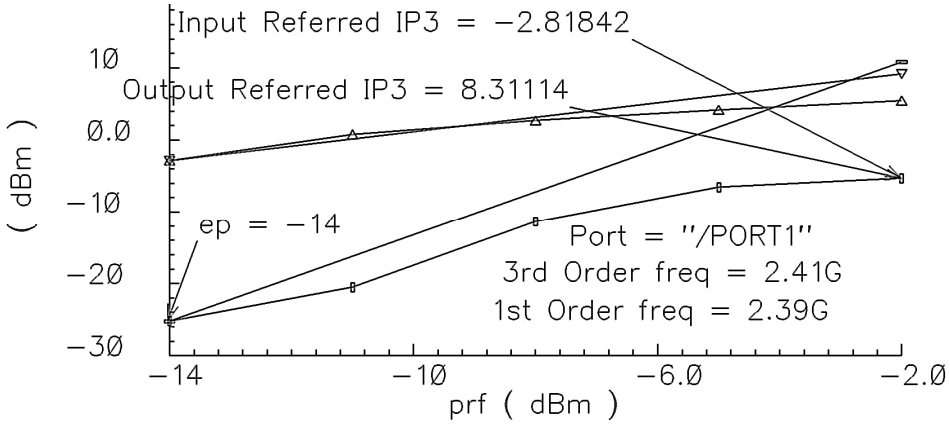


Рис. 2.35. Точка пересечения с интермодуляционными искажениями 3-го порядка

В начало к оглавлению

3. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ ДЛЯ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ СВЧ-ДИАПАЗОНА

Нередко считают, что целью разработки СВЧ-интегральных схем (интегральных схем сверхвысокой частоты) в основном является уменьшение размеров изделий. Это справедливо для некоторых специальных областей применения (например, в космических, ракетных, медицинских, бытовых приборах). Часто не менее важными являются задачи увеличения надёжности, снижения стоимости и улучшения качественных характеристик изделий.

Повышение надёжности СВЧ ИС обусловлено:

– улучшением показателей надёжности всех компонентов радиоэлектронной системы;

– созданием систем с избытком компонентов, т.е. резервированием;

– уменьшением числа соединений;

– более совершенной технологией.

Всё это позволяет повысить надёжность СВЧ ИС, по меньшей мере, на порядок по сравнению со схемами на основе коаксиальных и волноводных линий передач.

Уменьшение экономических затрат, особенно при серийном выпуске СВЧ ИС, обусловлено высокой технологичностью и значительным сокращением регулировочных и ремонтно-профилактических работ. СВЧ ИС могут быть взаимозаменяемы без дополнительной настройки, что позволяет снизить стоимость их технического обслуживания и ремонта. Наиболее значительно снижается стоимость сложных систем с большим количеством идентичных схемных элементов (фазированные антенные решётки и др.).

Одной из основных тенденций развития техники СВЧ является уменьшение габаритно-весовых параметров узлов и СВЧ-изделий в целом. Начальный период развития техники СВЧ (40–50-е гг.) базировался в основном на классических волноводных и коаксиальных линиях передачи. В дальнейшем происходила миниатюризация узлов СВЧ, обусловленная совершенствованием волноводно-коаксиальных устройств и переходом на полосковые линии передачи.

В 70-е гг. происходит интенсивная разработка микроминиатюрных узлов СВЧ. Приставка «микро» подчёркивает здесь малость размеров появившихся интегральных схем. Реализация СВЧ ИС стала возможной благодаря значительным достижениям в области технологий, которые позволили получить большую точность изготовления при очень малых размерах. Например, по программе *MERA* (молекулярная электроника в применении к радиолокации) разработан передатчик массой около 37 г и объёмом 16 см^3,

работающий в диапазоне частот 1,7...2,3 ГГц (КПД – 12 %). Такой же передатчик, изготовленный на полосковых линиях передачи, имел массу около 150 г и объём 60 см^3. Очевидно, что выигрыш в габаритах и массе СВЧ ИС становится весьма существенным в более сложных системах.

Уменьшение размеров и, в частности, уменьшение расстояния между компонентами цепи позволяет увеличить быстродействие вычислительных машин на базе ИС. Потенциальным пределом «быстроты» действия вычислительной машины является скорость света. При этом для обеспечения быстродействия в несколько мегабит в секунду необходимо, чтобы длина проводников исчислялась миллиметрами. Технология изготовления СВЧ ИС позволяет размещать элементы на таких близких расстояниях.

В интегральных устройствах используются в основном бескорпусные полупроводниковые элементы, в которых роль паразитных параметров в значительной мере ослаблена по сравнению с корпусными элементами, а это, в свою очередь, приводит к увеличению широкополосности и стабильности характеристик изделий. Использование бескорпусных полупроводниковых элементов позволяет разместить входную и выходную согласующие цепи в непосредственной близости от элемента, что также обеспечивает значительное увеличение широкополосности устройств.

Однако не следует забывать, что, наряду с указанными преимуществами, микроминиатюризация СВЧ ИС на основе существующих печатных линий передачи приводит к снижению добротности (увеличению потерь) устройств.

Процесс разработки СВЧ ИС условно можно разделить на три этапа:

1. Первый этап – проектирование СВЧ ИС – включает формулировку требований к ИС в целом, определение функциональной схемы и требований к отдельным функциональным узлам, выбор принципиальной схемы и расчёт её элементов, макетирование, проверку работоспособности макетов, выбор топологии ИС. Сущность процесса разработки топологии состоит в том, что определяют схему взаимного расположения плёночных элементов микросхемы, рассчитывают их геометрические размеры, выбирают форму, компонуют элементы и вычерчивают их размещение. Большое место отводится тщательному расчёту схемы, который должен проводиться с учётом основных дестабилизирующих факторов, имеющих место на практике: потери в линии передачи, технологические допуски, рассогласование подключаемых нагрузок, неоднородности и т.д.

2. Второй этап включает изготовление СВЧ ИС и является трудоёмким процессом, требующим значительных затрат времени и средств. На этом этапе необходимо обоснованно выбрать технологический процесс изготовления ИС с учётом стоимости, требуемой точности, основных электрических параметров, используемого оборудования, условий работы микросхемы и др.

3. На третьем этапе разработки СВЧ ИС проводится испытание готовой ИС, отбраковка негодных схем, проверка электрических характеристик и другие контрольные операции.

За последние годы сложность разработки ИС возросла настолько, что представить себе процесс разработки ИС на «первом этапе» без применения специализированных САПР (Систем автоматизированного проектирования) практически невозможно. Наглядное представление о том, насколько за последние годы возросла сложность разработки, можно получить, сравнив характеристики типичных проектов заказных СБИС (в 2003 г.) с характеристиками проектов десятилетней давности (табл. 3.1).

Таблица 3.1

Характеристики типичных проектов заказных СБИС

Характеристика проекта	1993 г.	2003 г.
Устройство, реализуемое на кристалле	Контроллер жёсткого диска	Коммуникационный процессор
Число аналоговых транзисторов	$<10\cdot10^3$, <12 блоков	$>100\cdot10^3$, >30 блоков
Число цифровых транзисторов	$1\cdot10^6$	$>100\cdot10^6$
Динамический диапазон	<50 дБ <100 МГц	>70 дБ >100 МГц
Ввод/вывод	66 МГц	3,125 ГГц
Технологические нормы	0,5 мкм	0,13 мкм
Питание	5В, один источник	3,3/1,8/1,5/1,2В
Корпус	Стандартный	Заказной
Число операционных режимов	1	~ 20
Стоимость комплекта фотошаблонов	30 тыс. долл.	600 тыс. долл.

Надо заметить, что усложнение задач проектирования происходит при жёстком временном прессинге со стороны рынка. В условиях современной конкуренции задержка при выходе на рынок с новыми разработками чревата потерей значительной доли, а то и всего рынка. Это увеличивает важность задачи безошибочного проектирования, что невозможно осуществить без применения САПР. Каждая итерация перепроектирования кристалла по результатам производства, помимо прямых затрат на разработку нового комплекта фотошаблонов (600 тыс. долл.) и корпуса (до 175 тыс. долл.), сопровождается увеличением времени разработки на несколько месяцев (в отличие от нескольких недель четырнадцать лет назад), которые могут привести к утрате доли рынка и, как следствие, невосполнимым финансовым потерям. Реальность такова, что, если после первой итерации не удалось получить работоспособный проект, вероятность успешного выхода с ним на рынок стремится к нулю. На практике получить работоспособный проект с первого раза тоже удаётся достаточно редко. Связано это в основном с усилением влияния ряда физических эффектов, которые ранее можно было по большей части игнорировать.

С уменьшением геометрических размеров и повышением быстродействия проблема учёта тонких физических эффектов на кристалле становится при проектировании доминирующей. Примерно десять лет назад разработчики могли использовать упрощённые модели на большинстве этапов разработки. Чтобы обеспечить надёжное проектирование при нормах 0,13 мкм, необходимы точные модели и специальные средства анализа, учитывающие влияние таких факторов, как сложные паразитные RC-структуры, падение напряжения в шинах питания, индуктивность, электромиграция, высокочастотные эффекты, шум подложки. Более 80 % проблем в современных разработках – результат наличия подобного рода физических эффектов или неучтённого взаимовлияния различных блоков устройства.

Действительно, традиционно аналоговые или радиочастотные блоки реализовывались на отдельных кристаллах, что упрощало изоляцию от шумов и предотвращало завязки в чувствительных узлах схемы. При интеграции всех блоков на одном кристалле гарантировать работоспособность устройства без средств моделирования процессов, происходящих в подложке, невозможно.

Средства автоматизированного проектирования (САПР) электронных устройств существуют уже примерно 30 лет. В начале 60-х гг. XX в., когда на рынке появилась первая интегральная микросхема, процесс проектирования был полностью ручным. Разработчик создавал схему на бумаге (в основном это были так называемые «синьки»), а затем передавал её профессиональному топологу. Тополог, в свою очередь, проектировал ИС, используя топологические представления компонентов и размещая их в соответствии со схемой. По мере развития и усложнения самих микросхем претерпевал соответствующие изменения и технологический процесс их проектирования. Изготовители ИС начали разрабатывать ряд компьютерных программ и систем, которые позволили бы автоматизировать некоторые ручные процессы. Это дало возможность разработчикам визуализировать компоненты, входящие в состав ИС, и проверять их на наличие ошибок ещё до передачи топологам. Подобная технология стала катализатором развития новой отрасли в конце 60 – начале 70-х гг., которая сфокусировалась на разработке САПР электронных устройств. В течение этого времени были созданы компании ECAD *Inc*. и *SDA Systems*. В 1988 г. в результате слияния этих двух компаний, являвшихся пионерами в области САПР электронных устройств, и была образована компания *Cadence Design Systems Inc*. Компания *Cadence* продолжила совершенствование уже существующих технологий и стала новатором в отрасли. Со временем Cadence превратилась в мирового лидера-поставщика программного обеспечения и услуг для САПР электронных устройств. Среди гигантов-производителей современных САПР электронных устройств, подобных *Cadence*, можно выделить *Synopsys Inc*., *Mentor Graphics Corporation, Magma Design*

Automation Inc и *Agilent Technologies*. Продукты последней часто используются совместно с продуктами *Cadence*.

В данном разделе рассматриваются следующие вопросы:

– методы проектирования топологии интегральной катушки индуктивности в среде САПР ADS2005A от Agilent Technologies;

– исследование основных качественных характеристик катушки индуктивности (определение зависимости добротности, индуктивности и S-параметров от частоты) в САПР *ADS2005A*;

– передача полученных данных об S-параметрах с импортированием данной катушки в САПР *Cadence*;

– методика создания и исследований в среде *Cadence* элемента катушки как «чёрного ящика» на основе полученных данных её S-параметров.

Рассмотрение данных вопросов сопровождается подробным описанием и рекомендациями по использованию соответствующих программных продуктов.

В начало к оглавлению

3.1. Базовые элементы и узлы СВЧ-интегральных изделий

К элементам и узлам СВЧ ИС относятся: индуктивности, ёмкости, резисторы, согласованные нагрузки и др. Рассмотрим подробно индуктивности.

В интегральных схемах СВЧ-диапазона различают элементы с распределёнными и сосредоточенными параметрами.

Элементы с сосредоточенными параметрами имеют максимальный размер l, значительно меньший, чем длина волны λ в линии (как правило, $l/\lambda < 0{,}1$). В этом случае можно пренебречь фазовым сдвигом на длине элемента.

При большом объёме выпуска интегральных схем элементы с сосредоточенными параметрами дешевле элементов с распределёнными параметрами. Кроме того, они обладают большей широкополосностью. Однако на частотах более 10 ГГц элементы с сосредоточенными параметрами, как правило, имеют более высокие потери и низкую добротность по сравнению с элементами с распределёнными параметрами, а также обладают паразитными связями. Поэтому на частотах выше 10 ГГц применяются, главным образом, элементы с распределёнными параметрами.

Рассмотрим наиболее типичные элементы СВЧ-интегральных схем.

Последовательная индуктивность (рис. 3.1а) может выполняться в виде отрезка микрополосковой линии (МПЛ) с высоким волновым сопротивлением и длиной l, не превышающей $\lambda/8$ (рис. 3.1б).

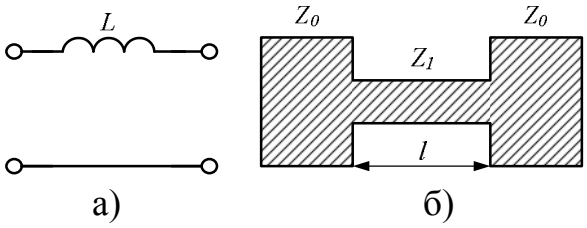


Рис. 3.1. Последовательная катушка индуктивности

Недостатками такой индуктивности являются большие габариты, а также трудности, возникающие при необходимости её подстройки.

Короткозамкнутый на конце шлейф с высоким волновым сопротивлением Z_1 представляет собой параллельную индуктивность (рис. 3.2б).

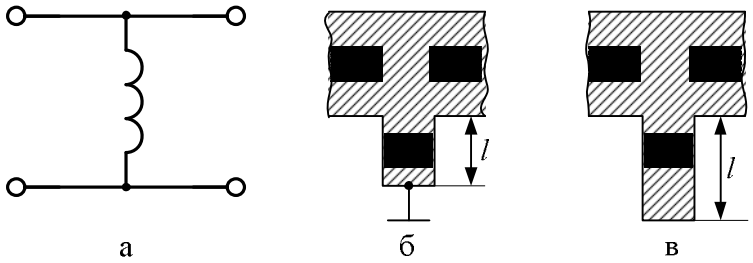


Рис. 3.2. Эквивалентная схема параллельной индуктивности (а) и её реализация в виде короткозамкнутого (б) и разомкнутого (в) шлейфов

Его длина: $l < \lambda/8$. По постоянному току параллельная индуктивность обеспечивает короткое замыкание на «землю». Если необходимо избежать короткого замыкания, применяется разомкнутый на конце шлейф длиной $\lambda/4 < l < \lambda/2$ (рис. 3.2в).

Малые индуктивности (до единиц наногенри) выполняются в виде прямоугольного проводника (рис. 3.3а), петли в форме круга (рис. 3.3б) или квадрата (рис. 3.3в).

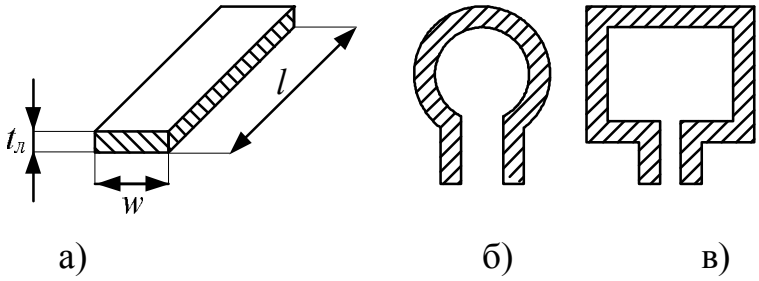
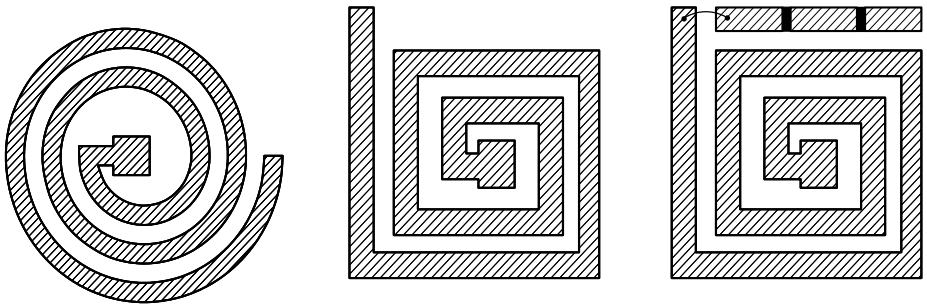


Рис. 3.3. Варианты топологий малых индуктивностей

В качестве дросселей и контурных индуктивностей используются спиральные катушки круглой или прямоугольной формы (рис. 3.4).



а) б) в)

Рис. 3.4. Варианты топологии спиральных индуктивностей в микрополосковом исполнении

Современная технология позволяет получать индуктивности от единиц до сотен микрогенри.

При расчёте индуктивностей влиянием экрана можно пренебречь, если толщина подложки в 10...20 раз превышает ширину проводника. При необходимости для устранения влияния экрана металлизация на нижней стороне подложки непосредственно под индуктивностями удаляется.

Подстройка индуктивностей может осуществляться запайкой перемычек контактных площадок (рис. 3.4в), что позволяет изменять число витков.

Для экономии площади плоские катушки могут выполняться в многослойном варианте. Витки индуктивностей располагаются на керамических пластинках, которые наклеиваются друг на друга, при этом осуществляются необходимые соединения.

В нижней части СВЧ-диапазона часто применяются обычные малогабаритные катушки индуктивности.

В начало к оглавлению

3.2. Модель катушки индуктивности кремниевой полупроводниковой интегральной микросхемы

Схемная модель, которая описывает катушку индуктивности в микросхеме на высоких частотах, требует компьютерного моделирования с целью оптимизации её параметров и параметров схемы, в которой она используется. Сегодня на рынке программного обеспечения имеются системы проектирования, которые позволяют моделировать микроэлементы планарного типа в трёхмерном виде (рассчитывать напряжённости электрического поля и др.). Эти системы проектирования позволяют из спроек-

тированной катушки извлечь её параметры и затем передать их в такие распространённые схемные симуляторы, как *SPICE*. К недостаткам таких пакетов проектирования относится сложность их использования. Ещё один недостаток – это большие требования, предъявляемые этими программными продуктами к производительности компьютера, в частности к процессору и оперативной памяти. От производительности вычислительной системы зависит время, затрачиваемое на анализ схемы.

В начало к оглавлению

3.2.1. Расширенная модель

Использование модели катушки как единого законченного модуля позволяет проектировщику схемы гибко приспосабливать такую катушку для конкретных высокочастотных приложений. Создание такого модуля подразумевает извлечение электрических параметров этой катушки из известных её геометрических размеров и других технологических параметров. Это же упрощает интеграцию модели индуктивности (и моделей других элементов) в другие *CAD*-системы (системы автоматизированного проектирования – САПР). Способность САПРов генерировать параметры катушки по требованию пользователя исключает необходимость разрабатывать библиотеки, это является большим плюсом, так как разработка библиотеки является дорогостоящим и трудоёмким занятием. Омические потери в проводнике на подложке должны обязательно учитываться при создании законченного модуля катушки.

Схема с сосредоточенными параметрами, которая является схемой замещения реальной катушки индуктивности, для каждого случая (будь то скин-эффект или замедленная волна) была предложена Хасегавой (*Hasegawa*), где в качестве шунтирующих паразитных элементов в микрополосковой линии выступает комбинация двух конденсаторов и резистор. Такое приближение можно применять для спиральной катушки, показанной на рис. 3.5.

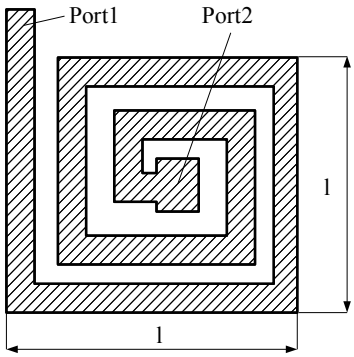


Рис. 3.5. Квадратная спиральная катушка

Эта катушка представляет собой совокупность коротких микрополосковых линий. Каждая такая линия передачи является очень короткой, поэтому её можно описать моделью с сосредоточенными параметрами, которая включает в себя последовательно соединённые элементы, такие как резисторы на единицу длины линии и другие шунтирующие элементы, которые моделируют паразитные потери на подложке. Каждая такая мини-модель путём последовательного соединения друг с другом в итоге описывает всю спиральную катушку.

Электрические и магнитные связи между параллельными проводниками (микрополосковыми) тоже должны описываться в модели. Однако слабая связь между ортогональными микрополосковыми линиями игнорируется и не включается в модель, что позволяет уменьшить её сложность.

Техника сегментирования микрополосковых линий для моделирования индуктивности была впервые предложена Гринхаузом (*Greenhouse*), а конечный усовершенствованный вариант, приспособленный для любых конфигураций ортогональных микрополосковых линий, был предложен Ребьёном (*Rabjohn*). Модель была усовершенствована включением в неё омических потерь на подложке.

Существует компьютерная программа *GEMCAP*2, которая позволяет получить электрические параметры для модели с сосредоточенными элементами, отталкиваясь от технического задания для катушки индуктивности. Эти электрические параметры программа вычисляет, опираясь на геометрические данные о катушке, подложке и металлизации. В табл. 3.2 приводится список технологических параметров для *BiCMOS*-технологии (биполярная КМОП-технология), которая используется для изготовления катушек индуктивности, описываемых в этом разделе.

Таблица 3.2

Список возможных технологических параметров для *BiCMOS*-технологии

Технологические параметры	Условное обозначение	Значение
Удельное сопротивление подложки	ρ_{si}	10 Ом·см
Толщина подложки	h	380 мкм
Диэлектрическая постоянная кремния	ε_{si}	11,7
Толщина оксида кремния	t_{ox}	5 мкм
Диэлектрическая постоянная диоксида кремния	ε_{ox}	3,9
Удельное сопротивление слоя металлизации	ρ	0,03 Ом·мкм

Самоиндукция L (нГн) прямого проводника с прямоугольным поперечным сечением вычисляется по формуле Гровера (*Grover*), которая используется для вычисления взаимной индукции между двумя токонесущими линиями. Собственные и взаимные ёмкости вычисляются по двумерной вычислительной методике, разработанной для связанных микрополосковых линий. Шунтирующие паразитные резисторы оцениваются при известном заряде ёмкостей C_{si}. Сопротивления r_{sk} в паре с ёмкостями образуют частотнозависимые сопротивления.

В качестве примера методики анализа программы *GEMCAP*2 покажем, как получается схемная модель катушки индуктивности, показанная на рис. 3.5. Сначала микрополосковая линия разбивается на группы линий, соединённых между собой. Затем для каждой такой группы линий строится эквивалентная схема замещения с сосредоточенными параметрами. Для описания одного поворота спирали требуется воспользоваться четырьмя эквивалентными схемами П-типа (рис. 3.6), где конденсаторы C_m моделируют связь между линиями.

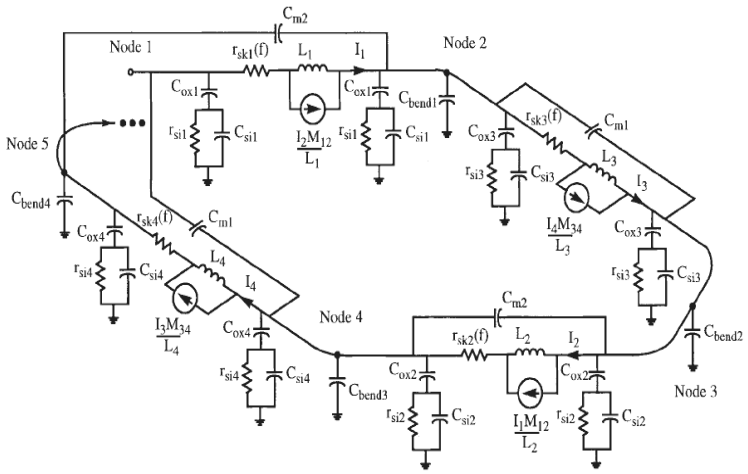


Рис. 3.6. Эквивалентная схемная модель одного поворота микрополосковой линии

Чем больше витков у спиральной катушки, тем больше будет линий связи в пределах каждой группы. А для катушки, у которой количество сторон одного витка равно 8 (N=8 – гексагональная катушка), общее количество сгенерированных схем (таких, как на рис. 3.6) в эквивалентной модели будет достигать $4 \cdot N = 32$, к этому добавятся ещё паразитные ёмкости между полосковыми линиями.

Существует множество других паразитных элементов и эффектов высшего порядка, которые должны быть учтены. «Сжатие тока» в углах прямоугольной спирали создаёт паразитную индуктивность и ёмкость, которые подключаются к эквивалентной схемной модели, как параметры L_{bend} и C_{bend} для каждого угла спирали (обратите внимание, что на рис. 3.6

показана только ёмкость C_{bend}). Для частот ниже гигагерцового диапазона этот эффект весьма мал и им пренебрегают. Также учитываются потери катушки, зависящие от температуры.

Полностью готовая модель катушки индуктивности может быть использована для моделирования работы схемы во временной области (переходные процессы) или частотной (построение АЧХ или ФЧХ).

В начало к оглавлению

3.2.2. Компактная модель

Компактная модель, или упрощённая (т.е. та модель, в которой присутствует минимальное число элементов эквивалентной схемы), в отличие от расширенной, требуется в том случае, когда вычисления проводятся вручную либо для облегчения оптимизации сложных высокочастотных схем.

Для эффективной оптимизации компактная модель должна быть получена путём упрощения расширенной модели. Одна схемная модель П-типа (рис. 3.7) используется как компактная модель.

Параметры L, C и r могут быть подобраны (подогнаны) для достижения той катушки, которая требуется, путём использования компьютерной оптимизации.

Фрлан (*Frlan*) показал, что компактная модель может быть получена прямо из параметров расширенной модели. Используя его технику, номиналы сопротивлений и индуктивностей в П-модели получаются путём суммирования последовательно соединённых элементов. Паразитные ёмкости для каждой микрополосковой линии тоже могут быть получены путём их суммирования в одну паразитную сосредоточенную ёмкость.

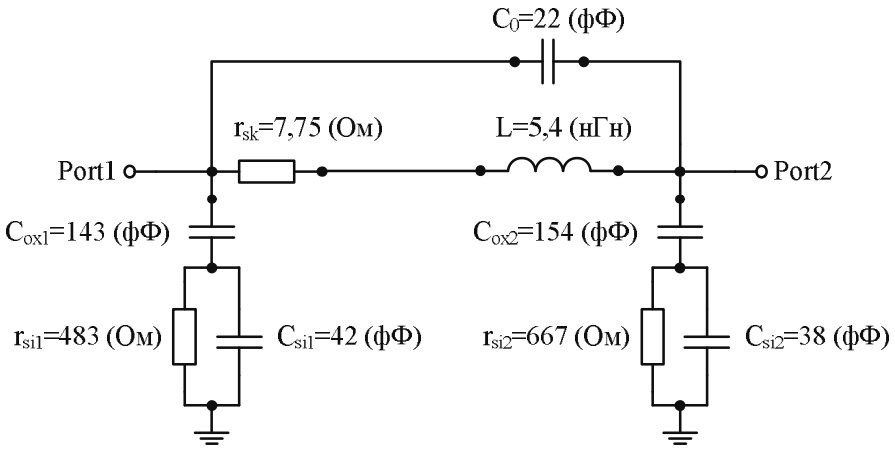


Рис. 3.7. Компактная модель П-типа для катушки индуктивности

Эта технология легко осуществима в большинстве коммерческих симуляторов (САПР) электрических схем, таких как *HSPICE* или *Touchstone*, и она требует малое количество времени для подгонки параметров в П-схеме. Номиналы элементов (рис. 3.7) были получены путём их подгонки из расширенной модели для катушки, состоящей из 4,5 витков. Паразитные элементы не являются симметричными (т.е. C_{ox1} не эквивалентно C_{ox2}), что является последствием асимметрии, свойственной для спиральной катушки. Эта модель достаточно проста, и её можно использовать при «ручных» расчётах.

В начало к оглавлению

3.3. Способы исполнения СВЧ-устройств на элементах с сосредоточенными параметрами

Существует в основном три способа исполнения устройств СВЧ на ЭСП (элементы с сосредоточенными параметрами):

1. Выполнение на диэлектрическом основании навесным монтажом ЭСП, как и в низкочастотных радиотехнических устройствах. Этот метод применим для устройств СВЧ, предназначенных для работы в диапазонах метровых и нижней части дециметровых волн при малых сериях изделий.

2. Планарное исполнение элементов и устройства в целом. Это наиболее перспективный способ, дающий максимально достижимый уровень миниатюризации, позволяющий использовать ЭСП до частот порядка 10–12 ГГц, обеспечивающий хорошую повторяемость характеристик устройств СВЧ и возможность осуществлять автоматизацию при серийном изготовлении.

3. Наиболее гибким является гибридно-плёночный способ исполнения устройств СВЧ на ЭСП, когда часть элементов выполняется в планарном исполнении, а активные элементы (иногда и некоторые пассивные) устанавливаются на плату навесным монтажом.

Таким образом, первый способ исполнения СВЧ-устройств на ЭСП практически не предъявляет серьёзных требований к выбору материала подложки.

Исследования влияния различных дестабилизирующих факторов, технологических допусков, допусков элементов на волновое сопротивление и время задержки в диапазоне частот, проведённые для линий задержки, могут быть без существенных изменений применены для оценки влияния этих факторов на устройства СВЧ на ЭСП, поскольку в последних используется такой же класс элементарных звеньев фильтров и цепей, как и в линиях задержки.

Планарные и монолитные интегральные схемы СВЧ хороши тем, что однажды отработанная топология схемы устройства обеспечивает высокую повторяемость электрических параметров при воспроизведении и при этом значительно возрастает надёжность таких устройств.

При разработке корпуса для устройства на ЭСП в любом исполнении необходимо стремиться к тому, чтобы верхняя и нижняя крышки были достаточно удалены от навесных или планарных сосредоточенных элементов, ориентировочно на расстоянии более 10 h, где h – толщина подложки при планарном и монолитном исполнении. При навесном или гибридном исполнении h – это высота самого высокого сосредоточенного элемента.

Кроме того, всюду, где это возможно, необходимо устранять металлизацию на обратной стороне подложки, особенно под сосредоточенными элементами.

Если при изготовлении устройств СВЧ методом навесного монтажа ЭСП выбор материала подложки в основном регламентируется конструктивными соображениями, то в случае планарного (монолитного) или гибридного метода изготовления устройства важную роль играют физико-технические свойства материалов подложки. Следующие параметры материала подложки в той или иной мере будут влиять на электрические характеристики устройств СВЧ на ЭСП (элементы с сосредоточенными параметрами):

1. Относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{отн}$.
2. Тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta$.
3. Чистота обработки подложки.
4. Постоянство толщины одной подложки от образца к образцу.
5. Адгезия к проводникам.
6. Стабильность параметров в широком интервале температур.
7. Минимальная пористость.
8. Отсутствие деформаций при изготовлении схемы методами тонко- или толстоплёночной технологии.

С учётом перечисленных требований приемлемыми оказываются только неорганические материалы: поликор, ситаллы СТ 32-1 и СТ 38-1, керамика 22ХС, боросиликатное стекло.

Расчёт геометрических размеров ЭСП производится на этапе разработки топологии платы устройства после выбора способа изготовления и материала подложки для конкретного диапазона частот.

Применение ЭСП на СВЧ имеет ряд специфических особенностей:

1. Невозможно в принципе создать реактивный элемент строго одного знака во всём диапазоне частот, так как любой элемент будет включать в себя реактивную компоненту противоположного знака, что влечёт за собой появление резонансных частот, поэтому желательно уметь рассчитывать эти частоты для проверки удалённости их от рабочего диапазона.

2. ЭСП на достаточно высоких частотах становятся системами с распределенными параметрами, поэтому необходимо конструировать ЭСП так, чтобы линейные размеры ЭСП были значительно меньше $\lambda/4$ и набег фазы по длине элемента был минимальным.

3. При работе устройств СВЧ на ЭСП проявляются такие эффекты, как токораспределение в проводниках ЭСП, эффект близости проводников, взаимные ёмкостные и индуктивные связи между ЭСП и частями одного ЭСП, влияние диэлектрических и магнитных материалов, экранирующих поверхностей и др.

Точный электродинамический расчёт параметров ЭСП или совокупности ЭСП чрезвычайно трудоёмок и не всегда возможен, однако известные приближённые соотношения для ЭСП обычно позволяют с достаточной для практики точностью производить расчёт параметров ЭСП.

Сосредоточенные индуктивности, которые применяются в диапазоне от 100 МГц до 18 ГГц, имеют значения от долей до сотен наногенри. Спецификой точного расчёта индуктивных элементов на СВЧ является учёт эффекта близости, поверхностного эффекта и геометрии поперечного сечения проводника, влияние которых на индуктивность элемента часто оказывается меньше, чем действие погрешностей, связанных с неточностью изготовления.

Для высоких частот каждому индуктивному элементу необходимо поставить в соответствие четырёхполюсник, включающий паразитные ёмкостные элементы, а иногда необходимо для оценки собственной резонансной частоты рассматривать индуктивный элемент как систему с распределёнными параметрами.

В начало к оглавлению

3.4. Упрощённые формулы для расчёта интегральных катушек индуктивности

В этом разделе обсуждается методика упрощённого расчёта микрополосковых катушек индуктивности.

Величины индуктивностей менее 1 нГн реализуются короткими узкими проводниками (например, длиной 1 мм и шириной 10 мкм). Последовательная индуктивность (рис. 3.8), выполненная в виде отрезка МПЛ с высоким волновым сопротивлением и длиной l, не превышающей $\lambda/8$, может быть приближённо определена по формуле (3.1):

$$L \approx 2\pi Z_1 l/(\omega\lambda), \text{ (Гн)}, \qquad (3.1)$$

где Z_1 – волновое сопротивление узкого отрезка МПЛ, определяется по формуле (3.2);

ω – круговая частота.

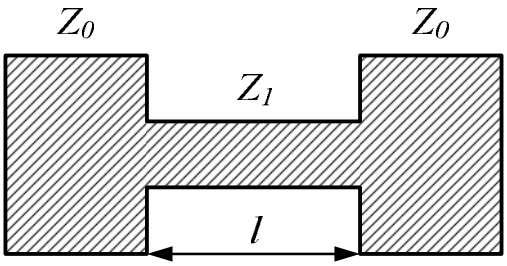


Рис. 3.8. Последовательная индуктивность в виде МПЛ

Значения переменных в формулу подставляются в системе СИ.

Для практических расчётов часто используют выражение для волнового сопротивления МПЛ (Ом), полученное в квазистатическом приближении:

$$Z_1 \approx \frac{377h}{\sqrt{\varepsilon_{si}}W(1+1.735\varepsilon_{si}^{-0,0724}(w/h)^{-0,836})}, \qquad (3.2)$$

где w – ширина полосковой линии (рис. 3.9);

h – высота подложки (рис. 3.9);

ε_{si} – диэлектрическая проницаемость подложки.

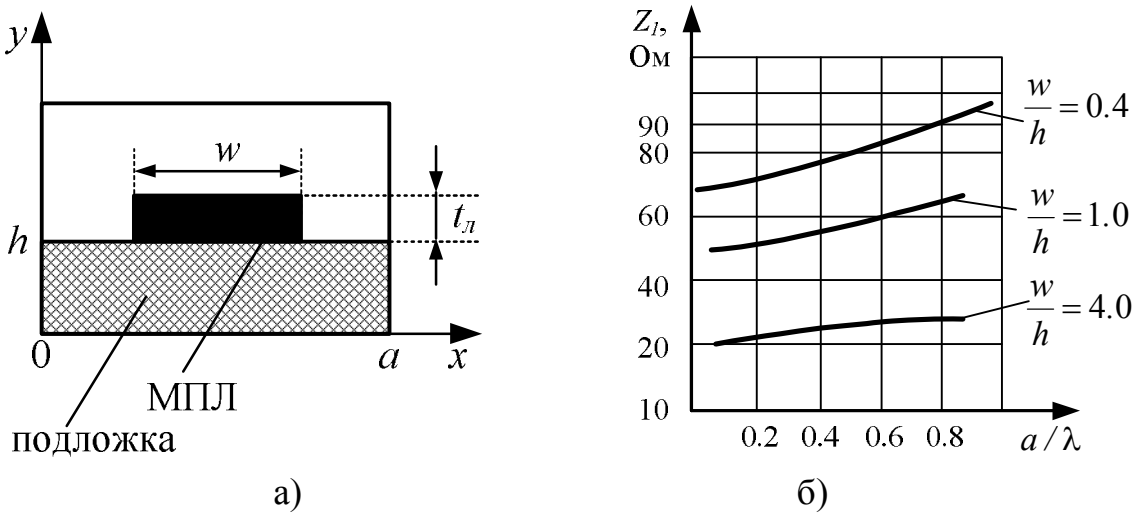


Рис. 3.9. Зависимость волнового сопротивления от параметров МПЛ

Существуют подложки с диэлектрической проницаемостью 10 и более. На практике в МПЛ применяют подложки с диэлектрической проницаемостью, например, из плавленого кварца при $\varepsilon_{si} = 3{,}78$.

Точность определения Z_1 по формуле (3.2) составляет 1 % при $w/h \geq 0{,}4$ и 3 % – при $w/h \leq 0{,}4$.

Параллельная индуктивность (рис. 3.10) тоже может быть вычислена по формулам (3.1) и (3.2) с использованием зависимостей, представленных на рис. 3.9.

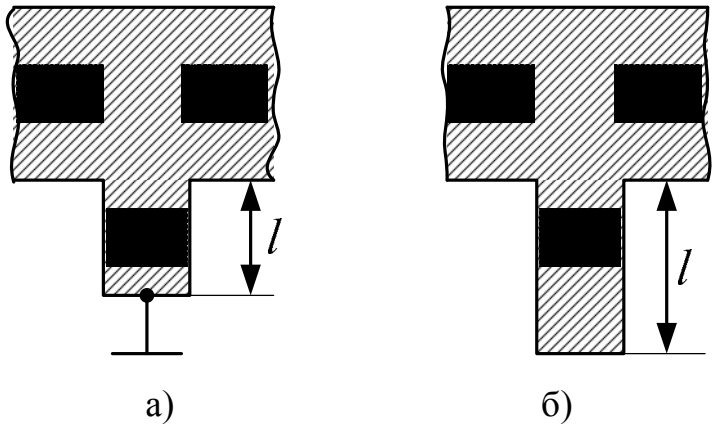


Рис. 3.10. Параллельная индуктивность в виде короткозамкнутого (а) и разомкнутого (б) шлейфов

Катушки индуктивности могут быть выполнены в однослойном и трёхслойном вариантах.

Однослойные катушки индуктивности строятся на основе меандровой линии, а малые величины индуктивностей могут быть выполнены в виде одного витка шириной *w* (мкм) и наружным диаметром витка $D_н$ (мкм) (рис. 3.11 и 3.12).

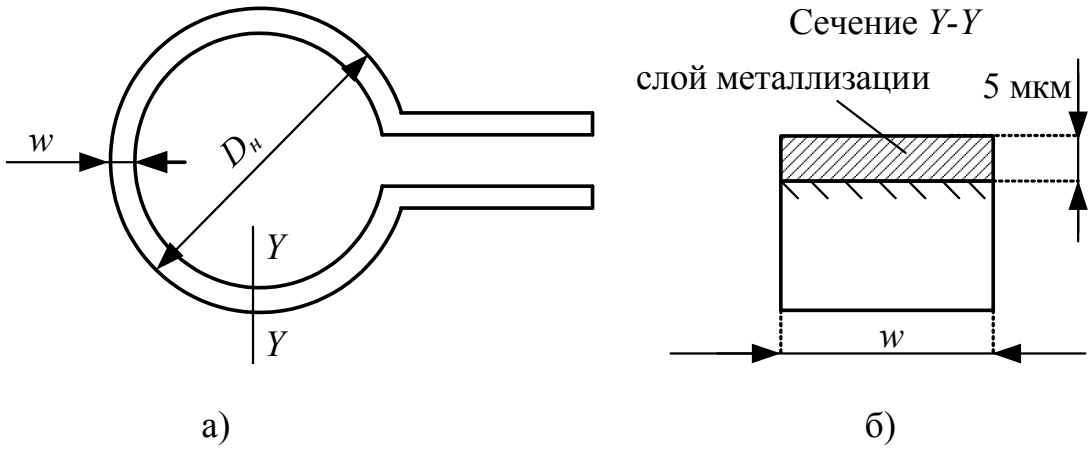


Рис. 3.11. Катушка индуктивности из одного витка

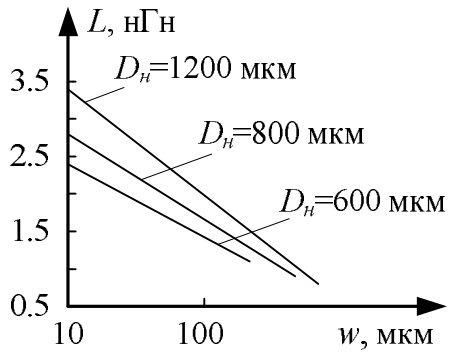


Рис. 3.12. График зависимости сосредоточенной индуктивности одного витка от w и Dн

Графические данные, представленные на рис. 3.12, позволяют рассчитать катушку из одного витка, показанную на рис. 3.11. Величина индуктивности одного витка лежит в пределах от 1 до 3,5 нГн и может изменяться в зависимости от диаметра витка и его ширины.

Трёхслойные индуктивности выполняются в виде спиральных катушек, у которых центральный вывод пропускается над катушкой и изолируется от неё диэлектрической плёнкой.

К сосредоточенным индуктивностям предъявляются следующие требования: большая величина индуктивности на единицу длины, низкие потери.

Достаточно сложной является задача получения высокой добротности. Так, например, катушки индуктивности, выполненные на керамических подложках вакуумным способом с последующим гальваническим наращиванием, обеспечивают добротность не более 100.

Для получения больших величин индуктивностей и добротностей используются многовитковые структуры, которые выполняются в виде круглых или квадратных спиралей (рис. 3.13).

Для соединения с центром спирали применяют изолированную перемычку.

Полная индуктивность круглой спирали внешним диаметром $D_н$ и внутренним диаметром $d_{вн}$ вычисляется по формуле (3.3):

$$L = (393a^2n^2)/(8a + 11c), \text{ (нГн)}, \qquad (3.3)$$

где $a = (D_н + d_{вн})/4$ (см) – средний радиус катушки;

$c = (D_н - d_{вн})/2$ (см);

n – число витков.

На частоте 2 ГГц добротность круглой спирали может достигать 100.

Квадратные спирали, по сравнению с круглыми, имеют большую индуктивность на единицу площади, но меньшую добротность. Кроме того, квадратные спирали легче вычерчивать при изготовлении фотооригинала.

За частоту собственного резонанса спирали можно принять такую частоту, при которой электрическая длина распрямленной спирали составляет $\lambda/4$.

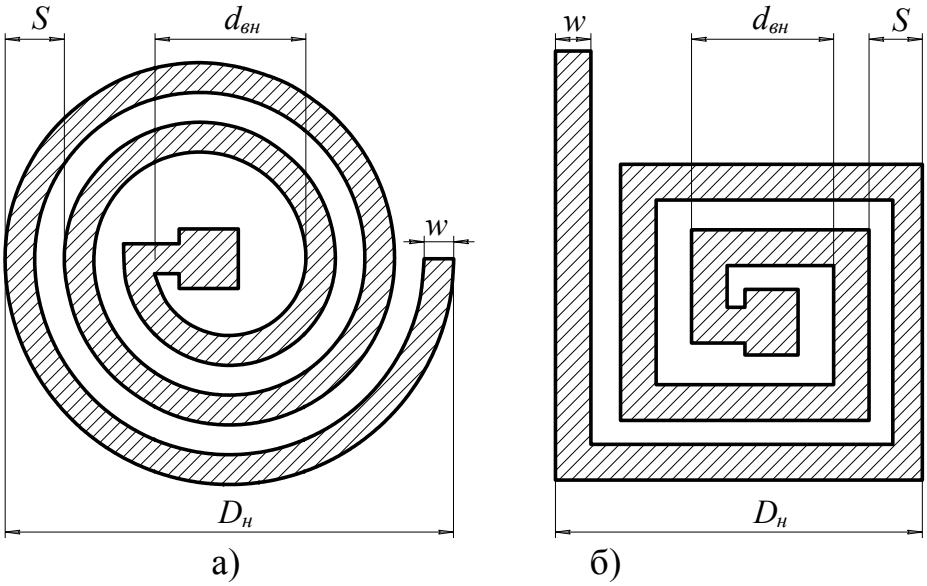


Рис. 3.13. Круглая (а) и квадратная (б) спиральные катушки

Приведённые выше формулы не учитывают влияние заземлённого основания линии передачи и любого другого экрана. Влиянием заземлённого основания можно пренебречь, если высота подложки более чем в 10...20 раз превышает ширину проводника катушки. Заземлённые участки схемы в той же плоскости, что и сама индуктивность, должны быть на расстоянии, превышающем пятикратное значение ширины проводника. При нарушении этих условий наблюдается уменьшение погонной индуктивности.

Следующая формула даёт возможность вычислить индуктивность, учитывая некоторые различия между круглой и квадратной катушками:

$$L = N_1 \frac{(D_н + d_{вн})^2 n^2}{15D_н - 7d_{вн}}, \text{ (нГн)}, \qquad (3.4)$$

где $d_{вн}$ – внутренний диаметр катушки (мм) (рис. 3.13);

$D_н$ – наружный диаметр (мм);

n – число витков;

N_1=5 – для круглой спирали;

N_1=6 – для квадратной спирали.

Значение $D_н$ также можно вычислить по формуле (3.5):

$$D_н = d_{вн} + (2n - 1)S + 2w, \text{ (мм)}, \qquad (3.5)$$

где *S* – шаг спирали (мм);

w – ширина проводника (мм).

В начало к оглавлению

3.5. Расчёт квадратной спиральной катушки

Выполним приближённый расчёт квадратной спиральной катушки, показанной на рис. 3.14.

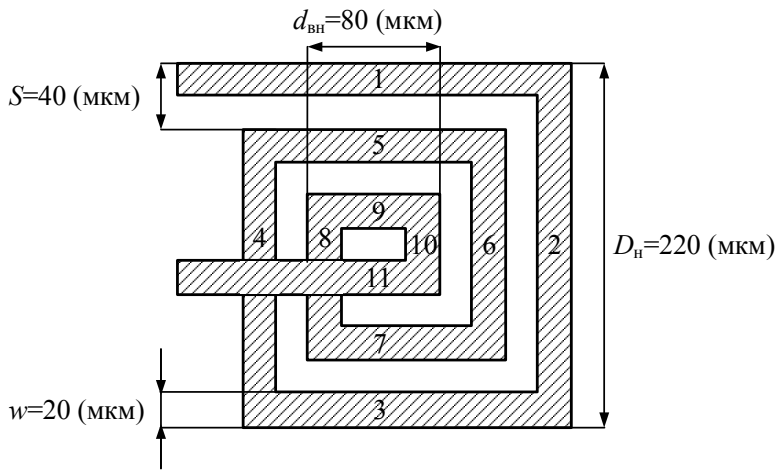


Рис. 3.14. Квадратная спиральная катушка

Переведём все значения геометрических размеров катушки из мкм в мм (табл. 3.3).

Таблица 3.3

Конвертирование единиц измерения

$d_{вн}$ = 80 (мкм)	$d_{вн}$ = 0,08 (мм)
S = 40 (мкм)	S = 0,04 (мм)
w = 20 (мкм)	w = 0,02 (мм)

Виток квадратной катушки состоит из четырёх сторон. Разделим все 11 сторон на 4 (рис. 3.14) и получим количество витков в катушке:

$$n=11/4=2{,}75 \text{ (витков)}.$$

Несмотря на то, что внешний диаметр известен из чертежа на рис. 4.23, найдём его по формуле (3.5) – это позволит определить значение индуктивности более точно (3.6):

$$D_н = d_{вн} + (2n-1)S + 2w = 0{,}08 + (2\cdot 2{,}75 - 1)0{,}04 + 2\cdot 0{,}02 = 0{,}3 \text{ (мм)}. \quad (3.6)$$

Теперь, когда нам известны все параметры катушки, вычислим её индуктивность по формуле (3.4):

$$L = N_1 \frac{(D_н + d_{вн})^2 n^2}{15D_н - 7d_{вн}} = 6\frac{(0{,}3+0{,}08)^2 \cdot 2{,}75^2}{15\cdot 0{,}3 - 7\cdot 0{,}08} = 0{,}908 \text{ (нГн)}.$$

Полученное значение целесообразно проверить в САПР СВЧ схем, такой как *ADS* (*Advanced Design System 2005A*).

В начало к оглавлению

3.6. Применение САПР *ADS2005A* для проектирования интегральных индуктивных элементов

Назначение и возможности САПР ADS2005A/ *Advanced Design System* (*ADS*) фирмы *Agilent Technologies* представляет собой одну из самых мощных систем проектирования с расширенными возможностями, которая предлагает разработчикам передовые технологии моделирования. Система *ADS* содержит все функции, которые необходимы для разработки и проектирования аналоговых и цифровых радиотехнических устройств, всего сигнального тракта устройств, проводной или радиосвязи (включая связные системы и цифровую обработку модулирующих сигналов), проектирование печатных плат, разработку монолитных интегральных схем и пространственных электромагнитных структур, а также трассировку печатных плат. Уникальные свойства системы *ADS* позволяют применять её во многих областях техники, включая радиоэлектронику и лазерную технику.

Назначение САПР *ADS2005A* состоит в сквозном проектировании и моделировании широкого класса устройств и систем связи в диапазоне ВЧ/СВЧ, включающее следующие уровни:

– функциональный;
– схемотехнический;
– топологический;
– электромагнитный.

Классы проектируемых устройств:

– аналоговые;
– цифровые;
– смешанные.

На рис. 3.15 приведена структура САПР *ADS2005A*.

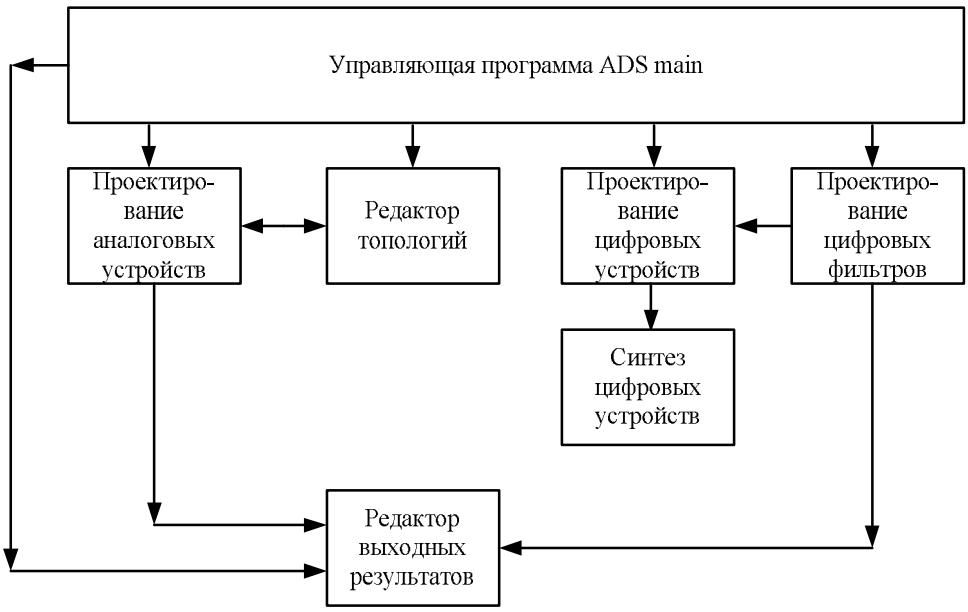


Рис. 3.15. Структура САПР *ADS2005A*

Возможности подсистемы аналогового проектирования:

– анализ по постоянному току;
– малосигнальный анализ в частотной области;
– анализ собственных шумов;
– анализ S-параметров большого и малого сигнала;
– анализ во временной области;
– анализ методом гармонического баланса;
– анализ коэффициента компрессии;
– оптимизация и статистический анализ;
– параметрическая оптимизация;
– анализ сложномодулированных сигналов (методом *Circuit Envelope*);
– совместное моделирование аналоговых и цифровых устройств;
– синтез аналоговых фильтров;
– анализ планарных структур на электромагнитном уровне (расчёт физических и электрических параметров полосковых линий).

Отличительные особенности подсистемы аналогового проектирования:

– эффективный метод гармонического баланса, ориентированный на моделирование радиочастотных интегральных схем большой размерности;

– использование алгоритма расчёта установившегося режима по огибающей модулирующего сигнала (*Circuit Envelope*) для эффективного анализа трактов с дискретно-модулированными сигналами;

– метод использования интеграла свёртки (*convolution*) для анализа высокочастотных трактов во временной области;

– совместимость с топологическим редактором, анализ характеристик с учётом конструктивной реализации проекта;

На рис. 3.16 приведён алгоритм маршрута проектирования аналоговых устройств в системе *ADS2005A*.

Проектирование аналоговых устройств обеспечивается с помощью подсистемы *RFIC Designer*, основными особенностями которой являются:

– проектирование различных классов аналоговых устройств (смесители, усилители, фильтры, ФАПЧ и т.д.);

– использование различных методов моделирования – гармонический баланс, анализ по постоянному и переменному току, анализ S-параметров, анализ методом *Circuit Envelope* и т.д.

Проектирование цифровых устройств обеспечивается с помощью подсистемы *DSP Designer*. Основными возможностями подсистемы являются:

– проектирование различных классов цифровых устройств;

– использование более 900 поведенческих моделей (моделей функциональных блоков);

– совместное моделирование с аналоговыми ВЧ-устройствами;

– возможность создания пользователем собственных моделей и включение их в библиотеки элементов;

– возможность использования моделей на языках описания аппаратуры;

– синтез цифровых фильтров;

– библиотека для моделирования цифровых систем связи: *GSM*, *CDMA*, *W-CDMA*, *EDGE*, *W-LAN* и т.д.;

– возможности тестирования;

– получение *VHDL* и *Verilog* описания по исходной схеме;

– возможность проектирования цифровых фильтров;

– интеграция с САПР *Altera*, *Xilinx*, *Mentor Graphics*, *Texas Instruments*, *MatLab*.

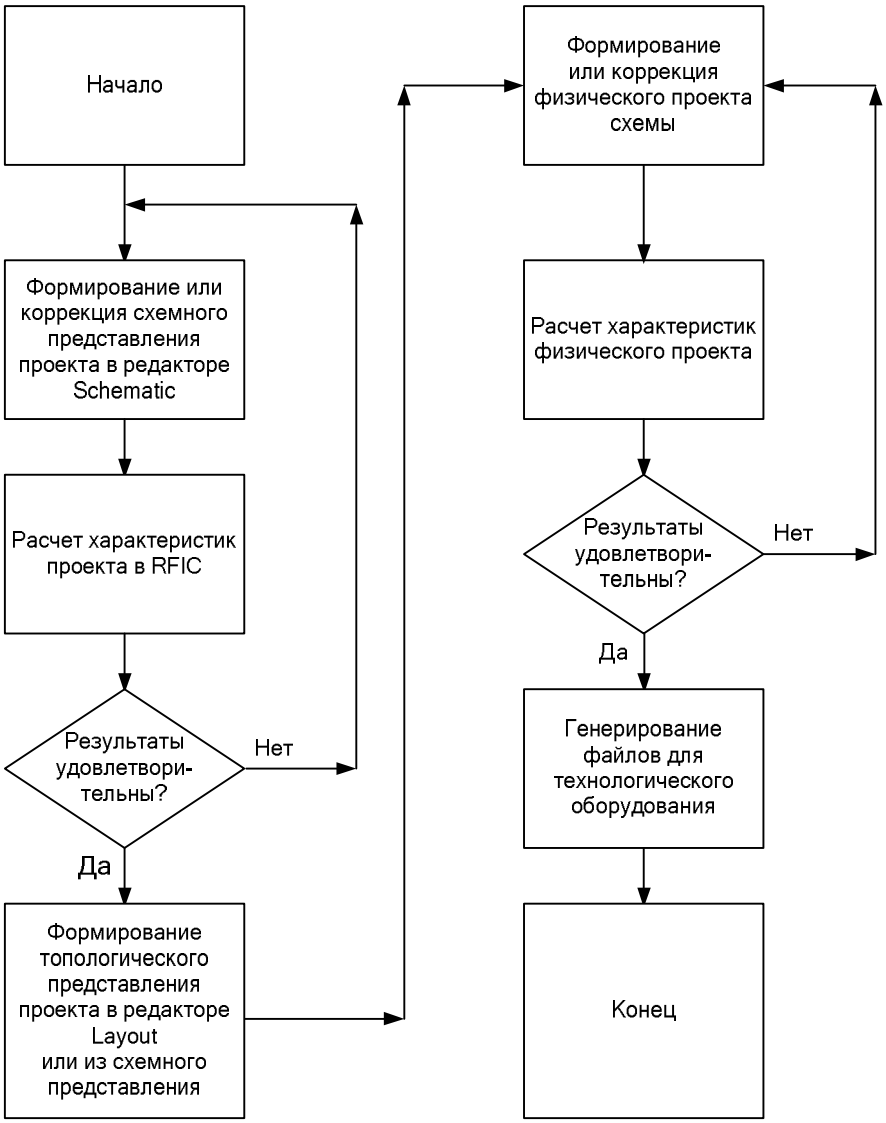


Рис. 3.16. Маршрут проектирования аналоговых устройств в системе *ADS2005A*

Проектирование и моделирование ВЧ-плат осуществляется с помощью подсистемы *RF Board*. Основные особенности:

– модели ВЧ-устройств встроены в схемный и топологический редакторы;

– возможность создания ВЧ-компонентов пользователем;

– анализ паразитных ёмкостей и сопротивлений встроен в электромагнитный симулятор;

– совместимость с устройствами, созданными в пакетах *Cadence*, *Mentor*, *Spice*.

Возможности подсистемы топологического проектирования:

– создание компонентов, задаваемых топологией;

– совместимость со схемным редактором;

– возможность создания собственных моделей;

– формирование печатных плат;

– синхронизация параметров моделей топологических и схемотехнических представлений;

– подготовка файлов для технологического оборудования;

– совместимость с моделями, созданными фирмами *Cadence* и *Mentor Graphics*;

– анализ планарных полосковых структур электродинамическими методами.

Представленный аналитический обзор моделей интегральных катушек индуктивностей и методов их проектирования показывает, что расчёт этого важнейшего для СВЧ-диапазона элемента представляет собой достаточно сложную проблему, которая часто решается с помощью эмпирических данных или результатов экспериментальных исследований с использованием Design Kit конкретных технологических процессов изготовления микросхем.

В начало к оглавлению

ЗАКЛЮЧЕНИЕ
ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ИНДУКТИВНОСТЕЙ ДЛЯ «СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ»

Исследованием физических свойств индуктивности, её проектированием человечество стало заниматься активно после изобретения радио Поповым и Маркони. В последние три десятилетия одно из направлений исследований было ориентировано на создание индуктивности микроскопических размеров для радиотехнических цепей ВЧ и СВЧ диапазона.

В наше время требования к индуктивности очень противоречивые: она должна иметь малые геометрические размеры (сотни микрон и меньше), быть относительно большой по значению до 10 нГн и выше, иметь малую стоимость и удовлетворять огромное количество разнообразных заказчиков своим значением добротности и частотным диапазоном. В хорошей индуктивности нуждаются все, начиная от проектировщиков сложных функциональных блоков, до специалистов, создающих ВЧ и СВЧ – системы на кристалле.

Уменьшение объёма интегральных микросхем привело к попыткам создания планарных индуктивностей в 60-х гг. XX в. Поскольку первые планарные индуктивности пришлось делать на печатных платах, то конструкторы и технологи столкнулись с новыми проблемами по их воплощению. Было обнаружено, что паразитные ёмкости индуктивности, лежащей на подложке, ограничивают диапазон рабочих частот, а её эквивалентное сопротивление ограничивает собственную добротность индуктивности.

Применение технологии GaAs и сапфировых кристаллов к концу 80-х позволило создать спиральные индуктивности порядка 25 нГн с частотой собственного резонанса более 3 Ггц. Индуктивности имели геометрические размеры до 500 мкм. Реализация планарной индуктивности на кремниевом кристалле дала собственный резонанс индуктивности на частоте 2,47 Ггц при номинальном значении 9,3 нГн. Индуктивность имела плоскую квадратную форму с 9-ю витками при линейном размере 230 мкм. Ширина токопровода составила 6,5 мкм, а расстояние между полосками – 5,5 мкм. Максимальная добротность индуктивности оказалась равной 3.

Моделирование объёмных интегральных структур в начале 90-х позволило перейти к разработке КМОП – устройств (английская аббревиатура CMOS – Complementary Metal Oxid Semycondactor) с использованием планарных индуктивностей ещё меньших размеров. Для малошумящего усилителя в диапазоне частот 800–900 Мгц была реализована спиральная

индуктивность по КМОП – технологии с двумя слоями металла на кремниевом кристалле. В этом частотном диапазоне индуктивность в цепи нагрузки составляла от десятков до сотен нГн и имела толщину около 2 мкм.

В настоящее время в мире в среднем появляется более 1000 работ по индуктивности каждые пять лет. Их можно разделить на несколько направлений исследований. Одно из направлений – это патенты, взятые на индуктивность, либо статьи, в которых обычно исследуются частотные свойства разнообразных индуктивностей. Обычно это одиночные токовые индукторы, разработанные технологами для интегральных микросхем, либо для систем на кристалле.

Токовым индуктором далее будем называть устройство, принадлежащее к интегральной индуктивности, выполненное из одного проводника, разнообразной геометрической формы и расположенное на планарной поверхности. Индуктором можно называть планарные квадратные, прямоугольные и спиральные катушки индуктивности, находящиеся на изолированной подложке, либо на кристалле. Индуктором могут быть отдельные планарные проводники прямоугольного и круглого поперечного сечения, одновитковые кольца, соленоиды, микросоленоиды, а также индуктивности, выполненные либо в виде шестиугольника, октаедра, додекаедра и других многоугольных геометрий.

Статьи обычно содержат информацию о частотных зависимостях индуктивности и добротности, которые дают возможность заказчикам отобрать из многочисленных патентов то, что им требуется. Иногда в таких работах приводятся эмпирические расчётные формулы и формулы, полученные замещением интегральной индуктивности схемами с сосредоточенными параметрами, по которым можно рассчитать значения индуктивности исследуемой конкретной геометрии. Практически во всех патентах геометрические размеры индуктивности не приводятся. Это считается ноу-хау патента.

Замечательное свойство любого планарного индуктора заключается в том, что его индуктивность и добротность часто зависят от частоты. При этом обычно зависимость получается такой, что при низких частотах положительная индуктивность индуктора принимает значение, близкое к статическому значению, а при высоких частотах она начинает увеличиваться до тех пор, пока не достигнет частоты среза (граничной частоты).

Обнаружены и другие виды частотных зависимостей индуктивности для определённого диапазона частот. Вначале добротность и индуктивность индуктора увеличиваются, а затем плавно уменьшаются. В последние годы американские исследователи обнаружили существование частотно-независимых индуктивностей сверхтонких проводящих слоёв (Al+Cu толщиной от 200 нм), работающих в определённом диапазоне частот.

Частотные зависимости индуктивности ленточных, уже ставших классическими, микросоленоидов диаметром 800 мкм длиной от 1,6 до 2,4 мм с количеством витков от четырёх до шести используются в мощных выходных каскадах. В них всегда наблюдают одно и то же явление. На малых частотах индуктивность совпадает со своим статическим значением, оставаясь постоянной. Потом на низких частотах появляется «дребезг» индуктивности, который связан с механическим резонансом, возникающим на продольных механических колебаниях упругих витков катушки. Сами механические колебания обусловлены притяжением витков друг к другу из-за действия в соседних витках сонаправленных токов Ампера. Такое притяжение возникает на каждом полупериоде переменного тока. При дальнейшем увеличении частоты до значений частоты среза индуктивность увеличивается на порядок, а затем скачком теряет свои индуктивные свойства.

Увеличение индуктивности свёрнутой ленты микросоленоида с ростом частоты можно объяснить только увеличением линейной плотности тока, протекающего в ленте. Это возможно только в том случае, если переменный ток в ленте образует тонкий шнур, диаметр которого становится меньше, чем продольная ширина ленты. С приближением частоты тока к частоте среза токовый шнур «исчезает» и соленоид теряет свои индуктивные свойства.

Объяснить причины уменьшения диаметра токового шнура на СВЧ можно только на языке сил, удерживающих цилиндрический шнур. С ростом частоты внешний источник вбрасывает в соленоид всё меньше и меньше одноимённых зарядов, образующих ток, за полупериод изменения последнего. Это снижает объёмную плотность кулоновских сил расталкивания, действующих между движущимися в одном направлении зарядами. В то же время объёмная плотность стягивающих (амперовских) сил либо не изменяется, либо уменьшается с частотой медленнее, чем силы кулоновского взаимодействия. Частота среза приходится на тот момент, когда шнур начинает катастрофически сжиматься в пинч. В этот момент зарегистрировано, что индуктивность одиночного индуктора резко возрастает, а затем соленоид теряет свои индуктивные свойства.

Ключевая работа по упомянутым физическим свойствам, проявляемым планарными индукторами на гигагерцах, вышла в 2001 г. Kuhn и Ibrahim, исследуя экспериментально протекание тока на высоких частотах в одиночных многовитковых квадратных, прямоугольных и спиральных индукторах, обнаружили эффект, прямо противоположный скин-эффекту. Переменный ток на гигагерцах образовывал локализованный в пространстве токовый шнур в проводнике индуктора с любой геометрией.

С ростом частоты токовый шнур уменьшал площадь своего поперечного сечения. Это приводило к тому, что омическое сопротивление и индуктивность индуктора увеличивались с частотой, а протекание переменного тока уже не подчинялось закону Ома. Такое шнурование тока высокой частоты было ими названо “Current Crowding Effects” (эффекты токового сжатия). Дальнейшее увеличение частоты переменного тока приводило к ещё большей локализации токового шнура. При приближении частоты тока к частоте среза токовый шнур сжимался в пинч, становился неустойчивым, и одиночный индуктор любой геометрии терял свои индуктивные свойства.

В мае 1999 г. Yue и Wong, сотрудники Стенфордского университета, опубликовали ещё одну ключевую работу, в которой предложили принципиально новое технологическое решение для построения разнообразных планарных индуктивностей. Они исследовали три варианта планарного размещения спирального индуктора, кремниевой подложки и экрана (сплошного, либо узорчатого). В первом варианте они поместили планарный прямоугольный спиральный индуктор на поверхность кремниевой платформы без металлического экрана и назвали его NGS (No Ground Shield).

Во втором варианте для экранировки магнитного поля спирали в направлении, противоположном подложки был добавлен сплошной экран. Конструкция была названа SGS (Solid Ground Shield). В третьем варианте сплошной экран был заменён на узорчатый экран. Такая конструкция была названа индуктор PGS (Patterned Ground Shield). Две технологические конструкции (NGS и PGS) обнаружили частотные свойства индуктивности и добротности, которые принципиально отличались от частотных свойств индуктивности и добротности одиночных индукторов. Они давали растущие частотные зависимости индуктивности и добротности, которые достигали максимума на частоте около 2-х гигагерц и затем спадали к нулю на частотах около 7-8 ГГц. Как известно, нуль добротности индуктивности соответствует нулю индуктивности.

Итальянскими технологами в 2002 г. была создана планарная индуктивность, которая отличалась цилиндрической геометрией. В ней цилиндрическая спираль была нагружена на слоистую цилиндрическую структуру, состоящую из модифицированных слоёв кремния, лежащего на проводящей медной подложке. Узорчатый экран имел радиальную структуру. Эксперименты не только подтвердили ход частотных зависимостей индуктивности и добротности, но и обнаружили тот факт, что на гигагерцах индуктивность RPGS – индуктора (Radial Patterned Ground Shield) может обратиться в нуль, а на более высоких частотах даже стать отрицательной.

Другой вид частотных характеристик PGS-индукторов можно объяснить тем, что силовые линии его магнитного поля были нагружены на плёнку из модифицированных слоёв кремния, которая прилегала к спиральному индуктору. Ток индуктора создавал своё переменное магнитное поле и магнитное поле отклика, формируемое токами Фуко, в полупроводящем веществе. Взаимодействие тока индуктора с суммарным магнитным полем изменяло частотную характеристику PGS-индуктора так сильно, что проблемы частоты среза в них не возникало.

Но термин «отрицательная индуктивность» оказался для технологов, работающих на СВЧ, таким фантастическим и непонятным, что измерения итальянцев многими технологами были поставлены под сомнение. Вероятно поэтому, в своей монографии, выпущенной значительно позже, они совсем отказались от приоритета в собственном открытии и даже не упомянули о нём.

Причины такого отказа от приоритета в интереснейшем физическом явлении, возможно, кроются в том, что отрицательная индуктивность не вписывается в привычные понятия, которые формируются при использовании мощного вспомогательного средства расчёта СВЧ цепей. Речь идёт о диаграмме Смита, который бесконечную комплексную плоскость свернул с помощью конформного отображения в плоскость, ограниченную единичным кругом. Эта диаграмма позволяет рассчитывать комплексные сопротивления СВЧ цепей, которые могут быть представлены двухполюсниками или четырёхполюсниками. Такие расчёты импеданса, или адмитанса, позволяют создавать самые разнообразные активные и пассивные устройства, согласующие СВЧ генераторы с нагрузкой.

Обычно согласование СВЧ генератора с нагрузкой характеризуется комплексным коэффициентом отражения, который связан с входным сопротивлением и характеристическим сопротивлением линии передачи. Приведённое сопротивление позволяет выразить активную и реактивную часть, используемую в диаграмме Смита, через параметры, которые часто называют S-параметрами. Параметр S1 характеризует приведённое активное сопротивление согласующей линии, а параметр S2 характеризует приведённое реактивное сопротивление согласующей линии.

Физическая трактовка приведённых коэффициентов Смита S1, S2 позволяет различать комплексные сопротивления, которые носят либо ёмкостной, либо индуктивный характер. При емкостном характере $S2<0$, а при индуктивном $S2>0$. Диаграмма Смита может включать в свою трактовку даже отрицательные активные сопротивления (S1 может быть меньше 0), но не даёт никакой возможности включить в свой арсенал физическое понятие «отрицательная индуктивность». По мнению прикладников,

индуктивность приобретёт ёмкостной характер. Но термины: ёмкостной характер, индуктивный характер, индуктивность и ёмкость, – описывают разные физические понятия.

Позднее американские технологи из штата Огайо снова натолкнулись на тот факт, что многослойная интегральная индуктивность, выполненная в виде спирали, нагруженной на сверхтонкие проводящие слои из алюминия и меди (толщиной больше 2 мкм), в мегагерцовом диапазоне частот может стать отрицательной. Они, в отличие от итальянских коллег, смело патентуют способ формирования такого класса многослойных индуктивностей.

Микроскопическая нега-индуктивность (negainductance) может быть использована в новейших технологиях создания, как интегральных микросхем, так и систем на кристалле. Прежде всего, её можно использовать в качестве пассивного компенсатора паразитных индуктивностей радиотехнических цепей в интегральных микросхемах.

Нега-индуктивность может стать новым звеном активной или пассивной радио- или электротехнической цепи. Малоизвестные физические свойства нега-индуктивности будут исследоваться конструкторами и технологами в ближайшие 30–40 лет.

Расчёты, выполненные для различных проводящих материалов тонких плёнок, показывают, как можно перемещать первый нуль индуктивности внутри частотного диапазона от 1 МГц до 10 ТГц, изменяя проводимость цилиндрической плёнки и её геометрические размеры. Отличительным свойством вносимой индуктивности является то, что на очень высоких частотах она перестаёт зависеть от частоты, принимает постоянное положительное значение равное одной трети от масштаба и не имеет граничной частоты. Используя такую индуктивность, технолог будет иметь широкий набор значений разнообразных плёночных индуктивностей, выполненных по единой технологии и работающих на разных фиксированных частотах.

В настоящее время для аналоговых микросхем СВЧ-диапазона используют варианты интегральной индуктивности, выполненной в виде проводящих полосок прямоугольного поперечного сечения, которым придана круглая или прямоугольная форма спирали. Технология позволяет получать индуктивности от единиц до сотен микрогенри в масштабе занимаемой площади 500×500 мкм со многими слоями.

Уменьшение же геометрических размеров таких одиночных индукторов до квадрата 100×100 мкм в одном слое приводит к уменьшению достигаемых значений индуктивности от 1 до 10 нГн с добротностью от 2–5. Подстройка индуктивностей может осуществляться запайкой перемычек

контактных площадок, прилегающих к индуктору. Малые индуктивности (до единиц наногенри) выполняются в виде прямого проводника прямоугольного сечения малой длины, либо петли в форме круга или квадрата.

В 70-х гг. XX в. П.Л. Калантаров и А.А. Цейтлин разработали математические методы расчёта, которые базировались на геометрической теории индуктивности. Эта теория исходила из положения, что индуктивность катушки любой геометрии с любым количеством витков зависит только от числа витков, её геометрии и занимаемого объёма. Предполагалось, что индуктивность не зависит как от геометрии растекания тока в проводящем пространстве, также и от зависимости плотности тока от поперечных координат.

Так, например, индуктивность кольца описывается одной формулой, зависящей от геометрических размеров кольца. Недостаток формулы заключается в том, что в микрометрическом диапазоне геометрических размеров для некоторых колец можно получить отрицательное значение индуктивности. Они выпадают из определения индуктивности геометрической теории.

Современные методы расчёта индуктивностей сводятся к замене интегральной индуктивности схемой сегментации с сосредоточенными параметрами. В таком сегментировании возможно применение расширенных и компактных моделей, подгоночные параметры L, C и r которых подбираются при компьютерной оптимизации. При этом, номиналы сопротивлений, индуктивностей и паразитных емкостей получают путём суммирования последовательно соединённых элементов. Такой метод расчёта требует применения симуляторов (Систем Автоматизированного Проектирования) электрических схем, таких как HSPICE или Touchstone.

Как было выяснено, построение модели на сосредоточенных параметрах – самый быстрый метод моделирования, применяемый на практике. Его большой недостаток – отсутствие учёта толщины микрополоскового проводника, который проявляется в том, что реактивные сопротивления катушки индуктивности могут иметь на определённых частотах расходящиеся значения.

За последние 40 лет появилось огромное число систем автоматизированного проектирования, позволяющие рассчитать интегральные индуктивности практически любых геометрий для любых частот. Конкуренция среди вычислительных технологий огромная. Мы не будем заниматься их сравнительными характеристиками. Скажем только, что для одной и той же индуктивности разные системы САПР дают разные результаты, которые совпадают с точностью от 20 до 50 %. Причина этого в том, что математические модели и расчётные методы, применяемые в разных САПР, существенно отличаются друг от друга.

Здесь следует упомянуть о самой мощной и очень развитой системе математического моделирования HFSS (High Frequency Structural Simulator) фирмы ANSYS Inc., которая применяется для проектирования встроенных в кристалл пассивных элементов, корпусов интегральных схем, разводки печатных плат, антенн и согласующих СВЧ-устройств.

Она базируется на электродинамическом моделировании трёхмерных СВЧ-структур методом конечных элементов (МКЭ). МКЭ – численный метод решения дифференциальных уравнений с частными производными, а также интегральных уравнений, возникающих при решении задач прикладной физики. Широко используется также для решения задач электродинамики.

Достоинство метода перед общеизвестными САПР заключается в том, что при расчёте интегральной индуктивности он учитывает влияние на конечное значение индуктивности геометрических размеров проводящего экранного (охранного) контура. Как известно, при проектировании пассивных элементов в малых размерах на кристалле необходимо их экранирование от воздействия электромагнитных полей соседних приборов.

Известно, что интегральные индуктивности в типовом КМОП процессе для современных технологий систем на кристалле делают как правило в виде плоских квадратных спиральных катушек на основе верхних слоёв металла. При этом в расчётах таких катушек снова используют метод сосредоточенных параметров её эквивалентной схемы. В формулу для добротности такой катушки входит толщина скин-слоя и два подгоночных параметра, которые учитывают коэффициенты омических потерь и потерь на излучение. Влияние на расчёты экранирующего проводящего контура никак не учитывается. Как будто его там нет. Приводимое значение интегральной индуктивности на площади 110×110 мкм для частоты 2 ГГц, выполненное на пяти слоях, составляет значение 11,4 нГн с добротностью 3,4.

Метод HFSS, как и другие методы, имеет некоторые недостатки. К ним можно отнести тот факт, что при разбиении на конечные элементы используются только класс функций, которые обращаются на границе конечного элемента в нуль. Это позволяет стыковать конечные элементы друг с другом, но сильно сужает возможные классы функций, которые могут удовлетворять граничным условиям для тех же уравнений в частных производных. Они будут давать уже другие числовые результаты.

Второй недостаток заключается в том, что невозможно узнать какие конкретные уравнения математической физики решаются в любой программе моделирования. Это ноу-хау программного обеспечения. Но, ведь только из вида уравнений можно определить адекватность математической модели конкретному физическому процессу протекания и геометрии высокочастотного тока в индуктивности.

Ещё один недостаток метода заключается в том, что программы последних лет не учитывают в своих расчётах современные физические явления протекания тока на высоких частотах в проводниках, в которых может возникать не только скин-эффект, но и возможно шнурование тока.

Как известно, в интегральных микросхемах СВЧ диапазона различают индуктивности с сосредоточенными и распределёнными параметрами. Считается, что элемент с сосредоточенными параметрами имеет максимальный геометрический размер длины l значительно меньший, чем длина волны λ в линии. В этом случае можно пренебречь фазовым сдвигом на длине элемента. В противоположном случае индуктивность считается элементом с распределёнными параметрами.

Характерный геометрический размер индуктивности, разрабатываемый в микросхемах и КМОП устройствах, имеет верхнее значение около 250 мкм. Эти индуктивности работают на частоте порядка 1 ГГц. Длина волны, соответствующая этой частоте, равна 1,88 м. Она отличается от характерного геометрического размера микроскопической индуктивности в тысячи раз. Это указывает на то, что все микроскопические индуктивности относятся к элементам с сосредоточенными параметрами и фазовый сдвиг у них между током и потоком остаётся нулевым до очень высоких частот порядка 1 ТГц. Этот факт мы используем в наших расчётах.

3D – микроиндуктивность, как интегральный элемент цепи, проявляет свои индуктивные свойства, которые обусловлены несколькими аспектами: топологией, геометрией, занимаемым объёмом индуктора, числом витков, геометрией растекания плотности тока в индукторе и самое важное свойство – нагружены ли силовые линии магнитного поля индуктора на вещество, которое может проявлять магнитные или проводящие свойства.

Индуктивность контура может иметь два определения. Первое определение позволяет связать поток магнитной индукции Ф сквозь фиксированную неподвижную площадь, который пропорционален силе тока i:

$$\Phi = L_1 i\,, \qquad (1)$$

где L_1 – постоянный положительный коэффициент пропорциональности, не зависящий от силы тока и индукции магнитного поля. Этот коэффициент называется индуктивностью контура. Последнее соотношение справедливо для постоянного тока и может сохранять свой вид и для переменного тока при условии, что фазовый сдвиг между током и потоком остаётся равным нулю.

В связи с этим индуктивность L_1 следует назвать статической.

Второе определение L справедливо для индуктивности, которая проявляет свои электродинамические свойства. Оно следует из определения энергии магнитного поля, которая создаётся силой тока i, текущим по контуру с индуктивностью L_2:

$$W = L_2 i^2 / 2. \qquad (2)$$

В связи с этим определение (2) следует назвать энергетическим определением индуктивности.

Несколько слов о различных математических представлениях индуктивности классического соленоида, имеющего N витков. Когда он намотан в плотную в один слой проводом диаметром d и имеет радиус каркаса R, то его индуктивность обычно представляется в виде:

$$L = \mu_0 S N^2 / l = \mu_0 n^2 V, \qquad (3)$$

где μ_0 – магнитная постоянная, а n=N/l – число витков на единицу длины l=Nd соленоида, S – площадь поперечного сечения, а V – объём соленоида. Из (7) следуют очевидные физические утверждения:

1) индуктивность соленоида при постоянном числе витков на единицу длины пропорциональна квадрату числа его витков;

2) индуктивность такого соленоида можно увеличить только увеличением его объёма.

Эти утверждения оказываются несостоятельными, если ввести масштаб индуктивности L* и (3) представить в виде:

$$\frac{L}{L_*} = \frac{R}{d} N, \qquad (4)$$

где $L_* = \mu_0 \pi R$ – масштаб индуктивности классического соленоида. Из (4) можно получить иные физические следствия:

1) индуктивность соленоида при R/d=const линейная, а не квадратичная, по числу витков N;

2) для одного и того же количества витков N можно реализовать две различные индуктивности: первая будет больше, а вторая меньше (предполагается, что условие отношения между диаметрами применяемых проводников d1<d2 выполнено).

3) из этих двух индуктивностей большая индуктивность обладает меньшим объёмом, поскольку их отношение V1/V2=d1/d2<1.

Линейная зависимость индуктивности от числа витков, вытекающая из математического представления (4), была подтверждена в экспериментах, проводимых американскими технологами фирмы PARC с ленточными микросоленоидами. Они имел одинаковое отношение $R/d \approx 1$ и различное количество витков N.

Приведённый пример указывает на то, что при получении аналитических формул индуктивности высокой симметрии в них всегда нужно выделять масштаб, который определяет исходная геометрия. Иначе, можно сделать неправильные физические выводы. Масштаб позволяет определить границы диапазона изменения индуктивности в рассматриваемой физико-математической модели. Рассчитанные границы диапазона изменения индуктивности обычно всегда ограничены и не могут превышать значений, отличающихся на порядок вверх и вниз от масштаба индуктивности системы.

В начало к оглавлению

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Новожилов, О.П. Электротехника и электроника : учеб. для бакалавров / О.П. Новожилов. – М. : Юрайт, 2012. – 603 с.
2. Кузовкин, В.А. Электротехника и электроника : учеб. для бакалавров / В.А. Кузовкин, В.В. Филатов ; Моск. гос. технол. ун-т «Станкин». – М. : Юрайт, 2013. – 432 с.
3. Жаворонков, М.А. Электротехника и электроника : учеб. пособие для вузов / М.А. Жаворонков, А.В. Кузин. – 4-е изд., испр. – М. : Академия, 2011. – 400 с.
4. Марголин, В.И. Физические основы микроэлектроники : учеб. для вузов / Владимир Игоревич Марголин, Валентин Александрович Жабрец, Виктор Анатольевич Тупик. – М. : Академия, 2008. – 400 с.
5. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника : полный курс : учеб. для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров ; под ред. О.П. Глудкина. – М. : Горячая линия-Телеком, 2005. – 768 с. – Библиогр.: с. 763. – Рек. М-вом образования РФ. – ISBN 5-93517-002-8 : 243-00.

Дополнительная литература

6. Прокопенко, Н.Н. Микроэлектроника : учеб.-метод. пособие по проведению практ. занятий по курсу «Микроэлектроника» / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, Н.В. Ковбасюк ; Федер. гос. бюдж. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : ЮРГУЭС, 2012. – 84 с.
7. Прокопенко, Н.Н. Электроника : учеб.-метод. пособие по проведению практ. занятий для студентов, обучающихся по спец. 210601.65 «Радиоэлектрон. системы и комплексы», напр. подгот. бакалавров 210700.62 «Инфокоммуникац. технологии и системы связи», 230400.62 «Информац. системы и технологии», 230700.62 «Прикладная информатика», аспирантов спец. 05.13.05 «Элементы и устройства автоматики, вычислит. техники и систем упр.» / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, Е.И. Старченко ; Ин-т сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ в г. Шахты. – Шахты : ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – 59 с.
8. Алексенко, А.Г. Основы микросхемотехники / А.Г. Алексенко. – 3-е изд. – М. : Физматлит, 2002. – 448 с.
9. Будяков, А.С. Проектирование малошумящих усилителей на базе SiGe техпроцессов в среде Cadence : учеб.-метод. пособие для студентов всех спец. 210300 «Радиотехника» (бакалавриат), 230302 «Радиотехника», 210303 «Бытовая радиоэлектрон. Аппаратура» / А.С. Будяков, Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков ; Гос. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ГОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : ЮРГУЭС, 2009. – 50 с.

10. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. : пер. с нем. Т. 1 / У. Титце, К. Шенк. – М. : Додэка-XXI, 2008. – 828 с.

11. Проектирование радиотехнических устройств в среде Advanced Design System : учеб. пособие для вузов / А.Д. Головин, О.А. Смирнова, А.Н. Глотов, Р.Ш. Загидуллин ; отв. ред. В.Н. Рождествин. – М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 44 с. : ил.

Электронные ресурсы

12. Романовский, М.Н.Интегральные устройства радиоэлектроники. Ч. 1. Основные структуры полупроводниковых интегральных схем : учеб. пособие / М.Н. Романовский. – Томск : Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012 – 123 с. – URL : http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=209020

13. Чижма, С.Н. Электроника и микросхемотехника : учеб. пособие / С.Н. Чижма. – М. : Учеб.-метод. центр по образованию на железнодорожном транспорте, 2012 – 359 с. – URL : http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=226366&sr=1

14. Марков, В.Ф. Материалы современной электроники : учеб. пособие / В.Ф. Марков, Х.Н. Мухамедзянов, Л.Н. Маскаева ; М-во образования и науки Рос. Федер., Уральский федер. ун-т им. первого Президента России Б.Н. Ельцина. – Екатеринбург : Изд-во Уральского ун-та, 2014. – 272 с. – URL : http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=275825

15. Земляков, В.Л. Электротехника и электроника : учеб. / В.Л. Земляков ; Федер. агентство по образованию Рос. Федер., Федер. гос. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южный федер. ун-т», Факультет высоких технологий. – Ростов-н/Д : Изд-во Южного федер. ун-та, 2008. – 304 с. – .URL : http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=241108

16. Филяк, М.М. Конструктивно-технологические основы микроэлектроники : учеб. пособие / М.М. Филяк ; М-во образования и науки Рос. Федер., Федер. гос. бюдж. образоват. учреждение высш. проф. образования «Оренбургский гос. ун-т». – Оренбург : Оренбургский гос. ун-т, 2011. – 112 с. – URL : http://biblioclub.ru/index.php?page=book&id=260750

В начало к оглавлению