АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ИСТОК» ИМЕНИ А.И.ШОКИНА»

На правах рукописи

шипило

Евгений Михайлович

УДК.621.375.4

РАЗРАБОТКА ИНЖЕНЕРНЫХ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И СОЗДАНИЕ ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС

Специальность 05.27.01 «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро - и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах»

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук Научный руководитель: кандидат технических наук Котов Александр Сергеевич

г. Фрязино 2017 г.

Содержание

Перечень сокращений	4
ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ	5
Введение	14
1 Расчёт транзисторного усилителя СВЧ мощности	17
1.1 Введение	17
1.2 Основные предпосылки	18
1.3 Уточнение эквивалентной схемы	20
1.4 CAD-метод расчёта	21
1.5 Заключение	24
2 Проектирование усилительного каскада	26
2.1 Введение	26
2.2 Этап 1 – Расчёт цепей согласования транзистора	27
2.3 Этап 2 – Расчёт делителя (сумматора) мощности	
2.4 Этап 3 – Проектирование согласующих цепей	35
2.5 Учёт разбалансировки в схемах деления – сложения сигнала	
2.6 Этап 4 – Проектирование усилительного каскада	43
2.7 Заключение	50
3 Проектирование структурной схемы многокаскадного усилителя	51
3.1 Введение	51
3.2 Структурная схема – таблица баланса мощности	
3.3 Аппроксимация характеристик транзисторов для расчёта многокаск	адного
усилителя	53
3.4 Расчёт структурной схемы	60
3.5 Заключение	68
4 Обеспечение устойчивости усилителя	69
4.1 Введение	69
4.2 Нестабильность усилителя по цепям питания	70
4.3 Нестабильность усилителя по ВЧ тракту	72
4.4 Внутрикаскадная нестабильность усилителя	75
4.4 Заключение	
5 Оптимизация топологии согласующих цепей усилительных каскад	ов путём
компьютерной обработки фотографий настроенных приборов	86
5.1 Постановка задачи	
5.2 Описание алгоритма обработки данных	
5.3 Полученные результаты	
5.4 Заключение	
6 Формирование импульса СВЧ мощности	. 105
6.1 Введение	
6.2 Импульсный режим питания усилителя	
6.3 Непрерывный режим питания усилителя	119
6.4 Заключение	
7 Регулировка выходной мощности	. 121
7.1 Введение	

7.2 Регулировка аттенюатором на pin-диодах	
7.3 Регулировка напряжением питания выходных каскадов	
7.4 Заключение	
8 Заключение	
9 Литература	
Приложение А Программа расчёта структурной схемы усилител	лей 137
Приложение Б Программа статистической обработки фотограф	ий
настроенных приборов	
Б.1 Компьютерное описание конструкции прибора	
Б.2 Изображение реальной конструкции прибора	
Б.3 Сопоставление изображения реальной конструкции прибора с	идеальной
моделью	
Б.4 Статистическая обработка графической информации	

Перечень сокращений

ПТШ	 – Полевой транзистор с затвором Шотки;
FET	– Field Effect Transistor (ПТШ);
CAD	– Компьютерная поддержка проектирования;
BAX	– Вольт-амперная характеристика;
ТУ	– Технические условия;
УК	 Усилительный каскад;
СЦ	 – Согласующая цепь;
AX	– Амплитудная характеристика;
17	

Ку – Коэффициент усиления;

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. В 90-х годах прошлого века, с продвижением СВЧ транзисторов в сантиметровый диапазон длин волн, остро встала задача модернизации целого ряда доплеровских РЛС с заменой электровакуумных задающих генераторов и маломощных предварительных усилителей полупроводниковыми модулями. Решение этой задачи не только обеспечивало уменьшение массы и габаритных размеров передатчиков, но и существенно расширяло тактико-технические характеристики РЛС.

Для промежуточного усиления сигнала в передатчиках доплеровских РЛС требовались твердотельные усилители (ТТУ) с выходной мощность. 0,5-10 Вт в полосе рабочих частот до 10 %, с коэффициентом усиления порядка 30 дБ, работающие в широком диапазоне длительности импульсов.

В отличие от усилителей широкого применения, к ТТУ доплеровских РЛС предъявляется комплекс повышенных требований к тонким параметрам формируемых сигналов:

- низкий уровень вносимых амплитудных и фазовых шумов,

- низкий уровень побочных составляющих спектра,

- стабильность выходной мощности в течение импульса,

- жёсткие требования к неравномерности АЧХ и ФЧХ,

- высокое быстродействие регулировки выходной мощности с целью оптимизации входной мощности вакуумного усилителя.

Для создания усилителей с заданными параметрами требовалось решить целый ряд задач по проектированию ТТУ. Эти задачи включали в себя разработку методов проектирования согласующих цепей для мощных усилительных каскадов, выбор оптимальной структурной схемы, обеспечение требуемой формы огибающей импульса выходного сигнала и высокого качества спектра. Данные вопросы либо не были описаны в литературе в необходимом объеме, либо предлагаемые методы были недоступны из-за отсутствия необходимой аппаратуры (например - метод проектирования согласующих цепей на основе Sпараметров транзистора, измеренных в режиме большого сигнала).

Потому разработка методов, позволяющих проектировать СВЧ усилители мощности с высоким качеством спектра выходного сигнала и создание на их основе СВЧ ТТУ для передатчиков доплеровских РЛС являлась очень актуальной.

Цель работы состояла в разработке методов проектирования мощных многокаскадных гибридно-интегральных СВЧ усилителей сантиметрового диапазона длин волн с высоким качеством спектра выходного сигнала.

Постановка задачи: для достижения поставленной цели решались следующие научные и практические задачи:

– разрабатывался метод проектирования цепей согласования полевого транзистора Шоттки (ПТШ) для усилителя мощности сантиметрового диапазона длин волн, основанная на линейной эквивалентной схеме;

– разрабатывался метод проектирования малогабаритных балансных усилительных каскадов в нескольких типоразмерах на основе электромагнитных расчётов;

– разрабатывался метод формирования структурной модели усилителя и программное обеспечение, позволяющие формировать структурные схемы мощных многокаскадных усилителей сантиметрового диапазона длин волн в заданном диапазоне частот и выходных параметров на широкой номенклатуре серийных полевых транзисторов с оптимизацией структурной схемы по заданному целевому параметру.

– исследовались вопросы обеспечения высокого качества спектра выходного сигнала;

– исследовались вопросы минимизации влияния технологических разбросов конструкции ТТУ и параметров ПТШ на выходные характеристики;

– исследовались схемы питания и модуляции усилителя, обеспечивающие оптимальную форму импульса выходного сигнала.

Объектом исследования служат многокаскадные усилители мощности сантиметрового диапазона длин волн.

Предметом исследования являются методы проектирования СВЧ усилителей мощности с высоким качеством спектра выходного сигнала.

Научная новизна. В диссертации впервые получены следующие результаты:

1 Предложен и разработан метод проектирования цепей согласования ПТШ для усилителя мощности сантиметрового диапазона длин волн, основанный на линейной эквивалентной схеме транзистора;

2 Предложен и разработан метод формирования структурной схемы усилителя и программное обеспечение, позволяющие формировать структурные схемы мощных многокаскадных усилителей сантиметрового диапазона длин волн в заданном диапазоне частот и выходных параметров на широкой номенклатуре серийных полевых транзисторов с оптимизацией структурной схемы по целевому параметру;

3 Предложен способ подавления параметрической неустойчивости и самовозбуждения балансных усилительных каскадов путём введения в структурную схему усилителя реактивных элементов, создающих фазовый сдвиг на частоте паразитной генерации при сохранении фазовых соотношений сигналов транзисторов балансного каскада в рабочей полосе частот;

4 Предложен и разработан метод и программное обеспечение оптимизации согласующих цепей усилителя путём статистической компьютерной обработки фотографий настроенных приборов, позволяющие оптимизировать топологию многокаскадных усилителей мощности сантиметрового диапазона длин волн с учётом технологических разбросов транзисторов и элементов конструкции усилителя;

5 Предложена и разработана схема модулятора напряжения питания транзистора, которая позволяет изменять длительность импульса от 50 нс до непрерывного режима при стабильности выходного напряжения не хуже 1 %.

6 Разработаны рекомендации по уменьшению искажений формы огибающей выходного сигнала усилителя для широкого диапазона значений длительности импульса СВЧ мощности.

Научные положения, выносимые на защиту:

1 Модификация линейной эквивалентной схемы полевого транзистора, заключающаяся в замене сопротивления сток – исток сопротивлением, определяемым углом наклона нагрузочной линии, позволяет проектировать выходную цепь усилителя мощности на основе линейной модели транзистора;

2 Метод формирования структурной схемы усилителя на основе разработанной базы данных характеристик СВЧ транзисторов обеспечивает оптимизацию структурной схемы по заданному критерию;

статистической Метол компьютерной обработки изображений 3 оптимальную топологию многокаскалных позволяет создать усилителей согласующих цепей учётом разброса параметров с технологического транзисторов и элементов конструкции;

4 Схема модулятора, на основе комбинации быстродействующего ключа и эмиттерного повторителя, обеспечивает регулировку длительности импульсов от 50 нс до непрерывного режима при стабильности выходного напряжения не хуже 1%.

Практическая ценность работы.

Разработаны инженерные методы, позволяющие разрабатывать усилители мощности сантиметрового диапазона на основе полевых транзисторов с высоким качеством спектра выходного сигнала.

На основе разработанных методов проведена разработка более 20 типов усилителей для передатчиков доплеровских РЛС с уровнем выходной мощности от 0,5 до 10 Вт, полосой рабочих частот до 10 %, длительностью импульсов от 50 нс до непрерывного режима и регулировкой выходной мощности до 30 дБ. Разработанные усилители предназначены для работы в современной радиоэлектронной аппаратуре («C-300B», «C-300 ПМУ», «C-400», «Кредо-1», «Зоопарк-1М» и др.).

Апробация результатов работы.

Результаты работы докладывались на конференциях: Юбилейная научнотехническая конференция, посвящённая 70-летию ФГУП «НПП «Исток» «СВЧэлектроника. 70 лет развития» 15-16 мая 2013 года, г. Фрязино; "СВЧэлектроника, 2015. Наука. Технология. Производство" 13-14 мая 2015 года, г. Фрязино. Разработанные более чем 20 типов усилителей успешно работают в составе изделий специального назначения.

Публикации. По материалам диссертации автором опубликовано 7 статей в журналах из перечня ВАК для защиты кандидатских диссертаций.

Объём работы. Диссертация состоит из введения, семи глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Работа выполнена на 180 страницах текста, содержит 199 рисунка, три таблицы и список литературы из 45 наименований.

Содержание и результаты работы.

Во введении дано обоснование актуальности работы, определены цели и задачи исследований. Обоснована практическая значимость работы.

глава включает в себя описание метода проектирования Первая транзисторного СВЧ-усилителя, позволяющего быстро и однозначно решить задачу синтеза оптимальной топологии согласующих цепей (СЦ) с помощью линейного программного пакета.

В разделе 1.2 изложен основной подход к описанию нелинейного усилителя мощности на полевом транзисторе линейной эквивалентной схемой. При этом значение мощности насыщения усилителя в режиме класса А, определяется графоаналитическим методом на плоскости вольтамперных характеристик (ВАХ) транзистора – $P_{OUT} = \Delta U \cdot \Delta I / 8$. Где ΔU – размах ВЧ-напряжения, ΔI – размах ВЧтока.

Угол наклона динамической линии нагрузки определяет оптимальное сопротивление $R_{opt} = \Delta U / \Delta I$, при котором выходная мощность ПТШ максимальна.

Для достижения максимальной мощности необходимо синтезировать выходную цепь, создающую оптимальную нагрузку на зажимах генератора тока эквивалентной схемы ПТШ.

Решение поставленной задачи отыскивается правилу согласно сопряжённого согласования генератора с нагрузкой, при этом для расчётов используется не исходная модель ПТШ, а модель в которой значение дифференциального сопротивления стока R_{DS} приравнивается значению оптимальной нагрузки - R_{opt}.

В разделе 1.3 приведены формулы для замены основных нелинейных параметров ПТШ - ёмкости затвора C_{GS}, сопротивления канала R_J и крутизны передаточной характеристики G – их усреднёнными значениями для режима максимальной выходной мощности.

В разделе 1.4 представлен пошаговый компьютерный метод расчёта Sпараметров выходной согласующей цепи, обеспечивающей мощность насыщения усилителя.

С помощью предложенного метода расчёта разработаны усилительные каскады на ПТШ с выходной мощностью порядка 4 ... 8 Вт в диапазоне частот от 3 до 9 ГГц.

Во второй главе рассмотрен метод проектирования усилительного каскада основанный на электромагнитном анализе топологии схемы.

Большая номенклатура изделий потребовала стандартизации типоразмеров УК. А это вызвало необходимость использовать типовые схемы, поддающиеся наиболее точному расчёту.

Стремление упаковать всё более сложные схемы в заранее заданные габариты привело к необходимости учитывать взаимное влияние расположенных на плате элементов, которое может существенно исказить характеристики УК. Однако рекомендации по учёту взаимного влияния элементов в литературе отсутствуют.

Автором был разработан метод расчёта топологии усилительного каскада на основе 2,5 мерного электромагнитного анализа, в котором оптимальность Шипило Евгений Михайлович

вспомогательных элементов конструкции подтверждается последовательным сравнением характеристик исходной схемы, и схемы с введённым дополнительным элементом, конструкция которого оптимизируется в данный момент.

Критерием оптимальности топологии нового элемента является минимизация разности характеристик исходной схемы и схемы со вспомогательными элементами в рабочей полосе частот.

В третьей главе рассматривается процесс проектирования структурной схемы многокаскадных усилителей.

Приступая к проектированию нового усилителя мощности, разработчик, исходя из требований технического задания, должен ответить на основополагающие вопросы: на какой элементной базе строить усилитель?; сколько потребуется каскадов усиления?; потребуется ли суммирование мощности отдельных элементов и т.д.?

В данной главе предлагается компьютерный способ построения структурной схемы усилителей и решения обозначенных выше вопросов.

Способ основывается на разработанной автором базе данных параметров СВЧ транзисторов в диапазоне 5 ... 18 ГГц, с учётом влияния входной мощности, частоты, температуры, напряжения питания.

В разделе 3.2 рассмотрены два варианта построения структурной схемы: 1) от выхода ко входу, когда сразу оценивается возможность получения требуемой выходной мощности, далее процесс повторяется с установкой на требуемую входную мощность только что спроектированного каскада, 2) от входа к выходу, когда входная мощность подаётся на первый элемент схемы усилителя и выходная мощность сравнивается с заданной в техническом задании. При достижении требуемого уровня процесс разработки заканчивается, иначе подбирается следующий усилительный элемент с новым уровнем входной мощности. Предпочтение в работе отдано второму подходу, т.к. структурная схема построенная таким образом представляет собой модель усилителя, на которой можно проследить основные зависимости параметров от входной мощности, частоты, температуры и т.д.

В разделе 3.3 рассмотрены основные, принимаемые в расчёт, характеристики транзисторов (поведение при изменении входной мощности, частоты, температуры, напряжения питания) и их аппроксимация.

В разделе 3.4 описана программа и метод построения структурной схемы усилителя.

Основные свойства программы продемонстрированы на примере проектирования структурной схемы усилителя с выходной мощностью 4 Вт в полосе частот от 7,7 до 8,5 ГГц при входной мощности 20 мВт, предельной рабочей температуре 70°С, напряжении питания 12 В, напряжении смещения минус 12.

Разработанный метод проектирования позволяет формировать таблицу, которая описывает многокаскадный усилитель и его основные параметры: коэффициент усиления, выходную мощность, потребляемый ток, коэффициент полезного действия. При этом упрощается выбор оптимальной конструкции

многокаскадного усилителя по заданному критерию, в том числе для разработчиков, имеющих небольшой опыт работы в данной области.

В четвёртой главе рассматриваются вопросы обеспечения устойчивости усилителя.

Виды неустойчивости усилителя в работе разделены на три типа: 1) неустойчивости, связанные с системой питания и смещения усилителя, 2) неустойчивости, связанные с прохождением сигнала по ВЧ тракту с высоким общим усилением, 3) неустойчивости внутри отдельно взятого каскада.

Для всех типов неустойчивости в данном классе усилителей рассмотрены признаки её появления и влияние на выходные параметры усилителей. Даны практические рекомендации по обеспечению устойчивости.

В разделе 4.2 рассмотрена нестабильность усилителя по цепям питания усилителя.

В разделе 4.3 рассмотрена нестабильность усилителя по ВЧ тракту. При этом надо строго контролировать амплитудные условия самовозбуждения, поскольку фазовые условия всегда присутствуют.

В разделе 4.4 рассмотрена внутрикаскадная нестабильность усилителя за счёт большого коэффициента обратной передачи транзистора и параметрическая генерация.

Поскольку амплитудные условия самовозбуждения в данном случае изменить невозможно предлагается разрушить фазовые условия самовозбуждения путём введения в схему дополнительных элементов: перемычек, ФНЧ и т.п. при сохранении фазового соотношения в рабочей полосе частот.

В пятой главе рассматриваются метод статистической компьютерной обработки фотографий настроенных приборов с целью оптимизации топологии согласующих цепей усилительных каскадов с учётом технологических разбросов параметров транзисторов и элементов конструкции усилителя.

При изготовлении усилителя важным этапом является процесс настройки, при котором формируется окончательная АЧХ. Опыт серийного выпуска усилителей показывает, что расположение подстроечных элементов в одних и тех же каскадах усилителя может значительно различаться, что свидетельствует о заметном технологическом разбросе как элементов конструкции усилителя, так и параметров самих транзисторов. Это значительно усложняет процесс настройки многокаскадного усилителя.

Для упрощения процесса настройки была поставлена практическая задача создания топологии усилительных каскадов, оптимальной для существующих технологических разбросов параметров в серийном производстве.

Для решения этой задачи автором на базе графического редактора AutoCAD была разработана программа статистической обработки фотографий настроенных приборов.

В разделе 5.2 приведено описание алгоритма обработки данных.

Реальная модель усилителя отличается от идеальной по двум причинам. Вопервых, платы и транзисторы в усилителе размещены с некоторой погрешностью, как по месту расположения, так и по углу. Во-вторых, в результате настройки усилителя на платах появляются дополнительные микрополосковые элементы. Принцип построения алгоритма проиллюстрирован на рисунках 5.15 ... 5.22.

На первом этапе полученная информация (фотографии топологий) приводятся к сравнимым условиям путём операций поворота и перемещения (рис. 5.16, 5.17). После этого в месте расположения схемы согласования строятся фигуры (топологические гистограммы), отражающие вероятность расположения подстроечного элемента в данном месте от 25 до 100 % (рис. 5.18 ... 5.22).

На следующем этапе производится корректировка согласующих цепей с учётом полученных топологических гистограмм.

В разделе 5.3 приведены полученные результаты.

Результат расчётов топологических гистограмм на основании обработки 43 образцов трёхкаскадного усилителя 3-см диапазона приведён на рис. 5.28, 5.29.

На основании полученных результатов конструкция была откорректирована. На рис. 5.30 представлены для сравнения амплитудночастотные характеристики двух приборов первоначальной и откорректированной конструкции. Видно, что уровень мощности ненастроенного прибора почти соответствует необходимому минимальному уровню. Это почти на 3дБ лучше, чем у первоначальной конструкции.

Большой выигрыш получился во времени, затрачиваемом на настройку прибора.

В шестой главе рассматриваются вопросы формирования импульса СВЧ мощности.

Радиолокация основана на передаче зондирующего радио импульса, а затем, приёме и обработке отражённого от объектов сигнала. Плохо сформированный зондирующий импульс не позволит получить необходимую для дальнейшей обработки информацию.

Длительность импульса может меняться в очень широких пределах. При этом на первый план выходят разные процессы: быстрые электронные процессы в кристаллических структурах активных элементов; переходные процессы в системе питания или достаточно медленные тепловые явления.

В разделе 6.2.1 рассматриваются различные варианты построения модуляторов с модуляцией по цепи смещения затвора и по цепи питания стока.

Схема модуляции с быстродействующим ключом и емкостной стабилизацией полочки импульса широко используется, но требует больших накопительных ёмкостей для стабилизации полочки. При достаточно длинных импульсах и малых скважностях возникают паразитные эффекты модуляции и искажения формы полочки импульса, борьба с которыми требует ещё большего увеличения накопительной ёмкости.

Автором предложен вариант построения модулятора (см. рис. 6.11, 6.12), в котором сочетаются минимальные длительности фронта и спада импульса за счёт быстродействующего ключа и безинерционная стабилизация полочки импульса эмиттерным повторителем.

Эмиттерный повторитель выполнен на мощном транзисторе 2T908A-5, ключ на полевом транзисторе IRLR3103, ключом управляет драйвер TC4420.

Выбранное схемное решение позволяет формировать импульс напряжения длительностью от 50 нс вплоть до непрерывного режима при этом обеспечивает стабильность выходного напряжения в пределах 1%.

Раздел 6.2.2 посвящён исследованию факторов, влияющих на форму огибающей СВЧ импульса мощности.

Приведены зависимости формы импульса (скоса полочки) от разогрева трров разных типов:

- тр-р «Пират-40»(«Исток») с толщиной кристалла 100 мкм имеет скос полочки 12 % и падение мощности на протяжении 800 мкс;

- тр-р FLM0910-8F («Fujitsu», Япония) с толщиной кристалла 25 мкм – скос полочки 6 % в пределах 100 мкс.

Исследована форма короткого (800 нс) импульса тр-ра FLM0910-8F с выбросом мощности порядка 15 % и длительностью 200 ... 300 нс в зависимости от частоты и температуры.

Исследована форма короткого (800 нс) и длинного (800 мкс) импульса трров от напряжения питания.

Исследования показали, что для обеспечения требований к скосу полочки не более 8 % в диапазоне длительностей импульса от 800 нс до 800 мкс требуется применять пониженный режим питания транзисторов примерно до половинного уровня выходной мощности как для тр-ра FLM0910-8F, так и для тр-ра «Пират-40».

В разделе 6.3 обсуждаются проблемы обеспечения требований к форме импульса при непрерывном режиме питания.

Большой уровень входного сигнала вызывает изменение тока потребления транзистора и соответственно напряжения питания, что вызывает изменение выходной мощности во время прохождения импульса.

Тепловой режим несколько меняется, т.к. в паузе вся подводимая мощность переходит в нагрев структуры транзистора, а в импульсе разница между выходной и входной мощностью отводится от кристалла, и это существенно уменьшает его температуру. Вслед за уменьшением температуры увеличится коэффициент усиления и выходная мощность усилителя.

Для уменьшения влияния этих факторов предлагается выставлять такую рабочую точку транзисторов, которая не изменялась бы при отключении и включении входного сигнала, т.е. оптимальный режим работы усилителя будет A – AB.

В седьмой главе рассматриваются вопросы регулировки выходной мощности усилителя.

В разделе 7.2 рассмотрены две схемы регулировки аттенюатором на pin-диодах при расположении аттенюатора в начале усилительной цепочки и при установке аттенюатора на выходе усилителя. Отмечены их особенности и основные недостатки.

В разделе 7.3 рассмотрена регулировка выходной мощности напряжением питания одного или двух выходных каскадов.

При этом исключаются лишние потери и ограничения мощности на выходе усилителя. К недостаткам данной схемы при глубокой регулировке двумя

выходными каскадами (от 20 до 40 дБ), относится необходимость высокой точности установки регулирующего напряжения.

Введение

СВЧ диапазон частот чрезвычайно плотно используется для связи, телевидения, радиолокации и научных исследований. В СВЧ технике усилители – один из самых распространённых классов устройств. Любые манипуляции сигналом приводят к тому или иному падению мощности, которое требуется компенсировать соответствующим усилителем.

В настоящее время в качестве активного элемента для построения усилителей данного диапазона частот используются арсенид-галлиевые полевые транзисторы с затвором Шотки (ПТШ). Данная работа начиналась во время перехода от лавинно-пролётных диодов к транзисторам.

В зависимости от области применения (приёмник это, передатчик, или просто передача СВЧ энергии), требования к усилителям могут сильно отличаться. В данной работе рассматриваются усилители, входящие в состав передатчиков доплеровских радиолокационных станций. Как правило, твердотельные усилители в данных устройствах играют роль предварительного усилителя для обеспечения достаточного уровня входной мощности вакуумного усилителя мощности – клистрона или ЛБВ.

К подобным усилителям обычно предъявляют следующие требования:

- Уровень выходной мощности от 0,5 до 10 Вт;

- Полоса рабочих частот – до 10 %;

- Большой диапазон длительностей импульсов от 50 нс до сотен мкс;

- Малые искажения импульса – скос импульса не более 5 \div 8 %, набег фазы не более 1 \div 3 °;

- Минимально возможные длительности фронта и спада импульса (до 50 нс);

- Стабильность временных характеристик импульса в широком диапазоне изменения температуры (±10 нс);

- Малый уровень шумов вблизи несущей частоты (< -120 дБ/Гц при отстройке частоты 1...5 кГц);

- Малый уровень сигнала в паузе между импульсами (-50...-60 дБ);

- Устойчивость к перегрузкам СВЧ мощностью по входу и выходу;

- Защита усилителя от э/м помех, импульсных наводок и неправильного включения питания;

- Регулировка выходной мощности (до 30 дБ);

- Оперативный контроль функционирования усилителя в режиме молчания и во время выхода в эфир;

- Требования к минимизации массы, габаритов и максимизации КПД, как правило, не предъявляются.

Разработка подобных усилителей сопряжена с рядом проблем. Некоторые проблемы достаточно просто решаются схемотехническими методами. Так обеспечение стабильности временных характеристик импульса решается выбором соответствующей схемы модулятора с применением стабильных элементов в формирующей импульс части. Уровень шумов зависит от качества транзисторов и в усилителях мощности не поддаётся эффективной корректировке. Устойчивость

к перегрузкам СВЧ мощностью обеспечивается применением усилителей – ограничителей на входе и ферритовыми вентилями на выходе. Так же не составляет большого труда защитить усилитель от импульсных наводок, помех и неправильного питания. Контроль функционирования обеспечивается введением в состав модуля детекторов входной и выходной мощности и измерителей потребляемых усилителем токов и напряжений. Однако некоторые задачи требуют особого внимания.

Обеспечение большого диапазона длительностей импульсов при малых сталкивается большими импульса трудностями искажениях формы с фундаментального физического плана. При подаче импульсного напряжения питания на транзистор активная зона кристалла транзистора в первые сотни наносекунд имеет температуру близкую к температуре окружающей среды, затем за несколько десятков микросекунд прогревается почти на 100 градусов и выходит на стационарный режим работы. Подобные изменения температуры кристалла в полной мере сказываются на форме выходного СВЧ импульса. Перевод усилителя в непрерывный режим питания позволяет поддерживать более стабильную температуру кристалла, следовательно, такой режим потенциально лучше для устройств с повышенными требованиями к форме импульса и набегу фазы во время импульса. Однако простой перевод в непрерывный режим питания не обязательно гарантирует идеальное прохождение импульса через усилитель. Режим работы транзистора сильно отличается во время паузы между импульсами и во время импульса. Меняется, хотя и меньше чем при импульсном питании, тепловой режим, т.к. на кристалл периодически поступает дополнительная входная мощность и отводится выходная мощность усилителя. Меняется потребляемый транзистором ток и напряжение, и это тоже сказывается на форме СВЧ импульса. К большим недостаткам непрерывного режима питания также следует отнести большое энергопотребление и повышенный уровень шумов или сигнала в паузе между импульсами. Правильный учёт всех факторов позволяет выбрать приемлемый с точки зрения устройства режим работы усилителя и требуемые параметры импульса или изменить выполнить требования к усилителю.

Обеспечение минимально возможных длительности фронта и спада импульса в усилителе с импульсным режимом питания транзисторов сопряжено с определёнными трудностями. Наращивание мощности в усилителе на арсенидгаллиевых ПТШ происходит с увеличением потребляемого тока, а не напряжения. Конструкция усилителя обладает достаточно большой ёмкостью. Большой ток и большая ёмкостная нагрузка создают проблемы при построении модуляторов, способных выполнить требования по длительности фронта и спада импульса. Требуется тщательная проработка конструкции усилителя в целом, чтобы минимизировать индуктивности проводников с большим импульсным током. Дополнительные сложности создаёт отсутствие отечественной элементной базы эффективных, построения мощных для низковольтных сильноточных модуляторов.

Регулировка выходной мощности сопряжена с определёнными сложностями. Использование pin – диодов для регулировки большой выходной

мощности усилителя либо невозможно в связи с недостаточной нагрузочной способностью pin – диодов, либо не эффективно, т.к. схема регулятора вносит нежелательные потери. Использование pin – аттенюатора не на выходе усилителя, а в начале усилительной цепочки регулирует больше коэффициент усиления, чем выходную мощность, ухудшая температурную стабильность и импульсные свойства. Таким образом, обеспечение регулировки выходной мощности представляет интересную и достаточно непростую задачу.

К большим сложностям в разработке усилителей мощности можно отнести нерешённость задачи согласования транзистора с нагрузкой на большом уровне мощности при выявлении его нелинейных свойств в полной мере. Несмотря на огромное количество литературы с описанием методов расчётов и детальную теоретическую проработку этого вопроса, реальная разработка усилителей сопряжена с массой осложняющих факторов, таких как: трудности в получении достоверных параметров транзисторов, неадекватность расчётных моделей, технологический разброс параметров.

Решение поставленных задач потребовало разработки и максимального привлечения компьютерных методов при проектировании и оптимизации топологии усилительных каскадов: создания эквивалентных схем используемых транзисторов, оптимизации топологии с учётом нелинейных эффектов, разработки метода трёхмерного синтеза топологии усилительного каскада.

Дополнительную сложность составляет большое разнообразие параметров усилителей для разных устройств и очень ограниченный объём выпуска. Порой требуется всего один или два экземпляра. При этом и средства и время на разработку ограничены, требуется сразу заложить необходимый конструктивный оптимум, который бы позволил с минимальными затратами провести разработку усилителя. Эта задача требует создания базы данных активных элементов и разработку программы проектирования усилителей на её основе. Это позволяет быстро спроектировать оптимальную структурную схему усилителя с учётом диапазона частот, температуры, требуемой входной и выходной мощности.

1 Расчёт транзисторного усилителя СВЧ мощности

1.1 Введение

В последние десятилетия достигнут существенный прогресс в разработке транзисторных усилителей. В зависимости от частотного диапазона, числа выпускаемых изделий и различных дополнительных требований, предъявляемых к приборам, а также от особенностей полевых транзисторов, на которых эти усилители будут изготавливаться, существует много подходов к их проектированию [1-4].

Например, при проектировании монолитных усилителей мощности или гибридных приборов, выпускаемых большими сериями, наиболее оптимальными общепринятыми время И настоящее является на использование нелинейных моделей полевых транзисторов, их Х – параметров, или сложных систем с наборами S – параметров, подробно измеренных в разных точках ВАХ. Эти методики становятся особенно полезными, когда к приборам предъявляют дополнительные жёсткие требования по мощности, полосе, КПД, размерам, режимам работы и режимам модуляции. Однако все эти методы требуют точных зондовых измерений транзисторов, очень дороги, трудоёмки, так создание нелинейной модели может занимать от нескольких недель до нескольких месяцев, и требуют высокой повторяемости используемых полевых транзисторов, а также возможности проведения зондовых измерений на специальных ячейках, что часто бывает недоступно [5-7].

Кроме того, в условиях недостаточно отработанной технологии транзисторов, когда на характеристиках тестовых ячеек могут сказываться фрактальные эффекты, применение этих методов может сталкиваться с принципиальными трудностями, что часто делает их малоприменимыми для мелкосерийного производства на постоянно меняющейся номенклатуре транзисторов. Поэтому до сих пор продолжается разработка методов, позволяющих с одной стороны определить характеристики полевого транзистора достаточно быстро, пусть и с существенной погрешностью, с другой стороны быть достаточно точными для разработки усилителей мощности. Таким образом, разработка методов, позволяющих быстро и эффективно проектировать усилители мощности с достаточно высокими параметрами остаётся актуальной.

В работах [4, 8] описаны варианты применения линейной аппроксимации к решению нелинейной задачи проектирования усилителя мощности на полевом транзисторе. Цель данного раздела: предложить метод проектирования транзисторного СВЧ-усилителя с помощью линейного программного пакета, позволяющий быстро и однозначно решить задачу синтеза оптимальной топологии согласующих цепей (СЦ) [9].

1.2 Основные предпосылки

Введём ряд упрощающих предпосылок, позволяющих использовать линейное моделирование для синтеза СЦ. Метод рассматривается применительно к полевому транзистору с барьером Шоттки.

Во-первых, аппроксимируем амплитудную характеристику усилителя $P_{out} = f(P_{in})$ ломаной линией, состоящей из линейного отрезка ОА и горизонтальной прямой насыщения (рис. 1.1). На участке ОА усилитель ведёт себя как линейный четырёхполюсник, который можно корректно описать с помощью линейной модели. На рис. 1.2 приведена эквивалентная схема ПТШ (FET), используемая в известных программах и подходящая для нашей цели.



Рис. 1.1 Линеаризованная амплитудная характеристика усилителя



Рис. 1.2 Типовая эквивалентная схема ПТШ

 R_S – сопротивление истока.

На участке AB амплитуды высокочастотного напряжения и тока достигают некоторых физических пределов, определяемых вольт-амперной характеристикой (BAX) транзистора. Чтобы построить амплитудную характеристику, достаточно знать координаты точки A как границы линейного режима. Определив параметры эквивалентной схемы транзистора в этом режиме, можно приступать к синтезу согласующих цепей.

Далее расчёт ожидаемой выходной мощности обычно выполняют графоаналитическим методом [2-4]. На плоскости выходной ВАХ проводят линию нагрузки, определяют точки пересечения с осью напряжения и граничной линией ВАХ и строят "треугольник мощности" со сторонами $\Delta I - \Delta U$ (рис. 1.3).



Рис. 1.3 Динамическая линия нагрузки на плоскости ВАХ транзистора

Затем вычисляют значение мощности, развиваемой эквивалентным генератором в режиме класса А:

$$P_{out} = \Delta U \cdot \Delta I / 8, \qquad (1)$$

где ΔU – размах ВЧ-напряжения, $\Delta U = U_{max} - U_k$,

 ΔI – размах ВЧ-тока, $\Delta I = I_{max}$.

Тогда максимальная выходная мощность P_{max} полевого транзистора в режиме класса A составит:

$$P_{\max} = (U_{\max} - U_k) \cdot I_{\max} / 8,$$
 (2)

где I_{max} – максимальный ток стока при прямом смещении затвора,

U_{max} – максимально допустимое напряжение стока (напряжение пробоя),

U_k – напряжение в точке перегиба ВАХ.

Угол наклона динамической линии нагрузки определяет оптимальное сопротивление R_{opt} :

$$R_{opt} = (U_{\max} - U_k) / I_{\max},$$
 (3)

при котором выходная мощность ПТШ максимальна.

В соответствии с вышеизложенным сформулируем важное положение:

• для достижения максимальной мощности необходимо синтезировать выходную цепь, создающую оптимальную нагрузку на зажимах генератора тока эквивалентной схемы ПТШ.

Решение поставленной задачи отыщем согласно правилу сопряжённого согласования генератора с нагрузкой [10-11]. В плоскости выходных зажимов определим параметр рассеяния S_{FET} для виртуального транзистора, представленного моделью «FET-V», в которой дифференциальное сопротивление стока R_{DS} заменено на оптимальную нагрузку R_{opt} . Тогда параметры рассеяния требуемой выходной цепи S_{OUT} должны быть комплексно-сопряжёнными с S_{FET} :

$$\mathbf{S}_{\mathrm{OUT}} = \mathbf{S}^*_{\mathrm{FET}},\tag{4}$$

В общем случае расчёт параметров рассеяния можно выполнить для любой заданной нагрузки $R_{\rm H}$, заменяя сопротивление стока $R_{\rm DS}$. Мощность насыщения при этом окажется меньше, чем при $R_{\rm H} = R_{\rm opt}$.

1.3 Уточнение эквивалентной схемы

В предлагаемом методе используется линейная модель «FET» (рис. 1.2). Основными нелинейными параметрами ПТШ, принимаемыми в расчёт, являются ёмкость затвора C_{GS} , сопротивление канала R_J и крутизна передаточной характеристики G, остальные параметры мы полагаем такими же, как и при малом сигнале. Это допущение не приводит к существенной погрешности и вполне приемлемо для инженерного расчёта.

Усреднённая ёмкость C_{GS} в режиме с максимальной амплитудой входного сигнала, когда напряжение на затворе изменяется от напряжения отсечки – U_P до напряжения прямого смещения + U_B , определяем по формуле:

$$C_{GS} = 2C_0 \sqrt{m+1} / m, \qquad (5)$$

где C_0 – ёмкость затвора при нулевом смещении ($U_{GS} = 0$),

 $m = U_P / U_B,$

U_P – модуль напряжения отсечки,

 U_B – высота барьера Шоттки ($U_B \approx 0.8$ В).

Приведённая формула получена, исходя из зависимости барьерного заряда от приложенного напряжения Q(U). Для многих ПТШ с напряжением отсечки $U_P \approx 3$ В можно полагать $C_{GS} \approx 1,2$ C₀.

Крутизну передаточной характеристики G определяем так:

$$G = I_{DSS} / U_P, \tag{6}$$

где I_{DSS} – ток насыщения стока ($U_{GS} = 0$).

При изменении напряжения на затворе для одного и того же ПТШ выполняется приближённое соотношение [2]:

$$R_J C_{GS} \cong const \,, \tag{7}$$

Определив константу $R_J C_{GS}$ модели для малого сигнала, можно оценить сопротивление канала R_J для режима насыщения, используя расчётное значение ёмкости затвор-исток (5).

1.4 САД-метод расчёта

Проектирование выполняется в следующем порядке:

- уточнение параметров эквивалентной схемы ПТШ в граничной точке,
- определение S-параметров входа транзистора,
- синтез входной цепи,
- определение S-параметров виртуального транзистора,
- синтез выходной цепи,
- определение АЧХ усилителя в целом.

продемонстрируем В качестве примера проектирование однокаскадного усилителя на рабочую частоту 3 ГГц. Используемый транзистор представляет собой чип 3П976В-5 с шириной затвора W_G = 4 мм на кристаллодержателе, т. е. припаянный к металлическому основанию и разваренный на контактные площадки, нанесённые на керамические опоры (производство АО «НПП «Исток» им. Шокина»). С помощью золотой ленты шириной 3 мм площадки подсоединяются к согласующим цепям. выполненным на поликоровых подложках (H = 1мм, E_R = 9,8). Выходная мощность транзистора по данным технических условий (ТУ) не менее 1,7 Вт на частоте 6 ГГц.

Параметры эквивалентной схемы ПТШ в режиме насыщения показаны на рис. 1.4 (S₁₁ = $0.92\angle -172^{\circ}$), вольт-амперные характеристики – на рис. 1.5 (R_{opt} = 14 B / 1,4 A = 10 Om). Паразитная ёмкость контактных площадок составляет 1,1 пФ. Согласно формуле (1), выходная мощность транзистора при нагрузке 10 Ом примерно 2,5 Вт.



Рис. 1.4 Схема «FET» для расчёта параметров ПТШ 3П976В-5 с паразитными элементами кристаллодержателя и монтажных проволочек в режиме насыщения: G = 0,4 A/B, C_{GS} = 6,4 пФ, R_J = 0,9 Ом, C_{DG} = 0,22 пФ, C_{DS} = 1,4 пФ, R_{DS} = 50 Ом, R_S = 0,1 Ом



Рис. 1.5 ВАХ полевого транзистора 3П976В-5

Входная цепь «INPUT» сформирована так, чтобы КСВН входа усилителя был равен 5 на частоте F = 3 ГГц. Рассогласование необходимо для обеспечения полосы усилителя не менее 10 %. Расчётная топология входной цепи показана на рис. 1.6. При оптимизационном расчёте цепи цель оптимизации $S_{22} = 0.92 \angle 172^\circ$ была установлена как комплексно-сопряжённый параметр входа ПТШ. В схему включена индуктивность соединения L = 0,1 нГн.



Рис. 1.6 Топология входной согласующей цепи «INPUT»

Создав схему с виртуальным транзистором (рис. 1.7), где $R_{DS} = 50$ Ом заменено на величину нагрузки $R_{opt} = 10$ Ом, определяем $S_{11} = 0,707 \angle -176^{\circ}$ на порту PORT 1. При этом к входу «FET_V» должна быть подключена согласующая подсхема «INPUT», чтобы учесть её влияние на выходные параметры.



Рис. 1.7 Схема расчёта S-параметров виртуального транзистора: $R_{\rm DS}=R_{\rm opt}=10~O{\rm M}$

Далее синтезируем выходную цепь «OUTPUT», установив комплексносопряжённую цель оптимизации $S_{11} = 0,707 \angle 176^\circ$. Результат расчёта приведён на рис. 1.8.



Рис. 1.8 Выходная согласующая цепь «OUTPUT»

Создав схему усилителя в составе реального транзистора «FET» ($R_{DS} = 50$ Ohm) и согласующих цепей «INPUT» и «OUTPUT» (рис. 1.9), рассчитаем его характеристики. В полосе 10% коэффициент передачи S_{21}

составляет не менее 12 дБ, величина КСВН – в пределах 3 ÷ 4 единиц (рис. 1.10).



Рис. 1.9 Схема расчёта усилителя



Рис. 1.10 Расчётные характеристики усилителя: S₂₁; КСВН

На линейной модели мы принципиально не можем увидеть выходную мощность для этого необходимо нелинейное моделирование. Рассмотренный метод неявно выводит на оптимальную топологию, соответствующую максимальной мощности, и предлагает АЧХ в режиме насыщения.

Макет усилителя, в котором два транзистора 3П976В были включены по балансной схеме с кольцевыми делителями мощности, с первой попытки продемонстрировал выходную мощность 4,5 Вт в полосе 2,7 ÷ 3,1 ГГц ($F_0 = 2,9$ ГГц) при входной мощности 0,3 Вт. Это подтверждает эффективность предложенного метода расчёта.

Обратим внимание, что индуктивность монтажа транзистора играет всё большую роль с увеличением рабочей частоты F и ширины затвора W_G , её величину следует определять очень аккуратно. Ошибочная оценка приводит к смещению АЧХ по оси частот, однако этот эффект можно использовать для корректировки индуктивности, совмещая центральную частоту коэффициента усиления модели (рис. 1.10) с экспериментальным значением, после чего процедура моделирования повторяется с уточнённым значением индуктивности.

1.5 Заключение

Предложен метод компьютерного моделирования транзисторного СВЧ усилителя мощности. Ключевым моментом является замена в линейной модели транзистора значения дифференциального сопротивления сток-исток

значением оптимального сопротивления нагрузки в момент расчёта Sпараметров выходной согласующей цепи, обеспечивающей заданную мощность насыщения. Требуемая величина оптимального сопротивления нагрузки предварительно выбирается на плоскости ВАХ транзистора. Моделирование выполняется с помощью линейной программы анализа СВЧ цепей. Метод достаточно универсален и может использоваться для проектирования гибридно-интегральных и монолитных усилителей на различных типах транзисторов, описываемых эквивалентной схемой. С предложенного метода расчёта помощью показана принципиальная возможность создания согласованных транзисторов с выходной мощностью порядка 4 ÷ 8 Вт простой конструкции без использования согласующих чипконденсаторов.



Рис. 1.11 Усилитель на 4-х ПТШ 3П976В-5 в диапазоне 8,5 ... 9 ГГц, 8 Вт



Рис. 1.12 Усилитель на 2-х ПТШ 3П976В-5 в диапазоне 6 ... 9,7 ГГц, 4 Вт

2 Проектирование усилительного каскада

2.1 Введение

Правильно рассчитанные согласующие трансформаторы это основа для усилительного каскада. проектировки Однако для успешной работы необходимо правильно питающие подвести напряжения, В случае применения сложения мощностей, нужно сначала поделить входную мощность, затем сложить усиленный сигнал, также, требуется ввести в схему дополнительные цепи для обеспечения устойчивости усилителя вне рабочей полосы частот. Промахи в разработке на этом этапе могут полностью исказить результаты расчётов согласования транзисторов. Дело осложняется также тем, что введение достаточно большого количества вспомогательных элементов необходимо проводить с максимально возможной экономией габаритов схемы. Даже там, где нет первостепенной задачи уменьшения габаритов, это бывает весьма полезно, т.к. при этом уменьшаются погонные потери и общая ёмкость схемы – это важно для импульсного режима питания усилителя. К тому же уменьшается вероятность паразитных резонансных явлений.

В свою очередь, стремление уменьшить габариты схемы приводит к более плотному размещению элементов и увеличивает их взаимное влияние. Расчёты с использованием библиотечных элементов с распределёнными неверными. Синтез топологии параметрами оказываются схемы С применением автоматических оптимизационных расчётов оказывается невозможен. В подобных условиях необходимо проводить расчёт схемы с использованием электромагнитного анализа конструкции. Такой анализ реализован в программе Microwave Office. Однако это только анализ. Разработка конструкции с требуемыми параметрами – это синтез. Далее будет рассмотрен метод проектирования и критерий оптимальности разработанной топологии, базирующийся на электромагнитном анализе топологий схем. Для примера рассмотрим проектирование балансного усилительного каскада со сложением мощностей четырёх кристаллов транзистора 3П976В-5 (Пират-40) в диапазоне 6 ... 7 ГГц. Согласно ТУ транзистор имеет коэффициент усиления не менее 7 дБ и выходную мощность не менее 1,7 Вт на частотах до 6 ГГц. Структурная схема усилительного каскада приведена на рис. 2.1.



Рис. 2.1 Структурная схема усилительного каскада

где 1 Квадратурный делитель мощности;

2 Входные цепи согласования ПТШ;

3 ПТШ;

4 Выходные цепи согласования ПТШ;

5 Квадратурный сумматор мощности.

Расчёт производится последовательно в несколько этапов:

1 Выбирается адекватная модель активного элемента. В данном примере, на основе нелинейной модели одиночного транзистора 3П976В-5 создаётся схема двойного транзистора;

2 С помощью автоматических оптимизационных алгоритмов рассчитываются прототипы согласующих цепей транзисторов с применением параметризованных топологических элементов;

3 Выбирается тип сумматора/делителя и рассчитываются его характеристики;

4 Производится трансформация согласующих цепей с целью минимизации габаритов с применением электромагнитных расчётов;

5 Рассчитывается топология вспомогательных цепей (цепи подачи питания, стабилизирующие цепи и пр.).

Детали работы с программой Microwave Office не будут рассматриваться, т.к. цель данной главы не обучение расчёту усилителей с использованием конкретной программы, изложение а методики последовательности проектирования, т.е. шагов конструирования, приводящих к оптимальному результату.

2.2 Этап 1 – Расчёт цепей согласования транзистора

Основа усилительного каскада (УК) это транзистор с цепями согласования. Мы проектируем балансный усилительный каскад со сложением мощностей двух пар транзисторов. Расчёт производится с применением нелинейной модели транзистора «CURTICE». Параметры модели описаны в [12-13]. Схема для расчёта характеристик одной пары приведена на рис. 2.2. Цепи согласования входа и выхода транзисторной

пары вынесены в отдельные подсхемы, представленные на рис. 2.3 и 2.4. Параметр масштабирования нелинейной модели транзистора AFAC = 2. Паразитные элементы вынесены из модели транзистора и соответствующим образом изменены – L2, L3, L4 и R2 уменьшены в два раза, ёмкость C2 увеличена в два раза относительно модели одиночного транзистора. Подача напряжений смещения и питания осуществлена через индуктивности L1 и L5, которые исключают влияние цепей питания на CBЧ характеристики. Согласующие цепи "In" и "Out" подключены к транзистору через ёмкости C1 и C3 для исключения влияния на режим питания модели транзистора.



Рис. 2.2 Схема двойного транзистора с согласующими цепями – «АтрР»







Рис. 2.4 Схема цепи согласования стока транзистора – «Out». Wout1 ... Wout4, Lout1 ... Lout4 – геометрические параметры топологии

На схему подана входная мощность 28 дБм. Установлена цель оптимизации – коэффициент усиления на большом сигнале 9 дБ. Это

несколько выше, чем может обеспечить пара данных транзисторов. Цепи согласования предполагается выполнить на поликоровой подложке толщиной 0,5 мм.

После автоматической оптимизации параметров согласующих цепей получена АЧХ – рис. 2.5 и топология согласующих цепей – рис. 2.6.



Рис. 2.5 АЧХ усилителя после автоматической оптимизации согласующих цепей



Рис. 2.6 Топология согласующих цепей на поликоровой подложке толщиной 0,5 мм после автоматической оптимизации

В данном случае ширина Win1 и Wout1 определяется шириной двух рядом расположенных кристаллов транзисторов. Самые широкие части согласующих цепей Win2 и Wout2 не намного превышают ширину транзисторов. Если на данном этапе топология оказывается чрезмерно

громоздкой, то следует поменять подложку на более тонкую или выбрать материал с более высокой диэлектрической проницаемостью.

Результат данного этапа проектирования – вполне реализуемая топология согласующих цепей, которую можно принять за основу – прототип в дальнейших расчётах.

2.3 Этап 2 – Расчёт делителя (сумматора) мощности

Для организации балансного каскада необходим квадратурный делитель мощности. Наиболее распространены три типа делителей – это кольцевой делитель (Уилкинсона), делитель на связанных линиях (мост Ланге) и гибридный мост. Определёнными преимуществами и недостатками обладает каждый из них. Конструкция делителей мощности на поликоровой подложке толщиной 0,5 мм в масштабе 5:1 приведена на рис. 2.7, расчётные характеристики – рис. 2.8.



Рис. 2.7 Делители мощности: а) кольцевой делитель, б) мост Ланге, в) гибридный мост



Рис. 2.8 Расчётные характеристики делителей мощности

Мост Ланге обеспечивает необходимую разницу фаз на выходах, имеет небольшие габариты; отражённый сигнал передаётся не на вход, а в четвёртое плечо, что позволяет применить большую (мощную) нагрузку. Однако есть и существенные недостатки. Гальваническая развязка между плечами усложняет схему подачи питания и смещения. Тонкие длинные полоски и узкие зазоры между ними, разварка перемычек сильно усложняют процесс изготовления. С расчётной точки зрения мост Ланге чрезвычайно невыгоден. Очень мелкие габариты по одной координате (рис. 2.11) и большая протяжённость по другой, наличие мостиков между полосками делают расчёт моста Ланге чрезмерно трудоёмким либо совершенно неточным.

Гибридный мост имеет необходимый сдвиг фаз и четвёртое плечо для большой нагрузки. Отсутствие узких полосков а, следовательно, и малые омические потери делают гибридный мост основным элементом при построении балансных каскадов высокого уровня мощности – десятки и сотни Ватт. Но гибридный мост имеет большие габариты и в миниатюрных конструкциях не применяется.

Кольцевой делитель имеет приемлемые габариты, обеспечивает идеальное деление в силу симметричности конструкции – на рисунке 2.8 а характеристики передачи на выходы 2 и 3 сливаются в одну линию. Отсутствие тонких проводников обеспечивает небольшие омические потери и приемлемое время расчётов. При синфазном делении и сложении мощностей ничего лучше не требуется. Однако для построения балансного каскада необходимо обеспечить сдвиг фазы на 90°. Кроме того, размер резистора влияет на развязку между выходами делителя и не может быть очень большим. Таким образом, как и в случае моста Ланге применение кольцевого делителя в балансных каскадах ограничивается малым и средним уровнем мощности.

Для построения усилительного каскада удобно располагать вход и выход схемы ровно посередине, как изображено на рис. 2.9. Однако такая полезная с точки зрения конечного устройства трансформация топологии сильно меняет характеристики делителей, см. рис. 2.10. Разница коэффициентов передачи в разные плечи может достигать более чем 0,5 дБ (10%) и её не удаётся восстановить в прежнем виде трансформацией топологии.



Рис. 2.9 Квадратурные делители мощности: а) кольцевой делитель, б) мост Ланге, в) гибридный мост



Рис. 2.10 Расчётные характеристики квадратурных делителей мощности

Ещё раз хочется отметить сложности при использовании моста Ланге в расчётах. Для обеспечения приемлемой точности расчётов приходится устанавливать сетку с точностью до 5 мкм (рис. 2.11). Это сравнимо с точностью изготовления микрополосков. Идеально рассчитанный делитель на практике будет ощутимо отличаться от идеала. Так для сравнения на рис. 2.12 приведены передаточные характеристики делителя на мосте Ланге рис. 2.9 б с разными зазорами – S между связанными линиями. Время расчёта такой схемы на порядок больше, чем схемы кольцевого делителя, и это практически исключает возможность провести расчётную отработку топологии платы, в составе которой находится мост Ланге. Таким образом, для дальнейшей разработки будет взят кольцевой делитель.



Рис. 2.11 Участок расчётной топологии моста Ланге крупным планом



Рис. 2.12 Сравнение передаточных характеристик делителя на мосте Ланге для двух значений зазоров S между связанными линиями

Здесь рассматривается разработка усилительного каскада. То есть которая построение схемы, предполагает лёгкое усилителя путём непосредственной стыковки друг за другом конструктивно унифицированных модулей. Для этого в конструкцию УК вводятся шины питания и смещения, т.е. микрополосковые линии по краям платы по которым будут подаваться питающие напряжения на транзисторы. Общие габариты поликоровой платы 8,2x16x0,5. Стороны, на которые вводятся – выводятся сигналы, удлинены на две толщины подложки для исключения (уменьшения) влияния стенки на характеристики схемы. Шины питания и смещения – микрополосковые линии между портами 4-5 и 6-7 располагаются по краям платы рядом со стенками. На плате размещается кольцевой делитель мощности, аналогичный рассмотренному ранее. СВЧ вход схемы посередине платы – порт 1. СВЧ выходы делителя порты 2 и 3 (рис. 2.13).



Рис. 2.13 Топология кольцевого делителя мощности



Дия дрі 4на Зацию сънка фазна и менена со входа на выходы схемы (рис. 2.16) и разность фаз на выходе (рис. 2.17).



Рис. 2.15 Топология кольцевого квадратурного делителя мощности



Рис. 2.16 АЧХ кольцевого квадратурного делителя мощности



Рис. 2.17 Разность фаз кольцевого квадратурного делителя на выходах 2 и 3

Как видно на рис. 2.16 несимметричность конструкции сильно сказывается на передаточных характеристиках схемы. Передача в прямое плечо – порт 2 выше, чем в порт 3. Эту разницу не удаётся выправить в данной конструкции. Отмечаем эту погрешность конструкции и переходим к следующему этапу проектирования.

2.4 Этап 3 – Проектирование согласующих цепей

Размещаем согласующие трансформаторы, полученные на первом этапе в схеме «AmpP» (рис. 2.6) на входной и выходной плате УК. На рис. 2.18 это отображено контуром «а» красного цвета. Видно, что размеры

топологии – прототипа существенно больше допустимых размеров – прямоугольник «б». На данном этапе разработки УК требуется трансформировать топологию – прототип согласующих цепей транзисторов с целью уменьшения габаритов так, чтобы не пострадали СВЧ характеристики схемы в требуемой полосе частот.

Решение этой задачи в общем виде, скорее всего, невозможно, как и решение любой другой задачи синтеза в общем виде. Ещё раз подчеркнём, что требуется трансформация топологии, а не кардинальное изменение конструкции. Например, применением более подложки с высокой диэлектрической проницаемостью можно было бы пропорционально уменьшить габариты топологии, не занимаясь их трансформацией. Однако переход на новый материал, а тем более на комбинацию материалов с разными свойствами, применение сосредоточенных элементов сильно усложняет конструкцию и технологию изготовления. Познакомиться с проблематикой при создании таких усилителей можно в работах [14-24]. Так как задача минимизации габаритов не на первом месте, везде, где это возможно, автор старался обойтись наиболее простыми конструкциями.



Рис. 2.18 Выделение площади размещения согласующих цепей. а) Расчётная топология. б) Доступная площадь

Поскольку топология теперь может иметь произвольный вид, расчёты характеристик СЦ ведутся с применением электромагнитного анализа. Схема для расчётов – «Атр» аналогична схеме-прототипу – «АтрР» (рис. 2.2), но теперь в схему вводятся подсхемы согласующих трансформаторов «InEM» вместо «In» и «OutEM» вместо «Out».

Трансформация производится путём введения в топологию резонирующих участков, которые при меньших размерах обеспечивают необходимые характеристики в требуемой полосе частот. Принцип действий
проиллюстрирован на рис. 2.19. После введения разрезов в исходную топологию схема получает дополнительные параметры для настройки относительно исходных (рис. 2.6). Новые топологические параметры позволяют воспроизвести электрические характеристики схемы в меньших габаритах. При этом обычно рабочая полоса частот несколько сужается.



Рис. 2.19 Иллюстрация принципа трансформации топологии СЦ с целью уменьшения габаритов: а) Топология СЦ для подсоединения одного транзистора; б) Топология СЦ для подключения двух транзисторов. Новые параметры топологии – p1, p2 ...

На рис. 2.20 а и б показаны исходная топология схемы «АтрР» и топология после трансформации «Атр». АЧХ усилителей представлены на рис. 2.21. Видно, что коэффициент усиления в рабочей полосе несколько увеличился по сравнению со схемой прототипом, и усилитель стал более узкополосным.

Электромагнитный анализ схемы позволяет сделать ещё очень важный расчёт. Поскольку поперечные размеры схемы в плоскости затвора и стока транзисторов достаточно большие, необходимо оценить, достаточно ли равномерно подводится и отводится энергия по всему фронту. То, что проблема в какой-то степени присутствует, можно наглядно увидеть, наблюдая картину распределения токов в схеме на интересуемой частоте.

Такая картина представлена на рис. 2.22. Видно, что на выходе схемы фронт волны выгибается. Фаза сигнала на краях схемы несколько отстаёт от средней части.

Чтобы более корректно учесть это влияние, необходимо провести расчёты и коррекцию СЦ схемы усилителя, в котором каждый транзистор представлен своей моделью. Схема с двумя моделями транзисторов «AmpD» приведена на рис. 2.21, подсхема транзисторов «Pirat40» на рис. 2.22, топология согласующих цепей «InEMD» и «OutEMD» на рис. 2.18 в, АЧХ на рис. 2.19.



Рис. 2.20 Трансформация СЦ с целью уменьшения габаритов. а) исходная схема-прототип, б) «упакованная» в требуемые габариты схема, в) схема с двумя моделями транзисторов



Рис. 2.21 АЧХ усилителей: AmpP – схема-прототип на параметризованных элементах; Amp – схема с согласующими цепями на основе электромагнитных расчётов; AmpD – схема с согласующими цепями на основе электромагнитных расчётов с двумя моделями транзисторов

Как видно на рис. 2.21, схему с двумя моделями транзисторов удалось «подстроить» несколько лучше, чем с одним двойным транзистором. Характер АЧХ остался, как и у схемы «Атр», а коэффициент усиления увеличился.

Возникает вопрос, можно ли учесть влияние каждой проволочки, подводящей к транзистору сигнал и отводящей от него? При этом можно было бы точно учесть разбалансировку сигнала по ширине транзистора.

Расчёт точной электромагнитной модели транзистора «Пират-40» с габаритами 1,5х0,5х0,1 мм³, длиной затвора 0,5 мкм и шириной 4 мм, вряд ли возможен сейчас и в обозримом будущем. Транзистор включается в схему четырьмя проволочками со стороны затвора и четырьмя проволочками со стороны стока. Можно разбить модель транзистора на четыре четверти и, пренебрегая связями внутри кристалла, рассчитать нашу схему с восемью такими моделями. Такая работа проделана. Схема «АтрО» – для расчёта характеристик усилителя с согласующими цепями аналогичными схеме «АтрD» и восемью моделями транзисторов представлена на рис. 2.25, схема четверти транзистора на рис. 2.26, топология схем согласующих цепей на рис. 2.27. Результаты расчёта представлены на рис. 2.28.



Рис. 2.22 Распределение токов в схеме на частоте 7 ГГц. а) Прогиб фронта волны



Рис. 2.23 Схема «АтрD» – расчёт согласующих цепей двух моделей транзисторов



Рис. 2.24 Схема включения транзистора (подсхема «Pirat40»)



Рис. 2.25 Схема «АтрО» – расчёт характеристик усилителя с согласующими цепями аналогичными схеме «АтрD» и восемью моделями транзисторов







Рис. 2.27 Топология СЦ схемы «АтрО»



Рис. 2.28 Амплитудно-частотные характеристики схем: «Атр» – одна модель транзистора в схеме; «АтрD» – две модели транзистора в схеме; «АтрO» – восемь моделей транзисторов в схеме

При расчёте схемы «АтрО» с восемью моделями транзисторов не обнаружилось значительных расхождений в характеристиках схемы, за исключением собственно самого процесса расчёта. Как видно на рисунке 2.28, часть АЧХ схемы «АтрО» ниже 6,5 ГГц обрывается. Это связано с проблемой сходимости расчёта нелинейных элементов методом баланса гармоник. На более низких частотах расчёт схемы с восемью нелинейными моделями транзисторов оказался вообще невозможен. Выводы делаем по результатам расчёта в частотной области выше 6,5 ГГц. АЧХ схемы с учётом подвода сигнала по каждой проволочке примерно соответствует АЧХ схем с учётом интегрального подвода сигнала на плоскость транзистора, и даже на плоскость транзисторной пары.

Очевидно, что это не может быть верным в любом случае. Ведь разбалансировка может быть очень высокой.

2.5 Учёт разбалансировки в схемах деления – сложения сигнала

Требуется обозначить некоторые критерии, при которых не стоит обращать внимание на дисбаланс на выходах схемы делителя. Идеальных схем не бывает, не нужно пытаться свести влияние параметров делителя к минимуму ценой огромных затрат времени. Погрешностей на каждом этапе расчётов больше чем достаточно. Сейчас стоит оценить, насколько велика может быть погрешность при игнорировании разбалансировки.

Для схемы с делением мощности надвое, а затем сложением при равной амплитуде сигналов, но при наличии разницы в фазах сигналов, подаваемых на сумматор на угол α , мощность на выходе будет в $K = (1 + \cos(\alpha)) / 2$ раз меньше.

Например, при разнице фаз $\alpha = 180^{\circ}$ (противофаза) получаем взаимное вычитание мощностей на выходе K = 0, при $\alpha = 90^{\circ}$ K = 0,5. Чтобы уложиться в 1% потери мощности при сложении, необходимо разбалансировку фазы иметь в пределах 12°, т.е. не больше 6° на цепь деления мощности и 6° на цепь сложения.

Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики согласующих цепей с восемью выходами приведены на рис. 2.29.





Желательно, чтобы схемы деления и сложения сигналов не имели большого дисбаланса амплитуд и фаз на выходах. В нашем случае основной вклад в уменьшение коэффициента усиления схемы на 5,5 % (см. рис. 2.26) даёт дисбаланс амплитуд на подводящих и отводящих сигнал проволочках. Потери на уровне 5 % можно считать приемлемыми, если это не так, то надо потратить дополнительное время на поиск конструкции с лучшими характеристиками.

2.6 Этап 4 – Проектирование усилительного каскада

В результате предыдущих расчётов конструкция усилительного каскада приняла вид изображённый на рис. 2.30. Схема для расчёта характеристик приведена на рис. 2.31, АЧХ балансного усилителя в сравнении с усилителем в одном плече – на рис. 2.32.



Рис. 2.30 Топология балансного усилительного каскада (схема «B_Amp»)



Рис. 2.31 Схема балансного усилительного каскада «В_Атр»



Рис. 2.32 АЧХ балансного каскада «В_Атр», в сравнении с АЧХ усилителя в одном плече «АтрD»

Цель этапа проектирования ввести конструкцию данного В вспомогательные элементы, необходимые для подвода питания и смещения к транзисторам и цепи, обеспечивающие подавление паразитных колебаний. Естественно, подобные элементы окажут воздействие на характеристики схемы. Причём, чем более плотная упаковка схемы, тем влияние будет сильнее и менее предсказуемо. Характеристики таких цепей известны: например, фильтр питания – это фильтр низких частот, он должен пропускать постоянный ток и не пропускать сигнал на рабочих частотах. Пример топологии и АЧХ передачи фильтра приведены на рис. 2.33. При увеличении длин топологических элементов минимум АЧХ передаточной характеристики будет смещаться вниз по частоте, при уменьшении – вверх. Выбран самый компактный вариант топологии фильтра. Но его габариты явно больше имеющегося на плате места, поэтому потребуются повороты линий для вписывания в топологию платы.



Рис. 2.33 Топология и коэффициент передачи фильтра питания

Расчёт этих цепей в изоляции от окружения не имеет смысла. Поэтому, для оптимизации конструкции вспомогательных элементов необходимо пользоваться следующим методом.

Основная идея предлагаемого метода расчёта подобных цепей – вносимого вспомогательными возмущения, цепями минимизация В характеристики схемы. Для его реализации необходимо рассчитывать две схемы одновременно, в одну из которых введена вспомогательная цепь. Для визуального контроля расчётов нужно выводить разность характеристик на соответствующих Изменением топологии рассчитываемого выходах. элемента добиваемся минимизации разностных характеристик. Схематически идея показана на рис. 2.34. Разностные характеристики для входной и выходной плат балансного каскада после оптимизации представлены на рис. 2.35. Видно, что влияние вспомогательных цепей значительное, но в центре рабочего диапазона частот оно сводится к нулю.

В итоге расчётов получаем конструкцию усилительного каскада, приведённую на рис. 2.36. АЧХ итоговой схемы «B_AmpR» в сравнении с АЧХ усилителя в одном плече и АЧХ балансного усилителя без вспомогательных цепей приведена на рис. 2.37.



Рис. 2.34 Схематическое изображение методики расчёта вспомогательных цепей



Рис. 2.35 Разностные характеристики передаточных параметров входной и выходной платы



Рис. 2.36 Итоговая расчётная конструкция усилительного каскада – схема «B_AmpR»

В реальную конструкцию необходимо ввести две разделительные ёмкости: на входе делителя и на выходе сумматора. Корректно рассчитать их влияние в составе данной схемы невозможно, во всяком случае, без чрезмерных вычислительных затрат.



Рис. 2.37 АЧХ итоговой схемы «B_AmpR» в сравнении с АЧХ усилителя в одном плече «AmpD» и АЧХ балансного усилителя без вспомогательных цепей «B_Amp»

На рис. 2.38 представлена экспериментальная АЧХ усилительного каскада в оправке (кривая 2) в сравнении с расчётной АЧХ (кривая 1). Результат эксперимента на 1 – 2 дБ ниже расчёта. Это объяснимо, поскольку есть неточности: в модели транзистора, в расчёте плат не учитывались омические потери, не принимались в расчёт разделительные конденсаторы. Хочется особо отметить, что при такой насыщенной топологии оказалась практически невозможна подстройка усилительного каскада.

На этом же рисунке приведены характеристики двух подлитеров усилительных модулей (кривые 3 и 4) на основе данной конструкции выходного усилительного каскада. Ферритовый вентиль и участок микрополосковой линии, на котором сформирован ответвитель детектора выходной мощности, вносят дополнительные потери на выходе модуля.

Характеристики 2, 3, и 4 это разные экземпляры УК.

Фотография усилительного каскада в оправке для настройки и измерений параметров приведена на рис. 2.39, эскиз усилительного каскада в составе модуля на рис. 2.40.



Рис. 2.38 Амплитудно-частотные характеристики:

- 1) расчётная характеристика УК;
- 2) экспериментальная характеристика УК в оправке;
- 3, 4) экспериментальные характеристики усилительных модулей



Рис. 2.39 Усилительный каскад в оправке для настройки и измерения параметров



Рис. 2.40 Усилительный каскад в составе модуля

2.7 Заключение

Разработан метод расчёта топологии усилительного каскада на основе электромагнитного анализа, в котором оптимальность вспомогательных топологических элементов конструкции каскада (делителей, сумматоров, фильтров питания, антипаразитных цепей и шин питания и смещения) подтверждается последовательным сравнением характеристик исходной схемы и схемы с введённым дополнительным элементом, конструкция которого оптимизируется в данный момент.

На основе предложенных методов расчёта с применением транзисторов АО «НПП «Исток» им. Шокина» были спроектированы и изготовлены несколько типоразмеров балансных усилительных каскадов (рис. 2,41): с выходной мощностью от 0,4 до 6 Вт в диапазоне до 9 ГГц; от 0,4 до 4 Вт в диапазоне от 12 до 15 ГГц; от 0,3 до 1,5 Вт на 17,5 ГГц.



Рис. 2.41 Образцы типоразмеров усилительных каскадов.

3 Проектирование структурной схемы многокаскадного усилителя

3.1 Введение

Как уже отмечалось ранее, в СВЧ диапазоне основной элементной базой для построения усилителей мощности являются арсенид-галлиевые полевые транзисторы с затвором Шотки. Они выпускаются в двух конструктивных исполнениях – в виде кристаллов и в виде микросборок. Применение кристаллов транзисторов предполагает наличие необходимого технологического оборудования и высококвалифицированных монтажников для установки и разварки кристаллов в схемы. Применение микросборок легче. Микросборки припаиваются технологически существенно или прикручиваются винтами к корпусу. Выводы развариваются на относительно простом оборудовании или распаиваются паяльником. Следует помнить, что микросборки имеют В своём составе элементы, которые вносят существенные ограничения В характеристики схемы, т.е. являются паразитными и ограничивают частотный диапазон сверху, либо содержат встроенные цепи согласования входных и выходных сопротивлений транзисторов и, таким образом, ограничивают частотный диапазон и сверху и снизу.

Минимально необходимая информация для разработчика усилителей содержится в технических условиях на элементную базу. В случае с информации бывает чтобы микрсборками этой достаточно, легко спроектировать усилительную цепочку на их основе. Но микросборки не удовлетворяют всем потребностям в разработках. Таким образом, в работе приходится привлекать много информации, которая либо не отражена в ТУ на транзисторы, либо присутствует неявно. Производители импортной элементной базы, как правило, предоставляют исчерпывающую информацию для разработки изделий на их основе, но даже в этом случае, приступая к проектированию нового усилителя мощности, разработчик, исходя из требований ТЗ, должен ответить на основополагающие вопросы:

- на какой элементной базе строить усилитель?;
- сколько потребуется каскадов усиления?;
- потребуется ли суммирование мощности отдельных элементов?

Желательно иметь ответ на множество дополнительных вопросов:

- каков ток питания и смещения усилителя?;
- каков КПД?;
- будут ли обеспечены параметры при повышенной температуре?;

- возможно ли применение облегчённого режима питания транзисторов?;

- не будут ли отдельные элементы перегружены входной мощностью?;

- в линейном режиме работают каскады усиления или в режиме ограничения мощности?;

- сколько стоит комплектация усилителя?

Все эти вопросы можно решить с помощью карандаша, бумаги, логарифмической линейки или калькулятора, перелистывая технические условия на элементную базу и технические отчёты или статьи. Но начинающим разработчикам, тем более студентам, такая работа будет непосильной. В данной главе предлагается компьютерный способ построения структурной схемы усилителей и решения обозначенных выше вопросов. Для работы используется широко известная и легко осваиваемая программа Excel (из пакета программ Microsoft Office). Вся необходимая информация об элементной базе, используемой для построения усилителей, и методы работы с этими данными сведены в один файл. Основные свойства реализованы стандартными возможностями программы Excel. Но для упрощения работы некоторые возможности реализованы в виде программ на языке Microsoft Visual Basic for Applications (VBA), которые хранятся в том же файле.

3.2 Структурная схема – таблица баланса мощности

Усилительное устройство должно обеспечить необходимый уровень выходной мощности при подаче на вход сигнала с заданной мощностью и частотой. При этом большую роль играют дополнительные параметры: ширина рабочей полосы частот, диапазон рабочих температур, величина питающих напряжений...

В общем виде процесс разработки структурной схемы усилителя выглядит следующим образом:

1 Исходя из заданной входной мощности и рабочей частоты, выбирается подходящий усилительный элемент;

2 Если выходная мощность достигается, то процесс разработки структурной схемы можно считать законченным. Если выходная мощность не достигнута, то возвращаемся к первому пункту и подбираем подходящий усилительный элемент с новым уровнем входной мощности.

Таким образом формируется таблица, в которой каждая строка соответствует каскаду усиления и несёт информацию об активном элементе, входной и выходной мощности. Выходная мощность предыдущего каскада является входной мощностью для следующего. Выходная мощность в последней строке таблицы будет соответствовать выходной мощности усилителя в целом.

Можно подойти к расчёту структурной схемы и с обратной стороны. Поскольку выходная мощность является главным параметром в данных расчётах, то на первом этапе рассматривается возможный вариант построения выходного усилительного каскада, а затем и всех предыдущих. Такой поход является более конкретным. С первой строки таблицы становится понятно, можно или нельзя сделать требуемый усилитель. Но такая таблица не содержит естественных причинно следственных связей и её нельзя рассматривать как модель усилителя. Таблица построенная по первому методу, является достаточно полноценной моделью усилителя. Можно менять входную мощность, за этим последует изменение выходной мощности. Учёт дополнительных факторов расширяет возможности модели и приближает её к реальному объекту.

Какие параметры можно и нужно учитывать при разработке структурной схемы усилителя мощности?

3.3 Аппроксимация характеристик транзисторов для расчёта многокаскадного усилителя

3.3.1 Амплитудная характеристика усилителя

Зависимость выходной мощности усилителя от входной – амплитудная характеристика (AX) – приведена на рис. 3.1. При малых входных мощностях характеристика имеет вид наклонной линии из точки 0 с углом наклона α . Тангенс угла наклона линии это коэффициент усиления (K_y). При повышении уровня входной мощности выходная мощность достигает некоторого предельного уровня P_{MAKC}. При дальнейшем увеличении входной мощности может произойти выход из строя усилителя, поэтому входную мощность ограничивают некоторым предельно допустимым уровнем P_{BX.MAKC}. Реальная AX усилителя разумеется не имеет точки излома при переходе с участка линейного усиления 0А на участок насыщения AБ, но для усилителя на ПТШ этот переход достаточно хорошо выражен. Это позволяет в расчётах использовать кусочно-линейное приближение AX.

Таким образом, амплитудную характеристику можно описать тремя величинами: Ку, Р_{МАКС} и Р_{ВХ.МАКС}. Максимальные входная и выходная мощности – это паспортные характеристики транзисторов. Несколько иначе обстоит дело с коэффициентом усиления. Для микросборки, согласованной на 50-ти Ом-ную линию, K_{V} тоже паспортное значение. Для несогласованного транзистора различными цепями согласования можно реализовать разный коэффициент усиления при разной полосе частот усиления. Однако есть некоторый предел, связанный с передаточными характеристиками транзистора, выше которого получить усиление на данном типе транзисторов не получится.



Рис. 3.1 Амплитудная характеристика усилителя

Если взять логарифм отношения максимальной выходной мощности (P_{MAKC}) к уровню выходной мощности в линейном режиме (K_y*P_{BX}) , то получается величина, которую назовём «запасом мощности». На участке AX 0A, т.е. в зоне линейного усиления, запас мощности будет положительным, а на участке AБ – отрицательным. Смена знака запаса мощности позволяет легко отслеживать в числовом представлении выход в режим ограничения мощности, а величина – степень насыщения.

3.3.2 Зависимость коэффициента усиления от частоты

Типовые зависимости коэффициента усиления от частоты приведены на рис. 3.2. Коэффициент прямой передачи транзистора (S₂₁) имеет вид линейно, или не совсем, ниспадающей кривой «а». На базе этого транзистора разными цепями согласования в полосе частот 10 % по уровню минус 1 дБ можно получить усилители с характеристиками, подобными кривым «б». Семейство характеристик «б» позволяет построить линию «в», которая соответствует частотной зависимости коэффициента усиления усилителя с данном 10 % полосой на транзисторе. Ограничение на некотором «разумном» уровне величины Ку в низкочастотной области не соответствует фактическому ограничению, а просто свидетельствует о недостаточности экспериментальных данных для активного элемента в этой частотной области.



Рис. 3.2 Частотные зависимости:

а) прямая передача транзистора;

б) коэффициент усиления транзистора согласованного в полосе 10 % по уровню минус 1 дБ;

в) результирующая характеристика коэффициента усиления

Микросборки, содержащие в своём составе разделительные ёмкости, имеют АЧХ подобную кривой на рис. 3.3.



Рис. 3.3 Коэффициент усиления микросборки с ограниченной полосой усиления

Как было отмечено в предыдущем параграфе, K_y – это параметр не слишком строгий. В расчёте структурной схемы он задаётся вручную для каждого усилительного каскада. Таблица только позволяет наглядно сравнить желаемую величину K_y каскада и значение K_y транзистора (кривая «в» рис. 3.2). Разница между этими величинами, называемая далее «Запас K_y » позволяет судить о возможности построения усилительного каскада.

Запас К_у, по крайней мере, должен быть. Наличие 2...3 дБ запаса К_у позволит легко разработать, а затем и настроить усилительный каскад.

3.3.3 Зависимость выходной мощности от частоты

коэффициента Аналогично изменению усиления ведёт себя И зависимость мощности насыщения от частоты. Эта зависимость не такая крутая, как зависимость K_V(f), поскольку на мощность насыщения влияют, в первую очередь, паразитные параметры на выходе транзистора со стороны стока. На коэффициент усиления влияют параметры как со стороны стока, так и затвора. Данных для всех транзисторов в ТУ не приведено. Так в ТУ на транзисторы 3П976 эти данные имеются только на один литер транзисторов 3П976А-5. Опираясь на данные в двух частотных точках, построены зависимости выходной мощности и коэффициента усиления для этого транзистора (см. рис. 3.4). Зависимость Ку(f) аналогична приведённой на рис. 3.2 зависимости. Выходная мощность при этом падает незначительно. Поведение транзистора в частотном диапазоне выше 12 ГГц и ниже 6 ГГц не документировано в ТУ. За неимением твёрдых данных можно для начальных расчётов закладывать либо линейно экстраполированные значения, либо ограничить верхний предел параметров, как показано горизонтальными пунктирными линиями из точек (а).



Рис. 3.4 Нормированные зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от частоты транзистора 3П976А-5 относительно характеристик на частоте 12 ГГц. Данные ТУ: а) F = 6 ГГц, $P_{BbIX} = 900$ мВт, $P_{BX} = 120$ мВт, $K_y = 7,5$ (8,75 дБ) б) F = 12 ГГц, $P_{BbIX} = 800$ мВт, $P_{BX} = 300$ мВт, $K_y = 2,67$ (4,26 дБ)

Таким образом, для несогласованных транзисторов типовая зависимость выходной мощности насыщения будет аналогична характеристике Р_{ВЫХ} приведённой, на рис. 3.4. Опорная точка (б) будет располагаться в соответствующей табличным данным ТУ частотной точке. Наклон линии зависит от конструкции транзистора.

3.3.4 Зависимость выходной мощности от температуры

Температура является серьёзнейшим фактором влияния на работу твёрдотельного усилителя мощности. Температура влияет на скорость носителей в режиме насыщения в канале транзистора и, соответственно, на коэффициент усиления и максимальную выходную мощность. Зависимость этих параметров обратно-пропорциональна абсолютной температуре канала транзистора. Положение дополнительно усугубляется тем, что усилитель мощности – это прибор с высоким уровнем тепловыделения.

В наибольшей степени температура влияет на коэффициент усиления. В литературе встречаются такие оценочные данные изменения К_у от температуры в многокаскадных усилителях – примерно 0,025дБ/°С на 10дБ усиления.

Несколько в меньшей степени от температуры зависит и уровень мощности насыщения транзистора. Типовая зависимость выходной мощности от температуры приведена на рис. 3.5. Для простоты зависимость аппроксимирована прямой линией.



Рис. 3.5 Зависимость выходной мощности транзистора от температуры

3.3.5 Зависимость выходной мощности от напряжения питания

Выходная мощность транзистора, разумеется, зависит и от напряжения питания. Вследствие особенностей ВАХ полевых транзисторов с затвором Шотки, зависимость эта нелинейная. На рис. 3.6 представлено типовое семейство выходных вольтамперных характеристик ПТШ, т.е. зависимость тока стока от напряжения стока при различных напряжениях на затворе транзистора. Выходная мощность усилителя класса А будет зависеть от напряжения и тока питания примерно в соответствии с формулой $P_{\text{вых}} = \Delta U \cdot \Delta I / 8$. На рис. 3.7 эта зависимость представлена зелёной сплошной линией.



Рис. 3.6 Семейство выходных ВАХ ПТШ в схеме с общим истоком. а) зависимость тока стока от напряжения стока при различных напряжениях затвора; б) динамические линии нагрузки при различных значениях напряжения питания и тока питания; в) область ограничения подводимой мощности; г) область пробоя сток-затвор



Рис. 3.7 Зависимость выходной мощности транзистора от напряжения питания

С точки зрения получения максимальной выходной мощности, выгодно рабочую точку устанавливать ровно в середину семейства ВАХ, так, чтобы

амплитуды высокочастотного тока и напряжения были максимальны. Необходимость обеспечения запасов прочности по пробивному напряжению затвор-сток и по тепловой нагрузке заставляет ограничивать предельно допустимое напряжение питания (U_{С.ПР.ДОП}), не доходя до уровня максимальной выходной мощности.

При напряжении питания, равном предельному паспортному значению, транзистор выдаёт свою паспортную мощность, т.е. относительная мощность достигает единицы. При увеличении напряжения питания выходная мощность растёт, но транзистор может выйти из строя. Поэтому для расчётов принимаем зависимость такой, как она показана на рис. 3.7 штриховой красной линией. После некоторого близкого к нулю уровня выходная мощность поднимается до уровня единицы, далее, как знак недопустимого режима работы, обрывается до нуля. Таким образом, будет предотвращено использование напряжений питания выше предельно допустимого значения.

3.3.6 Эффективность сложения мощности транзисторов

Поскольку мощность единичных кристаллов ограничена, часто мощностей необходимость сложения возникает использовать схемы некоторого количества кристаллов В одном усилительном каскале. Эффективность сложения обсуждалась ранее в главе 2.5. Потери мощности в цепях делителя и сумматора, амплитудная и фазовая разбалансировка каналов приводят к уменьшению результирующей выходной мощности, относительно ожидаемой при простом арифметическом сложении.

Можно аккуратно учесть все потери в делителях и производить расчёт суммарной мощности достаточно точно. В случае использования хорошо отработанных конструкций делителей и корпусированных СВЧ активных элементов этот расчёт легко выполнить. Несколько сложнее ситуация при разработке усилительных каскадов, в которых схемы сложения совмещены с цепями согласования и вспомогательными цепями на одной плате. Всех нюансов таких схем учесть заранее невозможно, а предварительные расчёты необходимы. Поскольку это более распространённый в практике автора случай, расчёт ведётся по упрощённой схеме, т.е. вводится коэффициент, учитывающий уменьшение результирующей мощности в процессе сложения – эффективность сложения мощностей транзисторов. Зависимость этого коэффициента от числа транзисторов приведена на рис. 3.7.

Этот график не может быть абсолютно точным. Это, скорее, обозначение общей тенденции поведения схем со сложением мощностей. Так в практике автора были усилители с числом транзисторов в одном каскаде не более 8. При этом эффективность сложения вполне соответствует приведённой зависимости. Для большего числа транзисторов зависимость линейно экстраполируем.



Рис. 3.8 Зависимость эффективности сложения мощности от количества транзисторов в усилительном каскаде

3.4 Расчёт структурной схемы

Программа Excel представляет хорошие возможности для работы с данными среднего уровня сложности и позволяет организовать в одном файле хранение, обработку и представление результатов расчётов. Подробная информация об организации хранения данных и работе по формированию структурной схемы приведена в приложении А.

Параметры элементов имеют некоторый разброс. Обычно низкочастотные схемы проектируют, ориентируясь на нижнюю границу параметров. Такая конструктивная избыточность позволяет иметь высокий, почти 100 % выход годных изделий. Для СВЧ изделий такой подход к проектированию может повлечь чрезмерную сложность конструкции и, технологичности наоборот, ухудшение изделия. Если вызовет ориентироваться на номинальные параметры, то можно проектировать оптимизированные по сложности схемы. Но при этом следует иметь в виду, что всегда возможен вариант получить при изготовлении некоторое количество изделий, не соответствующих расчётам. Здесь применяется именно такой подход.

При расчётах используется один элемент без названия. Этот элемент используется в тех строчках таблицы баланса мощности, которые описывают элементы с потерями мощности: вентили, аттенюаторы, фильтры. При этом, чтобы при расчётах в таблице не возникало ложных ограничений, значения выходной мощности и теплового сопротивления установлены на заведомо высоком уровне.

Основные расчёты при формировании структурной схемы усилителя выполняются на листе «БМ» – рис. 3.9. Значения ячеек и управляющих элементов, отмеченных на рисунке, приведены в таблице 3.1.

Å												Tĸ max	ပ္	a 175	56]					
Z												Rr	°C/Br	a 168	55]					
≻												КТ		۵ ۱	54]					
\times												KF		0 1,2	53]					
>												: KU		8 o 1	23-]					
>												X KS		90°0(51]					
⊃												Pmax	Ъ	0,586	20						
⊢												Ptyp	B	0 ,25	49	ĺ					
S												Ιτp	٨	0,09	48						
œ												рнд		ه و د		, 					
a												Гcм	٨	0 ,01	0,01	ල් ච					
م												Запас Рвх	βĘ	24,77	45						
0												anac 3 Tĸ	ပိ	ld,16 o	44						
z												anac 3 Ky	ЧЪ	4 0	43						
												ас 3; цн		0 89	2 M						
2												3an Mou	Ч,	o 19,	4						
_												Доп. Расх	руб	<mark>ہ</mark> 7000	0000 1	1					
×		чётов				0,008						Цена крист.	руб	280	280		2				
-		тат рас			36	BUX0%						+μ		00'00	0,002		3]				
_		езуль										зых	Br	900	000	t Ly	2]				
-	-		F	Ē	노	ہ بے	<u>e</u>	υ	m	_		ч Л		°0, 0'		গদ	ي ا	노	노	9	
	ę		က					•				(C)		80 80	<u>م</u> ر ا) 					
G	net y	анны	ГеŇ	~	0,00	~	30,0	25	42	7		PBX 29	ija I	0,001	000	2,16	0,12	2,28	0,01	0,3	
	-	НЫС Д	HOC	"	"	IJ	"	Ľ	ป	IJ			1	a a	18	α =11	0(=1))2	م 12	0 	o _=	<u></u>
	<u>م</u> ا	ылда	Molt	17	đ	BB	Ĭ	$\left \right $	Пам	3				0,0	0				P B		
ш	Ē		анс	12	Ę	14	ц Д	þ	Ē	(É)	-(ہ7,(5			5	25	26	5
	_	Hble	бал	a	Ę	сTЬ	ения	ypa	БИН	вина		Kor Bo		5 o 2	√⊡	CTB UN	IL CME	ая мо	locTb	_	
0		е дан	ک	астот	щнос	ощно	усмл	терат	пита	mema		BWI/		12A1-		OHIMO	ЩНОСТ	ляем	ншом	ıň K⊓ <i>J</i>	
	₽ B	ндо	F	ная ч	ая мо	Ian M	иент	TeM	ение	ние (3 ⊓6'	гат	мая м	іая мо	lotpe	одная	Іолнь	
	30t7	ти исх		рода	ходна	ндохі	пифф	точая	жвдп	өжвд	ſ	Σ [൭	пель	pe3-1	эбляе	бляем	оная п	Bbix(
		BBec			â	8	Коэс	Pa(Hai	Han		م 🎗		Усиль	JMM.	Потр	lorpe	ymma			
4		2	က						_	0	2 7		ې و	2 0 1		5	6	0	-	~	
	- T	2	_ m	4	- G	0	-		5	Ŧ	-	÷	-	÷		-	-	3	N.	2	



Таблица 3.1 Значение ячеек и управляющих элементов таблицы баланса мощностей.

N⁰	Значение
1	Кнопка добавления строки в таблицу
2	Зона напоминания о том, что исходные данные вводятся в ячейки
	голубого цвета, в ячейках жёлтого цвета осуществляется
	автоматический расчёт промежуточных результатов, в ячейках
	оранжевого цвета выводятся итоговые результаты расчётов
3	Ячейка с заголовком таблицы
4	Кнопка вызова диалогового окна (рис. А), в котором
	осуществляется выбор типа узла структурной схемы
5	Ячейка с именем узла структурной схемы
6	Порядковый номер узла схемы
7	Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в
	таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную
	информацию из вида
8	Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора
	(рис. А).
9	Имя транзистора (активного элемента)
10	Количество транзисторов в каскаде – N _{тр.к}
11	Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не
	удаляется)
12	Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы
	рабочего диапазона частот, ГГц.
	Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц
13	Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности –
	P _{BX.y} , BT
14	Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по
	техническому заданию выходной мощности усилителя – Р _{вых} , Вт
15	Расчёт коэффициента усиления по формуле:
	Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ;
16	Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей
	температуры корпуса.
	Значение температуры задаётся с шагом 5 °С
17	Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения
	питания усилителя – U _{пит.у} , В
18	Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения
	смещения усилителя – U _{см.у} , В
19	Ток питания усилительного каскада
20	Суммарный ток питания усилителя – І _{пит.у} , А
21	Напряжение питания транзисторов в усилительном каскаде – U _{пит.к} , В.
	Значение напряжения задаётся с шагом 0,5 В

22	Входная мощность усилительного каскада – Р _{вх.к} , Вт.
	В первую строку значение подставляется из ячейки поз. 13.
	В последующих строках значение берётся из ячейки поз. 32 – выходная
	мощность предыдущего каскада
23	Входная мощность усилителя – значение подставляется из ячейки
	поз. 13
24	Мощность потребляемая усилителем по цепи питания – Рпит, Вт
25	Мощность потребляемой усилителем по цепи смещения – P _{см} , Вт
26	Суммарная потребляемая мощность – $P_{\Sigma} = P_{BX} + P_{\Pi UT} + P_{CM}$, Вт
27	Значение расчётной выходной мощности усилителя – Р _{вых.у} из ячейки
	поз. 33
28	Полный коэффициент полезного действия усилителя:
	$\eta = 100 * P_{Bbix.y} / P_{\Sigma}, \%,$
	где значения $P_{\text{вых.y}}$ и P_{Σ} берутся из ячеек поз. 27 и поз. 26
29	Ячейка для ввода значения коэффициента усиления
	каскада – К _{у.к} , дБ
30	Расчётное значение коэффициента усиления усилителя:
	$K_{y.y} = 10*LOG10(P_{BbIX.y} / P_{Bx}), дБ,$
	где Р _{вых.у} и Р _{вх} берутся из ячеек поз. 33 и поз. 23
31	Ячейка-индикатор выполнения требований ТЗ по уровню выходной
	мощности. Наличие надписи «ОК» свидетельствует о выполнении
	требования ТЗ по выходной мощности
32	Расчётное значение выходной мощности каскада в соответствии с
	амплитудной характеристикой усилителя, которая обсуждалась ранее в
22	
33	Расчетное значение выходной мощности усилителя Р _{вых.у} , Вт. значение
	оерется из ячеики поз. 52 в строке последнего элемента усилительной
24	
54	гасчетное значение коэффициента полезного деиствия каскада по
35	Расцётное значение коэффициента полезного лействия усилителя по
55	тасчетное значение коэффициента полезного действия усилителя по побавленной мошности
36	Расчётное значение выходной мошности усилителя в узкой полосе –
50	0 %, на 1 дБ больше P_{max} – расчётного значения выходной мошности в
	полосе 10 % из ячейки поз. 33
37	Суммарная цена транзисторов в каскаде
38	Суммарная цена активных элементов в усилителе – Ц _{тр у} , руб.
39	Стоимость каскада за вычетом цены транзисторов (дополнительные к
	цене транзисторов расходы) – Ц _{д.р.к} , руб.
40	Суммарная стоимость каскадов без транзисторов – Ц _{л.р.v} , руб
41	Расчётное значение запаса мощности (см. раздел 3.3.1)
42	Расчётное значение запаса коэффициента усиления каскада
43	Расчётное значение запаса температуры канала транзистора

44	Расчётное значение запаса по уровню входной мощности
	транзисторов в каскаде
45	Ток смещения каскада- І _{см.к} , А. Задаётся вручную, т.к. зависит от
	электрической схемы каскада, а не от свойств транзистора.
46	Суммарный ток смещения усилителя – I _{см.у} , А
47	Номер строки в таблице «Транзисторы» (рис. А)
48	Значение тока питания транзистора
49	Значение типовой мощности транзистора
50	Расчётное значение максимальной мощности каскада с учётом
	количества транзисторов в каскаде, эффективности сложения
	мощности, напряжения питания, частоты и температуры:
	$P_{\text{вых.к.макс}} = N_{\text{тр.к}} * P_{\text{тип.тр}} * K_{\Sigma} * K_{U} * K_{F} * K_{T}, BT,$
	где значения множителей берутся из ячеек поз. 10, 49, 51, 52, 53, 54
51	Эффективность сложения мощности транзисторов в каскаде
52	Коэффициент, учитывающий зависимость выходной мощности
	от напряжения питания транзисторов
53	Коэффициент, учитывающий зависимость выходной мощности
	от частоты
54	Коэффициент, учитывающий зависимость выходной мощности
	от температуры
55	Значение теплового сопротивления транзистора
56	Максимальная температура канала

Для примера на рис. 3.10 приведена таблица баланса мощностей усилителя с выходной мощностью не менее 4 Вт в полосе рабочих частот от 7,7 до 8,5 ГГц. Входная мощность 20 мВт. Предельная рабочая температура 70°С. Напряжение питания 12 В. Напряжение смещения минус 12 В.

На рисунке отмечены основные особенности структурной схемы:

1 Усилитель состоит из четырёх каскадов усиления. На входе и выходе усилителя установлены вентили;

2 Каскады выполнены по балансной схеме – нет развязки между каскадами. Первые три каскада выполнены со сложением мощностей двух кристаллов. В выходном каскаде складываются мощности четырёх кристаллов;

3 Напряжения питания каскадов понижены;

4 Задан необходимый уровень усиления каждого каскада и уровень потерь в вентилях;

5 КПД усилителя меньше 10 %. Задача максимизации КПД при расчёте данной структурной схемы не ставилась;

6 Индикатор показывает, что уровень выходной мощности выше 4 Вт достигнут;

7 Расчётная выходная мощность будет более 4,5 Вт;

8 Если требуется более узкая полоса частот, то можно ориентироваться на достижение выходной мощности около 5,5 Вт;

9 Значения в зачёркнутых на рисунке ячейках не относятся к усилителям и, как говорилось ранее, установлены на заведомо высоком уровне, чтобы не вызывать ложных ограничений в таблице. При оформлении печатного варианта таблицы цвет текста в этих ячейках можно сделать как цвет фона;

10 Выходной каскад находится в неглубоком насыщении. Предварительные каскады в линейном режиме;

11 Наличие запаса усиления 2...3 дБ позволяет надеяться на возможность разработки и изготовления таких каскадов;

12 Тепловой режим транзисторов при температуре корпуса 70°С в норме.

Таким образом, можно рассчитать оптимальную структурную схему усилителя, перебирая массу возможных вариантов. Все изменения моментально оказываются перед глазами. На рис. 3.11 представлены несколько вариантов ошибочных данных и реакция таблицы на них.

BB	ели напря	ип эинэжі	тани	л пр	севыша	ыющее '																			
	Ination	рно допус			ривсис				_		100 2;	2 Jane	2 Jane		0000										ľ
	Yaen	MM	00	∍	н	Рвх	Ę,	Рвых	<u>+</u>	стена /	acx. M		Ky Ky	Tk	PBX	I cm	ЦНД	e j	yp Pr	Iax K	N N N	2	¥ ¥	Ł	тах
				B	A	Ь	дБ	В		py6	py6	дБ	дБ	ç	АБ	A		A	٦ ۲	Т				°C/B	°C
-	Вентиль		-	0,0	0,00	0,02	-0,5	0,018		0	0 4	17,49	0,5	930	36,99	0	1	0 10	00 10	00	1	1	-	0	1000
2	Усилитель1	3П612A1-5	2	8,0	0, 10	0,010	0 ,0	9,000		200	*	****	3	15,96	12,26	0,01	6 (,09 0,	25 (0,	97 0	1.	2 0,87	168	175
3	Усилитель2	3П976Д1-5	2	7,0	0,70	0,000	7,5	0,000	0,00	800 7	7000	****	3,39	4,25	***	0,01	12 0	,35 1	2 1,7	0 0,	97 0,	8 1	0,87	35	160
4	Усилитель3	3П976B-5	2	7,0	1,05	0,000	5,0	0,000	0,00	308 7	7000	#### 2	2,333 2	24,15	****	0,01	16 0	,53	2 2	7 0,	97 0,	8 0,1	9 0,87	22	175
9	Усилитель4	3П976B-5	4	7,0	2,10	0,000	4,0	0,000	0,00	616 11	0000	. ****	,333 2	14,15	####	0,02	16 0	53	2 5,1	01 0,	92 0,	8 0	9 0,87	22	175
9	Вентиль		-	0,0	0,00	0,000	-0,5	0,000	0,00	0	•	****	0,5	930	***	0	-	0 10	00 10	8	-	-	-	0	1000
~	ровень пи для	тающего верхней β	нап рробо	ояже Чей	эния сл темпер	ишком в)атуры!	зысок																		
-	Вентиль	,	X	0'0	0,00	0,02	-0,5	0,018		0	0	17,49	0.5	930	36,99	0	-	0 1(100 10	8	- -	-	~	0	1000
2	Усилитель1	3П612A1-5	2	7,5	0,18 0	0,018	0,0	0,142	0,09	280	90002	5,882	A	-8,4	12,26	0,01	9	0 60'	25 0,5	549 0,	97 1,	-	2 0,87	168	175
e	Усилитель2	3П976Д1-5	2	7,0	0,70	0,142	7,5	0,796	0,13	800	7000	3,318	3,39	4,25	9,282	0,01	12 (,35 1	,2 1,7	r09 0,	97 0,	8	0,87	35	160
4	Усилитель3	3П976B-5	2	7,0	1,05	0,796	5,0	2,518	0,23	308	7000	0,304 2	2,333	24,15	3,294	0,01	16 (),53	2 2	7 0,	97 0,	8 0,	9 0,87	22	175
9	Усилитель4	3П976B-5	4	7,0	2,10	2,518	0 ,8,0	5,101	0,18	616	0000	1.91¥	0,667	24,15	1,304	0,02	16 (,53	2 5,	101 0,	92 0,	8	9 0,87	22	175
9	Вентиль	1	-	0,0	0,00	5,101	-0,5	4,546		0	0	23,42	0,5	930	12,92	0	-	0 1(100 10	8	• -	-	-	0	1000
ň	адан нере	ализуемь	ій ко	þфe	рициен	т усилен	INA Ké	аскада																	
Ľ	и подаче	на вход 0	,5 BI	L HeE	зерно в	ыбран э	элеме	ΉT																	
	в качесті	ве усилит	-впя-	огра	аничите	ля на вх	коде!																		
		K																							
-	Вентиль	-	Ŧ	0,0	0,00	0 ,5 0	-0,5	0,446		0	0	33,51	0,5	930	23,01	0	-	0 1(10 10	8	- -	1	-	0	1000
2	Усилитель1	30612A1-5	2	4,0	0, 18	0,446	2	0,229		280	000	6,11.	0		1,718	0,01	9	0 60'0	25 0,2	29 0,	97 0,	5 1,	2 0,87	168	175
n	Усилитель2	3П976Д1-5	2	7,0	0,70	0,229	7,5	1,285	0,22	800	7000	1,237	3,39	4,25	7,201	0,01	12 (35 1	,2 1,7	,09 0,	,97 0,	8	0,87	35	160
4	Усилитель3	3П976B-5	2	7,0	1,05	1,285	5,0	2,700	0,19	308	- 0001	1,776	2,333	24,15	1,214	0,01	16 (,53	2 2	7 0,	97 0,	0 8	9 0,87	22	175
ŝ	Усилитель4	3П976B-5	4	7,0	2,10	2,700	4,0	5,101	0,16	616 1	0000	1,238	3,333	24,15	1,001	0,02	16 (,53	2 5,	101 0,	92 0,	0 8	9 0,87	22	175
9	Вентиль		-	0,0	0,00	5,101	-0,5	4,546		0	0	23,42	0,5	930	12,92	0	-	0 10	00 10	8	.	-	-	0	1000



3.5 Заключение

Создана база данных транзисторов, используемых в усилителях мощности 2...4 см-го диапазона длин волн, и разработана программа расчёта структурной схемы усилителей в 10% полосе рабочих частот. База данных и программа размещены в одном файле Microsoft Office Excel.

Программа учитывает зависимость коэффициента усиления транзисторов от частоты, зависимость максимальной выходной мощности от частоты, температуры и напряжения питания. Описывает выход транзисторов в режим ограничения мощности, уменьшение максимальной выходной мощности при увеличении числа транзисторов в каскаде.

Программа позволяет формировать таблицу, которая описывает многокаскадный усилитель и его основные параметры: коэффициент усиления, выходную мощность, потребляемый ток, коэффициент полезного действия. При ЭТОМ упрощается выбор оптимальной конструкции многокаскадного усилителя и на порядок сокращается затрачиваемое на разработку структурной схемы время.

4 Обеспечение устойчивости усилителя

4.1 Введение

Любой усилитель сигнала, несущего информацию, должен передать её с минимальными искажениями. Но поскольку речь в данной работе идёт об усилителях мощности для передатчиков доплеровских РЛС, то ограничения на искажения сигнала здесь не такие, как, например, для передатчика систем связи. Никогда не поднимается вопрос о прохождении двухтонового сигнала и интермодуляционных искажений. Не применяется амплитудная модуляция сигнала, и связанные с ней искажения не рассматриваются. Обычно применяется линейная частотная или фазовая кодовая модуляция при постоянной амплитуде сигнала в импульсном режиме. На первом плане стоят уровень амплитудных и фазовых шумов вблизи несущей частоты, уровень побочных колебаний в рабочей полосе частот и вне её, форма импульса и связанное с ней качество спектра выходного сигнала. Эти параметры не могут быть получены без тщательной проработки вопросов, связанных с устойчивостью усилителя.

Целесообразно разделить виды неустойчивости усилителя на три типа (рис. 4.1):

- неустойчивости, связанные с системой питания и смещения усилителя;

- неустойчивости, связанные с прохождением сигнала по ВЧ тракту с высоким общим усилением;

- неустойчивости внутри отдельно взятого каскада.

Нерешённые проблемы в любой из этих областей не позволят выпустить прибор с требуемыми характеристиками.

Сложность рассматриваемой темы состоит в том, что множество проблем заранее не просчитывается. Все элементы: усилительные каскады, стабилизаторы питания (импульсного или непрерывного действия) – должны быть сами по себе стабильны. Но это не гарантирует того, что, скомпонованные вместе в едином корпусе, они не породят подчас трудно изживаемые паразитные явления. Далее будут рассмотрены основные проблемы при создании устойчивого, стабильного усилителя и пути их решения. Рассмотрение будет более в описательном – «качественном» стиле, нежели в «количественном». Подобрать нужные формулы в любом частном случае можно, но практической полезности такая работа не имеет. Необходимо хорошо ориентироваться в процессах, происходящих в приборе, на практике исправлять недостатки конструкции, приводящие к И негативным явлениям.



Рис. 4.1 Структурная схема усилителя и виды нестабильности:

- а) нестабильность по цепям питания;
- б) нестабильность по ВЧ тракту;
- в) внутрикаскадная нестабильность

4.2 Нестабильность усилителя по цепям питания

Для стабилизатора напряжения питания СВЧ усилитель в гибридноисполнении представляет собой нагрузку интегральном с большой реактивной составляющей. Протяжённая шина питания, как правило, включает в себя участки микрополосковых линий с соответствующими погонными ёмкостью и индуктивностью, перемычки из фольги или ЧИП-конденсаторы.... В обшем среда проволоки, _ хорошая лля распространения колебаний. Подключение источника энергии стабилизатора почти неизбежно порождает в такой системе колебания. Колебания в шине питания модулируют рабочую точку транзисторов в усилительных каскадах. Таким образом, в спектре выходного сигнала оказываются паразитные колебания. Частота этих колебаний ориентировочно лежит в диапазоне нескольких десятков – сотен мегагерц. Колебания на этих частотах вполне могут быть обнаружены с помощью высокочастотного осциллографа.

По режиму питания усилители мощности подразделяются на два класса: с импульсным питанием и с непрерывным питанием. Непрерывный режим питания схемотехнически гораздо проще. Обеспечение стабильности, как правило, решается простым способом – установкой достаточного количества ёмкостей в критических точках, поближе к потребителю тока. Так, (рис. 4.1) в начало и конец шины питания (в точки 1 и 4) достаточно

установить безиндуктивные ёмкости порядка 500 пФ на землю, чтобы погасить колебания.

Для усилителя с импульсным режимом питания метод борьбы принципиально такой же. Но наличие дополнительной ёмкости увеличивает длительность фронта и спада импульса. Поэтому желательно шину питания делать более короткой, разбивать на несколько частей с отдельными источниками питания, чтобы сместить паразитные колебания в область высоких частот, где для их подавления потребуются ёмкости меньшей величины.

Импульсный режим питания дополнительно сопровождается эффектом выброса мощности в начале импульса. Это иллюстрируется на рис. 4.2.



Рис. 4.2 Форма импульса напряжения питания:

а) в начале шины питания;

б) в конце шины питания

Этот эффект можно в значительной степени уменьшить, если подключать модулятор напряжения к конечному каскаду, как на рис. 4.1, в точку 4. Тогда импульс питающего напряжения выходного каскада будет как на рис. 4.2.а. Если подключить модулятор к первому каскаду, в точку 1, то форму импульса исправить не удастся. Эффект будет даже усугублён тем, что основные потребители тока – это выходные каскады.

Наличие неустойчивости в шине питания приведёт к форме импульса напряжения с затяжными или непрекращающимися колебаниями питающего напряжения, как на рис. 4.3. Подавить или существенно уменьшить этот эффект можно, нагружая конец шины питания резистором 10...50 Ом. Если наличие такой холостой нагрузки терпимо, с точки зрения потребляемого тока питания, то это может спасти от кардинальной перекомпоновки неудачной конструкции.

Шина смещения, как правило, не вызывает проблем, поскольку токи в ней на два порядка ниже и затворы транзисторов подключены через высокоомные резисторы.



Рис. 4.3 Форма импульса напряжения питания с неустойчивостью в шине питания

4.3 Нестабильность усилителя по ВЧ тракту

Любой усилитель может стать генератором, если каким-либо образом устроить положительную обратную связь. В нашем случае это явление совершенно нежелательное. На практике с такого рода неустойчивостью приходится иметь дело постоянно. Для многокаскадных усилителей (четыре каскада и больше) даже настройка приборов невозможна без специальных мер по борьбе с возбуждением данного типа.

Положительная обратная связь предполагает наличие канала передачи части мощности с выхода усилителя на вход в нужной фазе, когда выходная мощность сложится и увеличит входную. В СВЧ усилителях при длине усилительного тракта гораздо большей, чем длина волны, фазовые условия самовозбуждения обязательно на какой либо частоте выполнятся, с этим ничего не поделаешь. А вот амплитудные условия необходимо строго контролировать с целью минимизации обратной связи.

Есть два канала передачи энергии с выхода на вход усилителя:

- шина питания;
- внутренняя полость корпуса усилителя (по «воздуху»).

4.3.1 Самовозбуждение с участием шины питания

Шина питания, как было отмечено ранее, – очень хорошая среда для распространения низкочастотных колебаний. На рис. 4.4 проиллюстрирован механизм зарождения самовозбуждения с участием шины питания. Передаточные характеристики составляющих элементов ВЧ тракта усиления представлены на графиках а) и б). Совместно они формируют двугорбую АЧХ усилителя, как на графике в). Один максимум усиления расположен в области рабочих частот усилителя, другой – паразитный расположен в области частот 1...2 ГГц. Это частотная зона, где фильтры нижних частот в шине питания имеют высокие передаточные характеристики. Таким образом, образуется обратная возникает легко положительная связь И самовозбуждение.


Рис. 4.4 Механизм зарождения самовозбуждения с участием шины питания:

а) коэффициент передачи S₂₁ транзистора с цепями согласования на высокой частоте. Зелёным цветом отмечена полоса рабочих частот;

б) коэффициент передачи фильтра высоких частот (разделительной ёмкости);

В) КОЭФФИЦИЕНТ БОРАНИИ ВУ-БРЕОРАНИОЙ СБЯЭЛ ВОЩИТАНИНАЯ. Красным цветом отмечена частотная зона с повышенной вероятностью самовозбуждения

Этот эффект особенно может быть неприятен в усилителях с импульсным питанием с высокими требованиями к длительности фронта и спада импульса. Чтобы передать короткий импульс напряжения, шина питания должна быть достаточно высокочастотной. Так, для формирования фронтов длительностью 5...10 нс шина питания должна хорошо пропускать частоты в 1 ГГц, что повышает вероятность возбуждения усилителя на низких частотах. Для решения проблемы необходимо дополнительно давить усиление на низких частотах в усилительном тракте, либо разрывать шину и питать каскады от разных источников.

4.3.2 Самовозбуждение с обратной связью по внутренней полости корпуса усилителя

В усилительных цепочках с достаточно большим малосигнальным усилением (более 40 дБ) самовозбуждение с обратной связью по внутренней полости корпуса усилителя практически гарантировано при неправильной Излучение микрополосковых конструкции корпуса. линий с выхода усилительной цепочки по корпусу распространяется на вход и круг самовозбуждения замыкается. Поскольку максимум усиления располагается на рабочих частотах, то наличие такого самовозбуждения легко обнаружить без анализатора спектра по наличию выходной мощности при отсутствии входной. Иногда самовозбуждения нет при положительных температурах, однако рост усиления при отрицательных температурах приводит к самовозбуждению. Для диагностики таких неявных случаев на этапе настройки прибора достаточно снять семейство АЧХ усилителя при входных мощностях много меньших номинального уровня. На рис. 4.5 показаны семейства АЧХ усилителей с наличием паразитной обратной связи в сравнении с семейством АЧХ нормального усилителя.





- а) с паразитной связью в корпусе;
- б) без паразитной связи в корпусе

Для борьбы с этим явлением стараются весь усилительный тракт разместить в запредельном волноводе. Если это невозможно, то тракт необходимо разбить на отдельные радиогерметичные участки с небольшим усилением в каждом из них. Так же помогает применение радиопоглощающих материалов на внутренней стороне крышек и стенок усилителя.

4.4 Внутрикаскадная нестабильность усилителя

Чрезвычайно важно обеспечить стабильную работу отдельного каскада, без этого невозможно построить многокаскадный усилитель. В рамках данной работы не обсуждаются теоретические вопросы построения устойчивого усилителя. Теория разработана и воплощена в системы компьютерного проектирования. Вопросы устойчивости усилителей рассматриваются в работах [3, 4, 25-29]. Однако на практике постоянно приходится иметь дело с разнообразными проявлениями неустойчивости. Рассмотрим основные виды неустойчивости и наметим практические методы борьбы с ней.

Можно разбить пути зарождения неустойчивости внутри отдельного усилительного каскада на три группы:

- неправильно спроектированные согласующие цепи;
- внутрикаскадная положительная обратная связь;
- параметрическое возбуждение.

4.4.1 Неправильное согласование транзистора

Расчёт усилителя на транзисторе предполагает выбор таких параметров СЦ, при которых обеспечивается устойчивость схемы (в отличие от расчёта генератора). Поэтому возбуждения подобного рода – крайне редкий случай. Следует избегать использования СЦ с увеличенными габаритами (рис. 4.6.а), которые могут иметь высокий коэффициент отражения за пределами рабочей полосы и привести к возбуждению схемы на этих частотах. Использование более компактных СЦ (рис. 4.6.б) позволяет устранить подобную проблему.



Рис. 4.6 Варианты СЦ транзисторов: а) потенциально неустойчивая схема, с большим КСВН за пределами рабочей полосы частот, б) устойчивая схема

При наличии удачной конструкции-прототипа довольно легко пересчитать усилитель в другой частотный диапазон, применить другие транзисторы и не опасаться этого типа неустойчивости.

4.4.2 Внутрикаскадная положительная обратная связь

Внутрикаскадная положительная обратная связь отдельного усилительного каскада может быть образована по цепям питания или по внутренней полости корпуса усилителя. Эти вопросы рассматривались выше. Однако, существует ещё один возможный механизм самовозбуждения каскада – за счёт большого коэффициента обратной передачи транзистора. Возможная петля обратной связи для этого случая приведена на рис. 4.7.



Рис. 4.7 Механизм зарождения самовозбуждения с петлёй обратной связи через транзистор

Полевой транзистор обычно характеризуется очень малым уровнем обратной передачи. Поэтому и самовозбуждение в усилительном каскаде за счёт обратной передачи транзистора обычно не наблюдается. Однако на практике иногда поступают партии транзисторов с аномально большим уровнем обратной передачи. В качестве примера на рис. 4.8 приведён модуль параметра обратной передачи нескольких транзисторов «Принц» из двух партий. В партии № 56 этот параметр оказался на 5...10 дБ хуже (выше) обычного, что приводило к самовозбуждению усилителя.



Рис.4.8 Измеренные значения модуля параметра обратной передачи транзисторов «Принц» по 3 образца из партии № 56 и № 91

Транзистор «Принц-Б-5» представляет собой четыре отдельных транзисторных ячейки, расположенных одном кристалле. При на подсоединении транзистора в схему, как показано на рис. 4.9, отмечалось самовозбуждение транзистора. Отключая крайние ячейки (обрывая проволочки), можно было наблюдать генерацию двух ячеек с частотой около 10 ГГц, отключая средние ячейки – 5 ГГц. Введение разреза на плате для удлинения электрической длины контура самовозбуждения уменьшало частоту генерации, перекрытие части проволочек по длине пластиной припоя - увеличивало частоту. Обеспечить устойчивость транзистора удалось с помощью введения разреза на затворной плате и объединения стоков ячеек перемычками на кристалле, как показано на фотографии рис. 4.10. Более удачный вариант был реализован в последующих партиях транзисторов, где затворы соединены на кристалле. На таком транзисторе, фазовые условия самовозбуждения выполняются на частотах порядка 30...40 ГГц, где мало усиление.



Рис. 4.9 Возбуждение кристалла с четырьмя транзисторными ячейками



Рис. 4.10 Фотография транзистора «Принц» из партии № 56. Соединение стоков золотыми перемычками на кристалле и введение разреза на металлизации поликоровой платы со стороны необъединённых на кристалле затворов сняло возбуждение транзистора



Рис. 4.11 Объединение затворов и стоков на кристалле смещает фазовое условие самовозбуждения транзистора в область 30...40 ГГц, где нет усиления, т.е. нет амплитудного условия самовозбуждения

В схеме же со сложением мощностей нескольких кристаллов этого мало. Большая обратная передача провоцирует самовозбуждение на уровне каскада, см. рис. 4.12.



Рис. 4.12 Возбуждение каскада с тремя транзисторами

Для разрушения фазовых условий самовозбуждения на низких частотах необходимо соединить стоки транзисторов низкочастотными фильтрами, как показано на рисунке 4.13. Примерно таким образом можно обеспечить устойчивость балансного каскада с применением даже не слишком хороших (в смысле обратной передачи) транзисторов. Для небалансного – синфазного сложения мощностей можно применять объединение затворов и стоков с минимальными фазовыми длинами на уровне кристалл-кристалл. Тогда вопрос обеспечения устойчивости выносится на более высокий уровень с применением дополнительных развязывающих вентилей между каскадами, что возможно, но крайне нежелательно.



Рис. 4.13 Подавление низкочастотного возбуждения



Рис. 4.14 Фотография участка усилительного каскада с цепями подавления низкочастотного возбуждения

4.4.3 Параметрическое возбуждение

Теория параметрической генерации и усиления колебаний детально разработана [30, 31]. Негативные эффекты для усилителей так же рассмотрены в работах [4, 32-34]. Для возникновения этого эффекта нужно иметь несколько условий:

- наличие нелинейного от амплитуды сигнала элемента в схеме, например, ёмкости;

- наличие сигнала накачки определённой и достаточно большой амплитуды, при которой нелинейность параметра схемы будет в достаточной степени проявляться;

- наличие резонансного контура, который включал бы в себя нелинейный элемент и в котором побочные колебания могли развиваться.

Наличие нелинейных ёмкостей в полевом транзисторе и сигналов большой амплитуды делает параметрическую неустойчивость постоянным спутником усилителя мощности. Рассмотрим явление на конкретном примере из практики автора.

При возникновении параметрической неустойчивости амплитудночастотные характеристики усилителя выглядят примерно так, как на рисунке 4.15. Наличие разрывов, резкого перехода с одного уровня выходной мощности и обратно свидетельствует о возникновении и прекращении генерации в той или иной частотной области. Следует отметить, что при малых уровнях входного сигнала генерации нет – ветви АЧХ 6 и 7 рис. 4.15. Так же может пропадать эффект неустойчивости и при очень большом уровне входного сигнала – ветви АЧХ 1 и 2. Явление может наблюдаться с некоторыми вариациями по частоте и по амплитуде и зависит от напряжений питания, смещения, температуры и настройки согласующих цепей.



Рис. 4.15 АЧХ усилителя с параметрической неустойчивостью

Для устранения параметрической генерации необходимо вывести условия возникновения параметрических колебаний за пределы рабочего диапазона частот. Если добиться устойчивой работы не удаётся, то это свидетельствует о наличии в схеме паразитного резонансного контура, в котором условия для развития колебаний не разрушаются сравнительно небольшим вмешательством в схему во время настройки.

В качестве примера на рис. 4.16 показан спектр балансного усилительного каскада на транзисторах 3П976В-5 (см. гл. 2). При рабочей частоте $F_{BX} = 6 \Gamma \Gamma \mu$ в усилительном каскаде возникала параметрическая генерация на частоте $F_{\Pi} = \frac{1}{2} F_{BX} = 3 \Gamma \Gamma \mu$. Это приводило к модуляции основного сигнала с появлением дополнительного паразитного сигнала на частоте $F_{BX} + F_{\Pi} = 9 \Gamma \Gamma \mu$.



Рис. 4.16 Спектр усилителя с параметрической неустойчивостью

Анализ топологии каскада показал возможные резонансные контуры на частоте 3 ГГц. Приблизительно вид контуров параметрического резонанса на частоте $\frac{1}{2}$ F_{вх} показан на рисунке 4.17.



Рис. 4.17 Контуры возбуждения параметрических колебаний на половинной входной частоте,

где $C_1...C_4$ = выдуныевносинейныюёммоскивнаненей (овловно)

Для устранения параметрического возбуждения необходимо отстроить с потенциально опасных частот данные контуры. При этом необходимо, чтобы фазировка сигнала в плечах делителя на рабочих частотах не изменилась, и схема не потеряла своей расчётной выходной мощности. Установка дополнительных элементов – перемычек в схему как на рис. 4.18 позволяет сократить электрические длины контуров и, таким образом, устранить низкочастотный резонанс.



Рис. 4.18 Установка перемычек L₈, L₉, L₁₀ (условно) расстраивает низкочастотные контуры возбуждения параметрических колебаний и не нарушает фазового соотношения – разницу на 90° – в рабочей полосе частот

Установка перемычек 1, 2, 3 (рис. 4.19), разрушает резонансный контур на частоте ≈ 3 ГГц. Положение перемычки 2 подбирается непосредственно на стенде во время настройки. Если подобрать положение перемычки без существенных потерь итоговой мощности не удаётся, значит надо устанавливать длинную перемычку-мостик (L₉ на рис. 4.18).



Рис. 4.19 Разрушение резонансных контуров на частоте $\approx 3 \ \Gamma \Gamma \mu$

4.4 Заключение

В главе описаны основные виды нестабильности усилителя, связанные с системой питания и смещения, с прохождением сигнала по ВЧ тракту с высоким общим усилением, с нестабильностью внутри отдельно взятого каскада. Показаны признаки проявления этих нестабильностей и пути преодоления конструктивных недостатков.

Показан механизм зарождения паразитных колебаний В низкочастотном 1...2 ΓГш избыточным диапазоне, связанный с коэффициентом усиления транзисторов низких частотах на И распространением сигнала с выхода на вход усилителя по цепям питания. Рекомендации по устранению данного вида колебаний зависят от режима работы усилителя – с непрерывным или импульсным питанием. При непрерывном режиме питания помогают дополнительные безиндуктивные ёмкости в критических точках шины питания, обычно на концах шины и около самых больших потребителей тока. При импульсном режиме питания требуется минимизация дополнительных ёмкостей. при ЭТОМ распространение колебаний по цепям питания устраняется секционированием цепочки усиления и запиткой секций от различных источников.

При самовозбуждении в рабочей полосе частот необходимо размещать усилительный тракт в запредельном волноводе или разбивать цепочку на радиогерметичные отсеки с небольшим коэффициентом усиления. Для визуального контроля избыточного усиления с повышенной вероятностью самовозбуждения предложена методика измерения семейства АЧХ усилителя при пониженных значениях входной мощности.

Рассмотрен механизм возникновения самовозбуждений УК, связанный с повышенным коэффициентом обратной передачи транзисторов и механизм возникновения параметрических колебаний, обусловленный нелинейной входной ёмкостью ПТШ. Предложен метод устранения данных видов паразитных колебаний путём введения в схему дополнительных элементов: перемычек, ФНЧ и т.п. для устранения фазовых условий возникновения паразитных колебаний при сохранении фазового соотношения в рабочей полосе частот.

Изложенный материал имеет большое значение в рассматриваемой области техники – СВЧ усилители для передатчиков РЛС со сложными сигналами. Без надёжного решения обозначенных здесь проблем нельзя обеспечить формирование импульса выходной мощности с высокими требованиями к форме и спектру сигнала, и невозможна эффективная регулировка выходной мощности.

5.1 Постановка задачи

При изготовлении усилителя важным этапом является процесс настройки. Во время настройки конкретный экземпляр изделия, содержащий идеализированные расчёты, воплощённые в данную конструкцию В сочетании co случайными (или ошибочными _ систематическими) ОТ заложенных в расчёт данных, путём внесения отклонениями конструкцию некоторых изменений приводят к оптимизации электрических параметров прибора. Таким образом, если до настройки прибор не удовлетворял требования ТЗ, то после настройки он соответствует этим требованиям.

При выпуске приборов в малом количестве (несколько штук), обычно не возникает необходимости корректировать конструкцию прибора, если его удаётся настроить. Как правило, квалификация настройщика таких приборов самая высокая, чаще всего это дело самого разработчика. Корректировке подвергаются конструкции последующих разрабатываемых приборов, используя опыт предыдущей работы.

Несколько иначе обстоит дело при серийном выпуске приборов. Требуется тщательная отработка конструкции, которая позволит персоналу средней квалификации настраивать прибор в приемлемые (минимальные) сроки. Настраивая прибор за прибором, настройщик повторяет одну и ту же работу по изменению топологии в сторону улучшения выходных параметров. От образца к образцу топологии, несколько отличаясь друг от друга, в тоже время содержат общие особенности, которые отражают недостатки, заложенные в конструкцию прибора. Это могут быть принятые допущения в расчётах или погрешности моделей активных элементов, на базе которых построен прибор.

Поскольку речь идёт о серийном приборе, возможность реализации которого есть состоявшийся факт, можно поставить две независимые задачи:

– первая: корректировка конструкции прибора с целью минимизации настроечных операций;

– вторая: корректировка моделей описания прибора для обеспечения более точных расчётов последующих конструкций.

Подобные задачи стоят и перед другими авторами. Примеры этого в конструкциях, где возможности ручной настройки очень сильно ограничены, приведены в работах [35, 36].

Обе задачи требуют получения достоверных, статистически выверенных данных о реальной конструкции прибора.

Для получения этих данных автором на базе графического редактора AutoCAD была разработана программа статистической обработки фотографий настроенных приборов [37].

5.2 Описание алгоритма обработки данных

5.2.1 Компьютерное описание конструкции прибора

Вся конструкция транзисторного усилителя (в дальнейшем – прибора) виде компьютерной Для описания должна быть задана В модели. геометрических свойств конструкции можно использовать различные графические программы. Одна из самых доступных и мощных программ -AutoCAD (АК). Использование АК позволяет не только отобразить геометрию объекта, но и производить необходимые вычислительные операции с объектами. При этом можно использовать несколько языков программирования на выбор: LISP, Visual Basic for Application (VBA), С и т.д.

Для примера возьмём конструкцию трёхкаскадного усилителя мощности в 3-х см диапазоне длин волн, изображённую на рис. 5.1.



Рис. 5.1 Графическое представление рассматриваемого усилителя в АК

Отдельные конструктивные элементы прибора: платы, транзисторы и т.д. описаны независимо друг от друга. Подобное описание в АК имеет название блок. При необходимости изображение блока может быть вставлено в другой блок для формирования изображения более сложной конструкции. Подобный элемент называется ссылкой блока, или вставкой. При этом точку

вставки, масштабные коэффициенты и угол поворота можно произвольно менять для вставки. Это влияет на отображение, но не изменяет сам блок. Вставок может быть сколько угодно.

Блок с изображением усилителя (рис.5.1) содержит 6 вставок блоков микрополосковых плат, представленных на рис. 5.2...5.6, и 6 вставок блоков –транзисторов (рис. 5.7 и 5.8).



Рис. 5.2 Вентили 409in, 409out



Рис. 5.3 Плата 401



Рис. 5.4 Плата 406



Рис. 5.5 Плата 407



Рис. 5.6 Плата 402



Рис. 5.7 Транзистор «Парад» на кристаллодержателе – 4шт.



Рис. 5.8 Транзистор «Парад-Д» на кристаллодержателе – 2шт.

Рассмотрим подробнее строение отдельного блока, например 401, представленного на рис. 5.3 и 5.9.





Он состоит из трёх групп геометрических элементов – слоёв. Каждый слой сопоставлен с определёнными объектами:

- керамической подложкой,
- резистивным слоем,
- металлизацией платы.

Компьютерное описание конструкции производится несколькими типами геометрических элементов, самые употребляемые из которых – полилиния и окружность. Полилиния – это расположенная на плоскости последовательность точек – вершин, соединённая дугами или отрезками, см. рис. 5.10...5.12.



Рис. 5.10 Поликоровая подложка платы 401 – описана полилинией с четырьмя вершинами



Рис. 5.11 Резистивный слой платы 401 – три полилинии



Рис. 5.12 Микрополосковый слой платы 401 – десять полилиний и две окружности

Таким образом, представлена исходная идеализированная модель усилителя на рис. 5.1.

5.2.2 Изображение реальной конструкции прибора

Для работы необходимо ввести изображение реальной конструкции усилителя в компьютер. Оно может быть получено путём фотографирования реального прибора цифровым фотоаппаратом. Есть, однако, большой недостаток у фотографии – это сферическая аберрация снимка. Идеальный квадрат, снятый фотоаппаратом по центру и перпендикулярно его плоскости, на фотографии превращается в «подушку». Эту проблему можно пытаться решить путём пересчёта фотографии по специальному алгоритму. Пользуясь особенностью конструкции данного прибора, а именно тем, что поверхность прибора и плоскость расположения микрополосковых плат параллельны и глубина их размещения, как правило, невелика – 4...8 мм, можно получить изображение прибора путём сканирования на планшетном сканере. Устройство сканера исключает сферические искажения изображения. Небольшая разница в масштабе по горизонтали и вертикали легко устраняется при дальнейшей работе с изображением. Большой недостаток сканера – это малая глубина резкости его оптической системы. Сканер рассчитан на сканирование изображений, расположенных на его прозрачной поверхности. При удалении от поверхности изображение размывается. Таким образом, прибор с глубоким размещением плат не сможет быть отсканирован с удовлетворительным качеством. На рисунке 5.13 приведено изображение усилителя, полученное с помощью сканера «Mustek Paragon A3 pro» с разрешением 600 точек на дюйм. При таком разрешении элемент изображения имеет размер около 0,05 мм. Этой точности достаточно для данной работы.



Рис. 5.13 Изображение усилителя в масштабе 2:1

Реальная модель отличается от идеальной (расчётной) по двум причинам. Во-первых, платы и транзисторы в усилителе размещены с некоторой погрешностью, как по месту расположения, так и по углу. Во-

вторых, в результате настройки усилителя на платах появляются дополнительные микрополосковые элементы.

5.2.3 Сопоставление изображения реальной конструкции прибора с идеальной моделью

Основная трудность рассматриваемого сопоставления – привести к сравнению два изображения: модель усилителя (рис. 5.1), представленную в векторной графике, и фотографию (рис. 5.13). В настоящий момент есть программы, которые могут совмещать работу с растровой и векторной графикой. Так, преобразования отсканированного для текста В редактируемый используют программу «Fine Reader». Пакет вид «Corel» позволяет преобразовывать векторную графических программ графику в растровую и обратно. Программа «Raster Desk» позволяет легко оперировать растровым изображением прямо в АК, при условии, что растр монохромный. Мы имеем дело с цветным растровым изображением.

Чтобы не усложнять задачу попытками автоматического распознавания образов, автором разработана вспомогательная программа, работающая в АК, которая позволяет в ручном режиме совместить векторное изображение плат с растровым.

Для работы необходимо выстроить векторные объекты описывающие прибор на фоне растрового изображения конкретного экземпляра и обрисовать подстроечные элементы. Результат работы приведен на рис. 5.14.



Рис. 5.14 Внешний вид подготовленного к статистической обработке образца прибора

5.2.4 Принципы построения алгоритма

Для иллюстрации принципа возьмём схематичное изображение топологии четырёх образцов прибора. Это позволит построить четыре уровня топологической гистограммы: 25%, 50%, 75% и 100%. Исходная информация для работы представлена на рис. 5.15. Здесь показаны четыре блока – изображения 4-х «реальных» приборов, подписанные литерами a, b, c, d. Каждый из блоков имеет своё положение и угол поворота. На каждом блоке расположен «подстроечный» элемент – круг. Расположение круга на всех блоках разное.



Рис. 5.15 Исходная информация

Первый этап построения гистограммы – приведение всех блоков к одинаковым условиям путём поворота и перемещения в одну точку (рис. 5.16, 5.17).



Рис. 5.16 Приведение к сравнимым условиям – поворот



a,b,c,d

Рис. 5.17 Приведение к сравнимым условиям – перемещение

Теперь на рис. 5.17 видно, что все исходные изображения блоков слились в одно, а круги – подстройки распределились на фоне исходного изображения. Видно, что область, которая содержит подстройку на всех платах, является пересечением всех четырёх подстроечных элементов. На рис. 5.17 эта область наиболее тёмная, т.к. её изображение закрыто всеми четырьмя кругами. Пересечение всех подстроечных элементов ∩(a,b,c,d) изображено на рис. 5.18.



 \cap (a,b,c,d)

Рис. 5.18 Пересечение всех объектов – 100%-я топология

Для определения следующего уровня 75% - ной топологии необходимо найти области пересечения всех комбинаций элементов без одного, рис. 5.19. Результат пересечений в группах приведён на рис. 5.20. Объединение этих пересечений $\cup(\cap(a,b,c), \cap(b,c,d), \cap(c,d,a), \cap(d,a,b))$ даёт изображение 75% - ной топологии рис. 5.21.



Рис. 5.19 Подготовленные группы объектов для вычисления 75%-й геометрии



Рис. 5.20 Результат пересечений в группах



 $U(\bigcap(a,b,c),\bigcap(b,c,d),\bigcap(c,d,a),\bigcap(d,a,b))$

Рис. 5.21 75%-я топология

Аналогично путём поиска пересечений групп элементов без двух и затем объединения получается 50% - ная топология. А объединение пересечений без трёх даёт 25% - ную топологию. Все результаты приведены на рис. 5.22.



Рис. 5.22 Результат векторных вычислений топологических гистограмм

Описанный алгоритм опирается на две операции, присущие векторной графике, а именно: пересечение и объединение графических объектов. В случае простых геометрических объектов эти операции не вызывают проблем. Однако эти действия над произвольными и достаточно сложными объектами могут привести к вычислительным ошибкам и могут не завершиться успешно.

Большой недостаток векторных вычислений также в очень быстро растущем объёме вычислений при увеличении количества образцов, взятых для анализа, поскольку количество групп для вычисления пересечений равно числу сочетаний из полного количества образцов по количеству, соответствующему интересующему уровню. Так, в рассмотренном примере из четырёх образцов 50% - ный уровень потребовал расчёта шести пересечений $C_4^2 = 6$. Имея двадцать образцов, $C_{20}^{10} = 6,7E10$. Сорок образцов – $C_{40}^{20} = 1,7E28$.

Преодолеть эту проблему можно на основе растровой графики. Для этого, после приведения блоков к стандартным условиям необходимо провести операцию растеризации подстроечных элементов. После

получаются таблицы, растеризации В которых В местах. занятых подстроечными элементами, расположены единицы, a на остальных позициях – нули. Графическое представление этих таблиц для нашего представлено на рис. 5.23. Теперь очень примера легко составить результирующую таблицу, которая будет представлять сумму по всем образцам.



Рис. 5.23 Растеризация изображения

Остаётся только провести операцию, обратную растеризации – векторизацию, при которой искомые процентные уровни из таблицы будут переведены в визуально наглядный и удобный для дальнейшего использования векторный формат графики – рис. 5.24.



Рис. 5.24 Результат растровых вычислений топологических гистограмм.

Сравнение результатов, полученных с помощью векторных (рис. 5.22) и растровых (рис. 5.24) вычислений, выглядит не в пользу последних. Растровые расчёты выглядят довольно грубо и схематично. Можно улучшить точность передачи изображения путём уменьшения элементарной ячейки растра. Но этот путь приводит к увеличению времени счёта в квадратичной зависимости от величины шага дискретизации: в два раза уменьшили шаг разбиения – в четыре раза увеличили объём расчётов.

Опыт построения программы и сравнение работы этих алгоритмов привели к однозначному предпочтению растровых вычислений.

5.2.5 Программа статистической обработки

Детальное описание процедуры подготовки данных и программы расчёта приведено в приложении Б, здесь отражены только основные моменты.

После того, как исходная информация подготовлена, т.е. все загруженные изображения образцов приборов сопоставлены с векторными – идеальными изображениями, как на рис. 5.14, можно приступить непосредственно к статистической обработке данных.

Диалоговое окно программы (рис. 5.25) позволяет просмотреть список подготовленных образцов и выбрать конкретный блок для расчётов топологических диаграмм.

Обработка подготовленных данных	×	Обработка подготовл	енных данных
Образцы Блоки	1	Образцы Блоки	
Имя блока		Обновить	
 ✓ 01272231 ✓ 01272230 ✓ 01272227 ✓ 01272225 ✓ 01272223 ✓ 01272222 ✓ 01271221 ✓ 01271221 ✓ 01271220 ✓ 01271219 		Имя блока 402 407 406 401 506in 409out Парад Парад 506out	Количество 43 43 43 43 43 43 19 27 180 90 18
 ✓ 012/1218 ✓ 01271212 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271201 ✓ 01271197 ✓ 01271196 ✓ 01271195 		409in Растровая обрабо Запуск DX: 0,0 DY: 0,0 Стоп DZ: 0,2	26 ^{ТК} Обновить шкалу Обновить шкалу Создать стат. блок 2



а) список подготовленных образцов,

б) управление расчётом

Для удобства визуализации результатов расчётов создаётся блок «Шкала» рис. 5.26, который позволяет визуально сопоставить цвета с соответствующими им процентными уровнями.



Рис. 5.26 Шкала уровней гистограммы

Во время работы программы происходит просмотр всех объектов, входящих в образец. Подстроечные элементы – полилинии, геометрически входящие во взаимодействие с интересуемой платой, копируются в блок для расчётов, переносятся и поворачиваются аналогично плате и обрезаются по габаритам платы. Процесс иллюстрируется рисунком 5.27.

После повторения операции для каждого образца образуется некоторое количество объектов с информацией о подстроечных элементах, размещённых на рассматриваемой плате.

Создаётся растровая таблица – двумерный массив с числом элементов, зависящим от габаритов платы. Так для платы «406» с габаритами 24х12 и параметрами DX=0,1, DY=0,1 количество элементов будет 240х120=28800. При создании массива все элементы таблицы содержат нули. Далее производится подсчёт количества подстроечных элементов, приходящихся на место каждой ячейки.

После окончания подсчётов формируются топологические срезы соответствующие десяти уровням гистограммы и таблица преобразуется в геометрические объекты для визуализации и последующей обработки.





- б) выделение необходимых объектов,
- в) перемещение, поворот, преобразование в регион и обрезка по габаритам платы

5.3 Полученные результаты

Результат расчётов топологических гистограмм 43 образцов приведён на рис. 5.28 и 5.29.



Рис. 5.28 Топологическая гистограмма усилителя



Рис. 5.29 Топология усилителя с 50% - ным уровнем подстроечных элементов

После тщательного изучения полученных результатов, представленных на рис. 5.28 и 5.29, топология усилительных каскадов была

откорректирована. Результаты доработки оказались очень хорошими. На рис. 5.30 представлены для сравнения амплитудно-частотные характеристики двух приборов первоначальной и откорректированной конструкции. Видно, что уровень мощности ненастроенного прибора почти соответствует необходимому минимальному уровню. Это почти на 3дБ лучше, чем у первоначальной конструкции.

Разница АЧХ приборов с первоначальной и откорректированной топологией после настройки незначительна. Это понятно, поскольку энергетически это тот же самый прибор, что и раньше, те же три каскада усиления и те же транзисторы.



Рис. 5.30 АЧХ приборов первоначальной конструкции и откорректированной, до настройки и после. Зелёным цветом выделена область требуемой выходной мощности и рабочих частот

Огромный выигрыш получился во времени, затрачиваемом на настройку прибора. Первоначальная конструкция требовала около четырёх часов работы. Теперь основные параметры прибора стали получаться за 15 – 20 минут. Топологические гистограммы новой конструкции усилителя представлены на рисунках 5.31 и 5.32.



Рис. 5.31 Топологическая гистограмма усилителя с новой топологией



Рис. 5.32 Топология новой конструкции усилителя с 50% - ным уровнем подстроечных элементов

Столь большие успехи, полученные в результате корректировки топологии, скептически можно объяснить тем, что первоначальный расчёт был очень далёк от идеального. Это, безусловно, так. Но для проведения "идеальных" расчётов на тот момент не было всех необходимых данных. Электрические параметры модели транзисторов недостаточно точны, а самое главное – это особенности данной конструкции. Усилитель выполнен по

гибридно-интегральной технологии. здесь Транзисторы не самосогласованные, т.е. цепи согласования вынесены на отдельные платы, и при ЭТОМ огромную роль играет плохо контролируемый И плохо моделируемый переход между платами и транзисторами. Этот переход не может быть очень малым по технологическим причинам, его трудно учесть в расчётах.

Таким образом, с помощью разработанной методики корректировки топологии, было преодолено существенное затруднение на пути улучшения конструкции прибора и в несколько раз сокращено время его настройки при серийном производстве.

Следует отметить важную особенность. одну В результате корректировки улучшились характеристики первых двух каскадов гораздо в большей степени, нежели у третьего – выходного каскада. Это можно увидеть, сравнивая гистограммы. Количественно это соотношение примерно такое: на первой, второй и третьей плате усилителя площадь настроек уменьшилась вдвое, а на последней плате – только до уровня 70 % от исходной конструкции. Фактически конструкцию первых двух каскадов, которые работают в линейном режиме можно довести до уровня, когда подстройка не требуется вовсе. Выходной каскад работает в режиме достаточно глубокого насыщения, более 3 дБ. При этом начинают сильно проявляться индивидуальные особенности транзисторов, что неизбежно приводит к увеличению подстроечных работ.

5.4 Заключение

Предложена и разработана методика статистической обработки фотографий топологий настроенных усилителей, позволяющая:

- выявить систематические отклонения в расчётах топологии, в том числе связанные с невозможностью точного учёта элементов монтажа;
- получить точные данные для расчётов реальных характеристик транзисторов в усилителе, позволяющие корректировать их модели;
- провести оправданную корректировку конструкции без дополнительных расчётов.
- сократить время настройки в несколько раз при серийном производстве.

6 Формирование импульса СВЧ мощности

6.1 Введение

Радиолокация основана на передаче зондирующего радио импульса, а затем, приёме и обработке отражённого от объектов сигнала. Плохо сформированный зондирующий импульс не позволит получить необходимую для дальнейшей обработки информацию.

Длительность импульса может меняться в очень широких пределах. При этом на первый план выходят разные процессы: быстрые электронные процессы в кристаллических структурах активных элементов; переходные процессы в системе питания или достаточно медленные тепловые явления.

В разных системах предъявляют и несколько отличные требования к параметрам импульса. Может оказаться, что иногда выгодно иметь усилитель в непрерывном режиме питания и формировать временные характеристики выходного импульса мощности за счёт входного импульса. Но чаще используют усилитель с непрерывной входной мощностью, а выходной импульс формируют импульсом питания транзисторов. Оба способа имеют свои достоинства и недостатки, но в любом случае получение хорошей формы СВЧ импульса не гарантировано автоматически, без соблюдения некоторых правил, о которых будет рассказано в данной главе.

6.2 Импульсный режим питания усилителя

6.2.1 Модуляторы

Вольтамперные характеристики ПТШ (рис. 6.1) позволяют создать импульсный режим выходной мощности усилителя при непрерывном входном сигнале двумя способами: модулируя напряжение смещения или напряжение питания транзистора.



Рис. 6.1 Схема питания полевого транзистора и его вольтамперные характеристики

Устанавливая в состоянии покоя (в паузе между импульсами) напряжение смещения ниже напряжения отсечки, мы запираем транзисторы,

и усилитель работает как аттенюатор. При установке некоторого напряжения смещения соответствующего рабочему уровню U_{cM0} через транзисторы течёт ток I_{n0} , усилитель выдаёт мощность (рис. 6.2). Таким образом, модулируя напряжение смещения с небольшим током в этой цепи, можно формировать импульсы выходной мощности с очень хорошими временными характеристиками с фронтами до наносекундного уровня.

Модуляция по цепи смещения обладает и рядом недостатков:

- Повышенное постоянное напряжение сток-затвор в паузе между импульсами снижает надёжность усилителя;

- Затруднительно использовать такую схему в многокаскадных усилителях, поскольку в разных каскадах используются разные транзисторы и требуются разные напряжения смещения и запирания;

- Постоянно присутствующее напряжение на стоке и на затворе транзисторов не обеспечивает глубокое подавление сигнала в паузе.



Рис. 6.2 Модуляция по цепи смещения



Рис. 6.3 Принципиальная схема модулятора напряжения смещения. Выходное напряжение в импульсе минус 3 В, в паузе – минус 7 В. Длительность фронта и спада импульсов 5...10 нс Другой способ основан на применении какого-либо ключа в цепи питания усилителя (рис. 6.4).



Рис. 6.4 Модуляция ключом по цепи питания.

При размыкании ключа напряжение и ток питания стоков транзисторов обнуляются, усилитель выключается. Во время импульса напряжение и ток питания подаются на транзисторы, усилитель работает. Такая схема хороша тем, что в паузе между импульсами напряжение на стоки транзисторов не подаётся. Это положительно сказывается на надёжности усилителя. Однако при больших токах питания время включения и выключения импульса может быть достаточно большим.

Оба эти способа модуляции обычно связаны с применением низкочастотного стабилизатора питания с большой накопительной ёмкостью на выходе. При этом форма импульса выходной мощности может сильно зависеть от импульсного режима – длительности импульса и скважности.

Для пояснения процессов рассмотрим осциллограммы напряжений в точках 1 и 2 рис. 6.4 изображённые на рисунках 6.5 и 6.6.

Включение ключа в схеме рис. 6.4 или установка затворного напряжения на уровень рабочей точки в схеме рис. 6.3 вызывает потребление тока в цепи питания усилителя. Напряжение питания начинает выходить на новый, более низкий уровень (рис. 6.5) в зависимости от величины тока питания и накопительной ёмкости. Так на накопительной ёмкости 100 мкФ при токе потребления 1 А за время 10 мкс напряжение просядет на 0,1 В.

Если время реакции стабилизатора напряжения – t_1 больше длительности импульса, то по окончании импульса напряжение питания восстановится до исходного уровня $U_{\Pi 0}$ за некоторое время – t_2 .

Подбором параметров стабилизатора, в первую очередь величины ёмкости, можно при фиксированной длительности импульса и большой скважности добиться минимального падения напряжения питания во время импульса.



Рис. 6.5 Осциллограммы питающего напряжения и форма импульса при коротком импульсе – ёмкостная стабилизация полочки импульса

При увеличении длительности импульса происходят более сложные процессы (рис. 6.6). Через некоторое время t_1 стабилизатор напряжения начинает реагировать на пониженное выходное напряжение и уменьшает своё внутреннее сопротивление. Происходит выход на новый стабильный уровень напряжения полочки импульса за время t_2 . По окончании импульса потребление тока усилителем прекращается, и большой ток стабилизатора быстро заряжает выходные ёмкости до уровня выше, чем напряжение покоя – U_{n0} . Поскольку усилитель в паузе не потребляет ток, происходит медленное восстановление за время $t_{восст}$ напряжения питания до уровня покоя. Далее, в состоянии покоя система ждёт прихода следующего импульса, процесс повторяется (рис. 6.7.а).



Рис. 6.6 Осциллограммы питающего напряжения и форма импульса при длинном импульсе – начало импульса до t₁ – ёмкостная стабилизация, затем активная стабилизация

Неприятные эффекты возникают тогда, когда требуется в широких пределах менять длительность импульса и скважность. При установлении периода между импульсами недостаточного для восстановления напряжения

покоя стабилизатора (рис. 6.7.б), следующий импульс вызовет смещение среднего уровня напряжения питания относительно напряжения покоя. Это смещение среднего уровня вверх вызовет реакцию стабилизатора на понижение выходного напряжения. Возникают колебания среднего уровня напряжения питания. Период и амплитуда этих колебаний зависят от импульсного режима усилителя и частотных свойств стабилизатора. При этом форма импульса мощности меняется в зависимости от того, в какую фазу колебания среднего уровня попадает импульс – рис. 6.7.в.

Можно попасть в режим, когда почти идеальный прямоугольный импульс чередуется с импульсом с очень большим скосом.




Таким образом, применение быстродействующей системы модуляции совместно с низкочастотным стабилизатором напряжения питания с большими накопительными ёмкостями оказывается невозможным в широком диапазоне изменения длительности импульса и скважности. Можно избежать этого негативного явления. Для этого необходимо уменьшить время установления выходного напряжения стабилизатора до времени, примерно равного длительности фронта/спада импульса, т.е. применить высокочастотный стабилизатор напряжения питания.



Рис. 6.8 Модуляция высокочастотным стробируемым стабилизатором

На рисунке 6.9 приведена схема усилителя постоянного тока, которая использовалась для исследования данного способа модуляции [43]. При включении транзистора VT6 усилитель переходит в активный режим работы устанавливает выходное напряжение, величина которого задаётся И регулировкой опорного напряжения – U_{оп} и подстройкой резистора R7. включения/выключения 15...20 нс. что обеспечивает Время схемы длительность фронтов импульса выходной мощности 10...15 нс. Подобную схему можно использовать для питания усилителя при любых длительностях импульса и скважности, т.к. на выходе схемы нет накопительных ёмкостей и силовые транзисторы усилителя находятся в активном (ненасыщенном) режиме.

Однако, у такой схемы имеется один недостаток. Поскольку это усилитель с обратной связью (с некоторыми частотными свойствами), то паразитные реактивности в схеме могут вызвать возбуждение усилителя. Так данная схема, выполненная на корпусных транзисторах VT1...VT3, имела склонность к самовозбуждению (форма модулирующего импульса приведена на рис. 6.10.а). После изменения конструкции и применения тех же транзисторов в бескорпусном варианте склонность к возбуждению не проявлялась (см. рис. 6.10.б).



Рис. 6.9 Принципиальная схема усилителя низкой частоты импульсного действия



Рис. 6.10 Форма импульса напряжения высокочастотного импульсного стабилизатора: а) с возбуждением; б) без возбуждения

Хотелось бы иметь схему модулятора, которая обладала бы минимальной длительностью фронта и спада импульса и обладала безинерционной стабилизацией напряжения во время импульса. Вариант такой схемы был разработан и представлен на рисунке 6.11. Здесь формирование предельно возможных временных характеристик импульса обеспечивается ключом на полевом транзисторе, а стабилизация полочки импульса обеспечивается эмиттерным повторителем на n-p-n транзисторе.



Рис. 6.11 Оптимальная схема построения модулятора для работы в широком диапазоне длительностей импульсов и скважности

Внешний вид модулятора приведён на рис. 6.10. Часть схемы с бескорпусными транзисторами и стабилитронами размещена на поликоровой плате размером 30х24 мм, припаянной к основанию из МД-50. Часть элементов расположена на печатной плате 27х30 мм. Модулятор вырабатывает для СВЧ усилителя непрерывное напряжение смещения минус 4 В (ток меньше 0,1 А) и импульсное напряжение питания 6 В при токе потребления около 6 А. Предусмотрено отключение питающего импульса в случае отсутствия напряжения смещения.

Эмиттерный повторитель мощном транзисторе 2T908A-5 на стабилизацию Ключ обеспечивает полочки импульса. на полевом транзисторе IRLR3103 обеспечивает подключение нагрузки. Ключом управляет драйвер ТС4420. Применение драйвера для управления ключом позволяет резко упростить схему модулятора, повысить надёжность конструкции и уменьшить влияние температуры на запаздывание фронта и Длительность фронта 50 нс, спада 30 нс. спада импульса. Задержка включения/выключения около 100 нс.

Важным моментом конструкции является отсутствие ёмкостей между эмиттерным повторителем и ключом (точка 3 на рис. 6.11). Индуктивность соединения также пришлось уменьшать с помощью мостика из широкой медной фольги.

Выбранное решение позволяет формировать схемное импульс напряжения длительностью от 50...100 нс вплоть до непрерывного режима пределах 1%, при изменении выходного напряжения В используя минимальные накопительные ёмкости, поскольку требуется стабилизация напряжения только на базе транзистора 2Т908А-5 (точка 2 рис. 6.9).



Рис. 6.12 Конструкция модулятора

Наименование параметра, единица измерения	Значение
Входное напряжение питания, В	12
Выходное напряжение питания, В	5 8
Ток питания, А	7
Длительность импульса, мкс	0,05 1000
Скважность	5 6400
Длительность фронта (спада) импульса	50 (30)
напряжения питания, нс	
Скос полочки импульса напряжения питания, %	1
Задержка включения/выключения, нс	100
Входное напряжение смещения, В	минус 9
Выходное напряжение смещения, В	минус 4
Ток смещения, А	0,1

6.2.2 Форма огибающей СВЧ импульса мощности

Кроме формы питающего импульса напряжения, на форму импульса мощности оказывают влияние и другие процессы. Разные процессы у разных транзисторов имеют свои характерные временные характеристики. Наиболее длительные процессы связаны с разогревом кристалла. При этом играет роль толщина кристалла, способ монтажа и материал основания. Так кристалл транзистора толщиной 100 мкм с прямым монтажом имеет тепловую постоянную времени ≈ 170 мкс, а толщиной 25 мкм – 10 мкс [3 с. 177].

Для сравнения рассмотрим поведение в импульсном режиме питания двух типов транзисторов: «Пират-40» («Исток») и FLM0910-8F («Fujitsu», Япония). Исследования проводились в рамках ОКР, целью которой было создание усилителя в 3-х см диапазоне длин волн. Выходная мощность более 6-и Вт. Чрезвычайно широкий диапазон длительностей импульса от 50 нс до 820 мкс и скважности от 4,5 до 6400. При этом скос импульса должен быть не более 8 %.

Большой проблемой было сформировать импульс питающего напряжения усилителя с требуемыми параметрами. Эта задача была решена с помощью модулятора, описанного в предыдущем разделе (рис. 6.11, 6.12). После решения проблемы модулятора на первый план вышло поведение СВЧ транзисторов в импульсном режиме питания. На рис. 6.13 приведены осциллограммы импульсов выходной мощности усилителей с выходным каскадом на 4-х кристаллах «Пират-40» – рис. 6.13.а и с выходным каскадом на транзисторе FLM0910-8F – рис. 6.13.б.

Как видно, в первом случае падение выходной мощности не прекращается даже при длительности импульса 800 мкс. Такое поведение усилителя объясняется разогревом кристалла транзистора и основания, на которое напаяны кристаллы. Толщина кристалла «Пират-40» 100 мкм. Основание выполнено из МД-50. Ни толщина кристалла, ни материал основания не являются оптимальными для построения усилителя с предельными мощностными характеристиками. Скос импульса в 12 % не удовлетворял требования ТЗ.



Рис. 6.13 Форма импульса СВЧ мощности усилителя. а) выходной каскад 4хПират-40; б) выходной каскад FLM0910-8F

Усилитель с выходным каскадом на транзисторе FLM0910-8F показал хорошие результаты. FLM0910-8F – это самосогласованный восьмиваттный транзистор с напряжением питания 10 В и током стока 2,2 А. Толщина кристалла 25 мкм. Из осциллограммы видно, что падение мощности,

связанное с прогревом, в основном, заканчивается в пределах 100 мкс. Далее мощность практически не изменяется.

Усилитель с выходным транзистором FLM0910-8F выявил неудовлетворительную форму СВЧ импульса мощности при длительности импульса 800 нс. Причём, здесь наблюдалось большое разнообразие форм импульса как от образца к образцу транзисторов, так и при разных температурах, частотах и входных мощностях. Изменение формы импульса в зависимости от входной мощности представлено на рис 6.14.

Изменение выходной мощности с шагом в 1дБ обеспечивалось изменением входной мощности. Для наглядности осциллограммы несколько смещены друг относительно друга. Таким образом, кривые близкие к кривой а) соответствуют насыщенному режиму работы транзистора, кривые близкие к кривой б) соответствуют линейному режиму работы.

Падение мощности в линейном режиме (кривая б рис. 6.14) объясняется падением коэффициента усиления транзисторов при разогреве. Природа выброса на полочке импульса (кривая а рис. 6.14) при большой входной мощности и номинальном режиме питания неясна.



Рис. 6.14 Изменение формы СВЧ импульса в зависимости от входной мощности с шагом 1 дБ, выходной каскад с транзистором FLM0910-8F. а) Рвых = Рвых.макс.

б) Рвых = - 12дБ от Рвых.макс.

Изменение формы импульса в зависимости от частоты и температуры изображено на рис. 6.15.



Рис. 6.15 Изменение формы СВЧ импульса в зависимости от частоты и от температуры корпуса усилителя. Выходной каскад с транзистором FLM0910-8F

Подобное разнообразие форм импульса в зависимости от разных условий сразу отсекло попытки исправить форму СВЧ импульса формой модулирующего импульса. Однако при исследовании влияния величины импульса, питающего напряжения, на форму выходного СВЧ импульса обнаружилось, что при пониженных напряжениях все проблемы с формой СВЧ импульса существенно упрощаются. Это проиллюстрировано на рис. 6.16.





Рис. 6.16 Изменение формы СВЧ импульса в зависимости от величины напряжения питающего импульса

Видно, что наилучшие результаты даёт транзистор FLM0910-8F при напряжении питания 6 В. При этом, во всех режимах скос полочки лежит в пределах 5%. Выходная мощность транзистора в данном случае равна 4,1 Вт. Для получения требуемой мощности усилителя необходимо сложение двух транзисторов. Можно выполнить выходной каскад усилителя и на 8-ми кристаллах «Пират-40» с напряжением питания несколько ниже 6 В, при этом скос импульса будет около 6 %.

Отдельно стоит упомянуть вызываемые искажения импульса, параметрической неустойчивостью усилителя. Примерный ВИД осциллограммы импульса с подобными искажениями приведён на рис. 6.17. Поскольку параметрическое возбуждение обычно нестабильно, то момент возникновения его от импульса к импульсу несколько меняется. Это приводит к «смазыванию» ступеньки при выводе импульсов на экран. Может быть излом полочки импульса как вниз, так и вверх. Метод борьбы с параметрической неустойчивостью обсуждался ранее в разделе 4.4.3.



Рис. 6.17 Форма импульса выходной мощности при возникновении параметрической генерации

6.3 Непрерывный режим питания усилителя

Обычно с переводом в непрерывный режим питания усилителя связывают надежды на получение идеального выходного импульса. При этом временные параметры СВЧ импульса задаются низкомощными цепями, формирующими входной сигнал, и они могут иметь предельно высокие характеристики. Прогретое состояние транзисторов обеспечивает стабильность амплитудных и фазовых свойств на протяжении всего импульса.

Однако это не совсем так. Большой входной сигнал может менять (и почти всегда меняет) рабочую точку транзистора, т.е. меняется ток, потребляемый транзистором, а, следовательно, и напряжение стока. Это приводит к изменению выходной мощности во время импульса. Могут проявиться особенности поведения усилителя, как на рис. 6.5. Надо внимательно выставлять такую рабочую точку транзисторов, которая не изменялась бы при отключении и включении входного сигнала. Это не всегда возможно, но действия в подобном направлении обязательно улучшают форму выходного импульса.

Тепловой режим несколько меняется, т.к. в паузе вся подводимая мощность переходит в нагрев структуры транзистора, а в импульсе разница между выходной и входной мощностью отводится от кристалла, и это существенно уменьшает его температуру. Вслед за уменьшением температуры увеличится коэффициент усиления и выходная мощность усилителя. Выбор правильной рабочей точки и в этом случае улучшает ситуацию. С учётом двух вышеназванных причин оптимальный режим работы усилителя будет А – АВ.

Если были проблемы с параметрическим возбуждением усилителя, они не пропадают при переводе усилителя в непрерывный режим питания.

Таким образом, непрерывный режим питания усилителя не обнаруживает каких-то особых новых механизмов искажений импульса. Надо внимательно рассмотреть поведение усилителя в разных импульсных режимах, выявить причины возникновения искажений и устранить их.

6.4 Заключение

В данной главе описаны основные факторы, влияющие на форму огибающей выходного СВЧ импульса мощности усилителя на ПТШ в непрерывном и импульсном режиме питания. А именно:

- разогрев структуры кристалла транзистора при подаче импульса питания приводит к падению мощности и усиления с характерным временем процесса в зависимости от тепловой постоянной времени, величина которой зависит от конструкции кристалла транзистора и материала основания. Это относительно медленные процессы с временами от нескольких десятков до нескольких сотен микросекунд;

- выброс на полочке импульса при подаче большой входной мощности и номинального (достаточно высокого) питающего напряжения (для транзистора FLM0910-8F) с временем порядка 200нс;

- параметрическая нестабильность усилителя.

В зависимости от требований к форме импульса можно применять различные способы построения усилителя и модулятора. Наилучшие характеристики формы импульса получаются при пониженном напряжении питания транзисторов и при большой входной мощности (режим ограничения выходной мощности).

Проведён анализ различных схем модуляции усилителя на ПТШ и предложена оптимальная схема модулятора напряжения питания с работой в широком диапазоне длительности импульса от 50 нс до непрерывного режима, при изменении выходного напряжения в пределах 1%.

7 Регулировка выходной мощности

7.1 Введение

В зависимости от назначения усилителя часто требуется регулировка выходной мощности. Можно использовать несколько способов регулировки, в т. ч. регулировка за счёт pin-аттенюатора и за счёт напряжения питания, каждый из которых обладает своими достоинствами и недостатками. При этом pin-аттенюатор может устанавливаться как в промежуточных каскадах усилителя (см. рис. 7.1) так и на его выходе (см. рис. 1.3).

7.2 Регулировка аттенюатором на pin-диодах

Аттенюатор на pin-диодах широко применяется в схеме регулировки (рис. 7.1). При установке аттенюатора в промежуточном каскаде регулируется, в первую очередь, коэффициент усиления, а не выходная мощность усилителя. Это проиллюстрировано на рис. 7.2.



Рис. 7.1 Структурная схема усилителя с регулировкой усиления p-i-n аттенюатором



Рис. 7.2 Амплитудная и регулировочная характеристики усилителя с регулировкой усиления p-i-n аттенюатором

Заметное изменение выходной мощности в усилителе с такой структурной схемой начинается только после вывода всей усилительной цепочки из режима насыщения, начиная с некоторого тока регулировки I_{атт.1} до I_{атт.max}. Недостаток схемы – усилитель переводится в линейный режим и

имеет повышенную чувствительность к воздействию дестабилизирующих Температурное изменение усиления (весьма большое факторов. В дополнительно усилителе) многокаскадном должно учитываться при управлении таким усилителем. Глубина регулировки может быть достаточно большой. Не возникает проблем с перегрузкой ріп-диодов СВЧ мощностью – это достоинство схемы.

Вторая схема регулировки на pin-диодах приведена на puc. 7.3. Здесь аттенюатор установлен на выходе усилителя. Усилительная цепочка может работать в насыщенном режиме, это обеспечивает хорошую температурную стабильность усилителя. Весь диапазон регулировки аттенюатора работает на изменение выходной мощности (рис. 7.4)[42, 43].



Рис. 7.3 Структурная схема усилителя с регулировкой выходной мощности p-i-n аттенюатором



Рис. 7.4 Амплитудная и регулировочная характеристики усилителя с регулировкой выходной мощности p-i-n аттенюатором

При прохождении импульса СВЧ мощности по усилителю с такой структурной схемой наблюдается изменение формы импульса при различной глубине регулировки. Осциллограммы приведены на рис. 7.5. Максимальное изменение формы соответствует значениям регулировки около 5 дБ и составляет примерно 7% от исходного значения. Очевидно, это соответствует режиму аттенюатора с максимальным тепловыделением диодов.



Рис. 7.5 Форма импульса выходной мощности при изменении уровня подавления (K_{per}) p-i-n аттенюатора на диодах 2А553А-3. Выходная мощность около 250 мВт при $K_{per} = 0$ дБ

Недостатки подобной схемы – 1) ограничение выходной мощности усилителя допустимым предельным уровнем рассеиваемой мощности pinдиодов, 2) исходные потери, вносимые аттенюатором, дополнительно уменьшают выходную мощность усилителя.

7.3 Регулировка напряжением питания выходных каскадов

Только что отмеченные недостатки регулировки аттенюатором на pinдиодах можно устранить, регулируя выходную мощность напряжением питания выходного каскада усилителя, как на рис. 7.6. Схематично характеристики подобной схемы приведены на рис. 7.7.



Рис. 7.6 Структурная схема усилителя с регулировкой выходной мощности напряжением питания



Рис. 7.7 Амплитудная и регулировочная характеристики усилителя с регулировкой выходной мощности напряжением питания

Усилительный каскад на ПТШ с регулируемым напряжением питания - это существенно более сложный объект, чем аттенюатор на pin-диодах. СВЧ характеристики pin-диода достаточной степенью с точности представляются резистором с изменяющейся величиной сопротивления в зависимости от проходящего через него постоянного тока. Схема на pinдиодах ведёт себя как линейный резистивный аттенюатор. Усилитель на полевом транзисторе при уменьшении подводимого напряжения питания работает как усилитель-ограничитель, т.е. резко нелинейный элемент. Также изменяются крутизна ВАХ и ёмкость затвор-сток. Это деформирует АЧХ усилительного каскада при разных уровнях питающего напряжения (рис. 7.8).[39,44,45]

Но это не всё. Характеристики усиления каскада зависят от уровня входной мощности. Расчётные характеристики коэффициента усиления и выходной мощности в зависимости от напряжения питания при разном уровне входной мощности приведены на рисунках 7.9 и 7.10. Видно, что эти характеристики существенно нелинейные. Наибольшую плавность имеет характеристика при максимальной входной мощности. Эту особенность легко пояснить графически на плоскости ВАХ транзистора (см. рис. 7.11).



Рис. 7.8 Расчётные АЧХ усилителя (рис. 2.18.б) при входной мощности 30 дБм и различных напряжениях питания



Рис. 7.9 Расчётные зависимости коэффициента усиления усилителя (рис. 2.18.б) от напряжения питания при различных входных мощностях



Рис. 7.10 Расчётные зависимости выходной мощности усилителя (рис. 2.18.б) от напряжения питания при различных входных мощностях

При большом входном сигнале амплитуда стокового напряжения и тока ограничивается крайними ветвями ВАХ при любом значении питающего напряжения (зелёные отрезки на рисунке 7.11). При малом значении входной мощности изменение питающего напряжения в широких крайних ветвей пределах проходит без какого-либо участия BAX, следовательно, и выходная мощность не регулируется (красные эллипсы на рисунке 7.11).



Рис. 7.11 Перемещение рабочей точки транзистора при постоянном напряжении смещения затвора при изменении напряжения питания U_c и входной мощности. Зелёные отрезки – большой сигнал. Красные эллипсы – малый сигнал

На рисунке 7.12 приведены регулировочные характеристики усилителей с разными вариантами регулировки. По характеру кривых *б*, *в*, *г*, ∂ , можно сделать вывод о степени насыщения регулируемых каскадов. Так, кривые δ и ∂ с более плавной регулировкой, свидетельствуют о хорошей степени насыщения регулируемых каскадов. Кривые c и, особенно, dсвидетельствуют о малой степени насыщения. Для установки ослабления выходной мощности с точностью до 0,5 дБ на участке регулировки от 20 до 40 дБ у прибора с характеристикой d требуется устанавливать регулировочное напряжение с точностью до 1 мВ. Это непростая задача, особенно в случае прохождения импульсного сигнала по усилительному тракту.



Рис. 7.12 Регулировочные характеристики усилителей с управлением: а) pin-аттенюатором на выходе,

б) напряжением питания выходного каскада,

в, г, д) напряжением питания двух выходных каскадов

Рассмотрим форму импульса мощности при прохождении сигнала через усилитель с регулировкой выходной мощности напряжением питания транзисторов.

На рисунке 7.13 приведены осциллограммы выходного импульса мощности усилителя с регулировкой напряжением питания одного каскада – сплошная красная линия, и двух выходных каскадов – пунктирная синяя линия. Входной сигнал непрерывный, режим питания импульсный. Это приборы с регулировочными характеристиками *б* и *г* на рис. 7.12.

При регулировке одним каскадом форма импульса практически не меняется, за исключением начального участка импульса длительностью менее 1 мкс. Здесь при уменьшении амплитуды напряжения питающего импульса модулятор выходит на режим более плавно. При регулировке двумя каскадами ситуация существенно хуже. Незначительное падение напряжения питания во время импульса приводит к сильному падению выходной мощности в соответствии с более крутой регулировочной характеристикой.



Рис. 7.13 Форма импульса выходной мощности при различных значениях регулировки (K_{per}) при импульсном режиме питания. Выходная мощность 0,5 Вт при $K_{per} = 0$ дБ.

Сплошная красная линия – регулировка напряжением выходного каскада.

Пунктирная синяя линия – регулировка напряжением двух выходных каскадов

Ещё более драматичную картину можно наблюдать при прохождении импульсного сигнала через усилитель с непрерывным режимом питания (регулировочная характеристика *в* рис. 7.12). Осциллограммы приведены на рисунке 7.14. Огромный выброс в начале импульса обусловлен высокой чувствительностью регулировочной характеристики к изменению напряжения и изменением рабочей точки усилительного каскада под воздействием входного сигнала. Осциллограмма напряжения питания транзистора приведена на рис. 7.15. Видно, что начало и конец СВЧ импульса сопровождаются изменением напряжения питания. Это изменение происходит вследствие изменения рабочей точки транзистора. Нельзя соблюсти оптимальные условия для формирования импульса, подобно рассмотренным в главе 6, при всех значениях регулировки. [39]



Рис. 7.14 Форма импульса выходной мощности при различных значениях регулировки (K_{per}) при непрерывном режиме питания. Регулировка напряжением питания двух выходных каскадов. Выходная мощность 6 Вт при $K_{per} = 0$ дБ



Рис. 7.15 Форма импульса выходной мощности и напряжения питания при глубине регулировки минус 6 дБ

7.4 Заключение

Рассмотренные схемы регулировки выходной мощности усилителей и их особенности позволяют выбрать способ реализации усилителя, наиболее соответствующий техническому заданию. Однако при необходимости обеспечить глубокую (более 10 дБ) регулировку мощного импульсного сигнала нужно осторожно подходить к обязательствам по обеспечению формы импульса.

8 Заключение

Результаты работы.

1 Разработан метод проектирования цепей согласования ПТШ для усилителя мощности сантиметрового диапазона длин волн на основе линейной модели полевого транзистора;

2 Разработан метод формирования структурной схемы усилителя и программное обеспечение, позволяющие формировать оптимальные структурные модели мощных многокаскадных усилителей сантиметрового диапазона длин волн в заданном диапазоне частот и выходных параметров на широкой номенклатуре серийных полевых транзисторов по заданному критерию;

3 Предложен способ подавления самовозбуждения и параметрической неустойчивости балансных усилительных каскадов путём введения в структурную схему усилителя реактивных элементов, создающих фазовый сдвиг на частоте паразитной генерации при сохранении фазовых соотношений в рабочей полосе частот;

4 Разработан метод оптимизации конструкции усилителя путём компьютерной обработки фотографий настроенных приборов и программное обеспечение, позволяющие создавать топологию многокаскадных усилителей мощности сантиметрового диапазона длин волн с учётом технологических разбросов элементов конструкции параметров И транзисторов;

5 Разработана схема модулятора напряжения питания транзистора позволяющая изменять длительность импульса от 50 нс до непрерывного режима при стабильности выходного напряжения не хуже 1 %;

6 Разработаны рекомендации по выбору оптимального способа регулировки выходной мощности усилителя;

7 Разработано более 20 типов твердотельных усилителей работающих в составе современных РЛС важнейших радиоэлектронных систем министерства обороны.

Объём поставок усилителей в 2016 г. составил около 250 модулей на сумму 84 млн. руб.



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ИСТОК» ИМЕНИ А.И.ШОКИНА»

WE Show

Вокзальная ул., д.2а, г.Фрязино, Московская область, Россия, 141190, тел.:+7 (495) 465-86-66; факс:+7 (495) 465-86-86 www.istokmw.ru; E-mail:info@istokmw.ru, ОГРН 1135050007400, ИНН 5050108496

OTPH 113505 ТВЕРЖДАЮ ректор. Д.Т.Н. . Борисов 2017 г. AR DERACTS

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Шипило Евгения Михайловича

Комиссия АО «НПП «Исток» им. Шокина» в составе:

заместителя генерального директора – директора по научной работе Щербакова С.В.,
 -начальника НПК-2 Котова А.С.,

-зам. начальника НПК-2 по научно-исследовательской работе Мелешкевича П.М., -руководителя ПЭБ НПК-2 Даниловой С.Н.,

составила настоящий Акт о том, что методики и рекомендации, разработанные Шипило Е.М. в диссертационной работе на тему «Разработка инженерных методов проектирования и создание гибридно-интегральных транзисторных усилителей мощности сантиметрового диапазона длин волн для передатчиков доплеровских РЛС», представленной на соискание учёной степени кандидата технических наук, широко использовались при разработке гибридноинтегральных усилителей сантиметрового диапазона длин волн.

Под руководством Е.М. Шипило и с его непосредственным участием в качестве главного конструктора ОКР и заместителя главного конструктора ОКР было разработано более 20 типов усилителей, в том числе: M42235, M42236, M45169-1, 2, 3, M421319-1, 2, M421320, M421321-1, 2, M42207M1-1, 2, M42208M1, M45139M, M42218, M421165M1-B, Г, M421165M1-B2, M421237-B, Г, M421379, M421380, M42219, M421385-B, Г, КРПГ.434815.342, КРПГ.434816.107, КРПГ.434816.080, КРПГ.434815.357, КРПГ.434816.050.

Разработанные усилители применяются с современных комплексах радиоэлектронной аппаратуры, в том числе – в системах «С-300 ПМУ»; «С-300В»; «С-400»; «Кредо», "Зоопарк-1М", «ТОР».

Объем выпуска разработанных усилителей за последние 3 года превышает 200шт/год, в течение 2016 г. было выпущено 249 усилителей на сумму 82 702 000 рублей.

В целом, комплекс выполненных Шипило Е.М работ обеспечил решение важной задачи создания твердотельных усилителей мощности для передатчиков доплеровских РЛС.

Заместитель генерального директора директор по научной работе Щербаков С.В. Начальник НПК-2 TOB A.C. Зам. начальника НПК-2 по научно-исследовательской работе Мелешкевича П.М. Руководитель ПЭБ НПК-2 Данилова С.Н.

9 Литература

- 1 G. Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers. Prentice-hall, 1984.
- 2 Robert A. Soares. GaAs MESFET Circuit Design. Artech House, 1988.
- 3 Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ. / Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д. Л. Канделуола. М: Радио и связь, 1988.
- 4 Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2016.
- 5 P. Bouysse, J.M. Nebus, J.M. Coupat, and J.P. Villotte A novel accurate loadpull set-up allowing the characterization of highly mismatched power transistors // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. - Feb. 1994. - Vol. 42. - P. 327-332.
- 6 D. Barataud, F. Blache, A. Mallet, P. Bouysse, J. M. Nebus, J.P. Villotte, J. Obregon, J. Verspecht, and P. Auxemery. Measurements and control of current/voltage waveforms of microwave transistors using an harmonic load-pull system for the optimum design of high efficiency power amplifiers. // IEEE Trans. Instrum. Meas., Aug. 1999.-Vol. 48. P. 835-842.
- 7 David E. Root, Jason Horn, Loren Betts, Chad Gillease, Jan Verspecht. Хпараметры: новый принцип измерений, моделирования и разработки нелинейных ВЧ и СВЧ компонентов. Контрольно-измерительные приборы и системы. 2009-1. с. 20-24.
- 8 M. Sankara Narayana. Approximations Ease Power Amplifier Design. Microwave & RF, 1996, № 9, pp. 102-106.
- 9 А. Н. Каргин, Е. М. Шипило. Компьютерное линейное моделирование транзисторного усилителя мощности. Радиотехника, 2003 г., №2, с. 61-64.
- 10 Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Т.1. / Под ред. Н. Д. Девяткова. М.: Высшая школа, 1970.
- 11 Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1973.
- 12 Curtice, W. R., "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, 1985, p. 1383.
- 13 А. Н. Каргин, Е. М. Шипило. Нелинейное моделирование транзисторного усилителя мощности. Радиотехника, 2006 г., №3, с. 43-46.
- 14 Andrei V. Grebennikov Create Transmission-line Matching Circuits for Power Amplifiers // Microwaves &RF Oct. 2000. P.113-172.
- 15 T. Hirota, M.Muragachi «K-band frequency up-convertors using reduced- size couplers and dividers, // GaAs IC Symp. Digest. 1992. –FL– P.53-56.
- 16 Д. Маккэн, С. Мэон, А. Даделло Создание высокоэффективных усилителей Ка– и Х–диапазонов // Компоненты и технологии. – 2008. –№ 10. – С. 10–14.

- 17 Пчелин В.А. СВЧ усилители мощности на сосредоточенных элементах //Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ.- 2000.- Вып.1. С.5-9.
- 18 Галдецкий А.В., Климова А.В., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Пчелин В.А., Силин Р.А., Чепурных И. П. Моделирование согласующих цепей мощных полевых транзисторов на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью 16-я Международная Крымская конференция "СВЧтехника И телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2006). Севастополь, 11-15 сентября 2006г.: Материалы конференции. Севастополь: "Вебер".- 2006.- С.215-216.
- 19 Галдецкий А.В., Климова А.В., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Пчелин В.А., Силин Р.А., Чепурных И.П. Особенности проектирования согласующих цепей мощных полевых транзисторов на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника.–2006. Вып.2.-С.26 28.
- 20 Галдецкий А.В., Климова А.В., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Пчелин В.А., Силин Р.А., Чепурных И.П. Системы связанных линий на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью и моделирование согласующих цепей мощных полевых транзисторов. // Радиотехника. 2007г. №3. С. 57–58.
- 21 Силин Р.А. Периодические волноводы. Москва: ФАЗИС 2002.- С.436.
- 22 Пчелин В.А., Манченко Л.В. Малыщик В.М. Разработка ВСТ 3см и 2см диапазонов длин волн с Рвых 5Вт // Материалы 14 отраслевого координационного семинара по СВЧ технике, пос. Хахалы Нижегородской обл., 5-8 сентября 2005г. С.74-76.
- 23 Королев А. Н., Климова А. В., Красник В. А., Ляпин Л. В., Малыщик В. Пчелин Трегубов М., Манченко Л. В., B. A., В. Б. Рял внутрисогласованных транзисторов высокой мощности 10, 5, 3, 2 см диапазона длин волн ФГУП НПП «ИСТОК» 16-я Международная конференция "СВЧ-техника телекоммуникационные Крымская И (КрыМиКо'2006). Севастополь, технологии" 11-15 сентября 2006г.: Материалы конференции. Севастополь: "Вебер", 2006., С. 167-168
- 24 Королев А.Н., Климова А.В., Красник В.А., Ляпин Л.В., Малыщик В.М., Манченко Л.В., Пчелин В.А., Трегубов В.Б. Мощные корпусированные внутрисогласованные транзисторы S-, C-, X- и Ки- диапазонов длин волн. // Радиотехника. 2007.- № 3. С. 53 56.
- 25 Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. Москва: Советское радио. 1980.
- 26 Douglas J.H. Maclean Stability Margins in Microwave Amplifiers //IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 1984. Vol. 32. No. 3. P. 237 -242.
- 27 Ramberger, N. Merkle, A symmetry device to speed up circuit simulation and stability tests // International Microwave Symposium Digest. – 2002.- Vol. 2.
 P. 967-970

- 28 L. Samoska, Kun-Jou Lin, H. Wang, S. Weinreb On the stability of millimeterwave power amplifiers // IEEE Microw. Theory Tech. Symposium Digest. -2002. - P.429 – 432.
- 29 Ken Wang, Marty Jones, Steve Nelson A New, Cost-Effective, 4-Gamma Method for Evaluating Multi-Stage Amplifier Stability. //IEEE Microw. Theory Tech. Symposium Digest. 1992. P.829 832.
- 30 У. Люиселл. Связанные и параметрические колебания в электронике. Пер. с англ. В.И. Трифонов, Ю.Л. Хотунцев / Под ред. к.т.н. А.Н. Выставкин. – М.: Иностр. лит. 1963.
- 31 Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин и др.; Под ред. Г.И. Веселова М.: Высш. шк., 1988.
- 32 A. Anakabe, G.M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, L. Lapierre Analysis and elimination of parametric oscillations in monolithic power amplifiers // Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest. 2002. P.829 832.
- 33 T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J. M. Nebus, J. P. Villotte, and R. Qvere A new characterization technique of four hot S – Parameters for the study of nonlinear parametric behaviors of microwave devices // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2003. – PA. - P.1663-1666.
- 34 Tony Gasseling, Denis Barataud, Sebastien Mons, Jean-Michel Nebus, Jean Pierre Villotte, Juan J. Obregon, Senior Member, IEEE, Raymond Quere Hot Small-Signal S-Parameter Measurements of Power Transistors Operating Under Large-Signal Conditions in a Load-Pull Environment for the Study of Nonlinear Parametric Interactions // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. 2004. Vol. 52. No.3.
- 35 Капралова А.А., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Потапова Т.И., Пчелин В.А. Чепурных И.П. Влияние особенностей сборки на характеристики мощных транзисторных усилителей // 21-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2011). Севастополь, 12-16 сентября 2011г: Материалы конференции. Севастополь: "Вебер", 2011, С. 139-140.
- 36 Капралова А.А., Корчагин И.П., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Пчелин В.А., Трегубов В.Б. Коррекция нелинейных моделей мощных полевых транзисторов по их измерениям в тестовой плате // 21-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2011). Севастополь, 12-16 сентября 2011г: Материалы конференции. Севастополь: "Вебер", 2011, С. 261-262.
- 37 Шипило Е. М. Оптимизация транзисторного усилителя путём компьютерной обработки реальной топологии. Радиотехника, 2006 г., №3.
- 38 Шипило Е. М. Модулятор с высокостабильными временными характеристиками импульсов для усилителя на полевых транзисторах. – Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, 2004 г., №1, с. 24-28

- 39 Шипило Е. М. Полупроводниковые усилители мощности для передатчиков доплеровских РЛС и систем радиопротиводействия. Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, 2013 г., № 3(518), с. 65-76.
- 40 Котов А.С., Мелешкевич П.М., Закурдаев А.Д., Востров М.С., Поляков А.В., Хромов А.В., Захаров С.М., Моторин В.П., Полякова В.М., Шипило Е.М., Гришина Е.А., Харабадзе Э.Т., Левашов Н.И. Состояние и перспективы развития малогабаритных бортовых твердотельновакуумных СВЧ комплексированных изделий. Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, 2013 г., № 3 (526). С. 90–110.
- 41 Мякиньков В.Ю., Губарев В.Ф., Рудый Ю.Б., Ковтунов Д.А., Калинин А.С., Футьянов С.И., Рабодзей А.Н., Шипило Е.М. Приемопередающий модуль доплеровского измерителя скорости, угла сноса и высоты для современных самолетов. Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, 2013 г., № 3(518), с. 200-205.
- 42 Каргин А.Н., Шипило Е.М. Модернизация изделия М45139 (типа "Ограда") с целью перехода на современную элементную базу. Научнотехнич. отчёт № 19-9207 по теме 5170, ОКР «Ограда-М». ФГУП НПП «Исток», 2003.
- 43 Каргин А.Н., Михайлов Е.И., Шипило Е.М. Разработка полупроводникового усилителя в 10-см диапазоне длин волн с 10%-полосой рабочих частот и выходной импульсной мощностью не менее 5 Вт. Научно-технич. отчёт № 3-9211. по теме 2260, ОКР «Оплот». ФГУП НПП «Исток», 2003.
- 44 Шипило Е.М., Ерпылёва Е.А., Стерелюкина И.В. Разработка импульсного преобразовательно-усилительного модуля 2-см диапазона с повышенной выходной мощностью 250-500 мВт и расширенной полосой частот. Научно-технич. отчёт № 8-9320. Шифр «Днепр-02». – ФГУП НПП «Исток», 2008 г.
- 45 Котов А.С., Мелешкевич П.М., Закурдаев А.Д., Востров М.С., Поляков А.В., Хромов А.В., Захаров С.М., Моторин В.П., Полякова В.М., Шипило Е.М. и др. Разработка базовых технологий для создания нового поколения мощных вакуумно-твердотельных СВЧ приборов и гибридных малогабаритных СВЧ модулей с улучшенными массогабаритными характеристиками. Научно-технич. отчёт № 6-9331. Шифр «Вакуум-2010». Фрязино. 2009 г.

Приложение А Программа расчёта структурной схемы усилителей

А.1 База данных активных элементов

Программа Excel представляет хорошие возможности для работы с данными среднего уровня сложности и позволяет организовать в одном файле хранение, обработку и представление результатов расчётов. Для простоты однородные данные хранятся на отдельных листах.

Перечень всех доступных элементов с основными параметрами занесён в таблицу на листе «Транзисторы» (рис. А.1). Данные, которые используются в расчётах, выделены зелёным цветом. Остальная информация имеет вспомогательный характер и напечатана на белом фоне.

Excel предоставляет возможность обращаться к отдельным ячейкам и таблицам по имени. На рисунках такие таблицы выделены, и их имена подписаны.

В первой строчке таблицы расположен элемент без названия. Этот элемент используется в тех строчках таблицы баланса мощности, которые описывают элементы с потерями мощности: вентили, аттенюаторы, фильтры. При этом, чтобы при расчётах в таблице не возникало ложных ограничений, значения выходной мощности и теплового сопротивления установлены на заведомо высоком уровне.

Таблица коэффициента усиления транзисторов в полосе 10% на разных частотах приведена на рис. А.2. Следует отметить важный момент в организации хранения информации: активные элементы расположены в строках в полном соответствии с порядком, установленном в таблице основных параметров. В столбцах размещены данные с шагом по частоте 0,5 ГГц.

Таблицы мощности от частоты, от температуры и от напряжения питания приведены на рис. А.3 – А.5. Таблица эффективности сложения мощности от количества транзисторов в каскаде на рис. 3.14.

Таким образом, вся необходимая для расчётов информация размещена на шести листах. При необходимости пополнить базу данных новым элементом нужно вставить новую строку в таблицы между первой и последней строкой. При этом Excel автоматически подправит все ранее сделанные расчётные таблицы и дополнительной правки не потребуется.

			Основные	параме	этры СВ ⁴	191	эмент	OB							
	-	2	e	4	5	9	7	8	ი	10	11	12	13	14	15
٩	Illiadan			Частота	PBX.MAKC,	ky	PE	зых, Вт		Wg	Ток	Ъγд	Цена	Rt	Тп
2	цфиш	пазвание	ОООЗНАЧЕНИЕ ИН	GHz	Вт	멷	МИН	тип	Makc	шш	٨	Вт/мм	py6	°C/BT	ů
-	•	+			100		1000	1000							1000
2	Kypc-TГ-5		KPIIF 757643 001	12,05	0,075	8	0,08	0,15		0,3	0,05	0,50	123	168	175
9	3П612A1-5	Парад-1	Транзисторы	18	0,15	7	0,25	0,25		0,5	0,09	0,50	140	168	175
ი	3П976Г-5	Пират-12-1	KPLII.432152.023	12	0,3	7	0,5	0,6		1,2	0,2	0;50	270	70	160
9	3П976A-5	Пират-22	KPIIL.432152.024	12	0,55	ъ	0,8 0	0,8		2,2	0,275	0,36	140	40	175
12	3П976Д1-5	Пират-24	KPIIF.432153.002	12	0'6	9	~	1,2		2,4	0,35	0,50	400	35	160
13	3П976Д2-5	Пират-24М	KPПГ.432153.004	12	0,6	6	٦	1,2		2,4	0,35	0,50	400	35	160
14	3П976Б-5	Пират-36-1	KPIIL.432152.025	6	0,75	8	1,5	1,5		3,6	0,45	0,42		22	175
16	3П976В-5	Пират-40-1	KPIIL 432152.026	9	0,7	7	1,7	2		4	0,525	0,50	154	22	175
19	3П976E-5	ИмяТранзи	стора <mark>4</mark> 32153.003	9	1,2	9	2	2,4		4,8	0'0	09'0	2000	18	160
25	Принц-2-70	0/-z-hHhdii	<u>ן אריוו 4</u> 32152.044	17,44	0,4	6		2,5			0,7			18	175
26	Принц-4-50	Принц-4-50	KPIIF.432153.014FH	17,44	0,7	5		3,5			0,9			12,6	175
27	Принц-4-70	Принц-4-70	KPПГ.432153.015ГЧ	17,44	0,8	5		5			1,3			6	175
28	Принц-4-105	Принц-4-105	KPIIF.432153.016FH	10	1,2	7		8			1,7			6,5	175
29	Плафон А-5	Плафон	KPПГ.432146.002	18	0,075	8	0,06	0,06		0,3	0,05	0,20	60	300	175
30	Плафон Б-5	Плафон	KPIIL.432152.037	18	0,15	7	0,12	0,2		0,5	0,09	0,40	120	168	175
31	Плафон В-5	Плафон-27	KPIIL.432152.030	18	0,3	7	0,3	0,4		1,2	0,2	0,33	300	70	160
32	Плафон Г-5	Плафон-4	KPIIL.432153.011	18	0,6	6	0,8	0,8		2,4	0,35	0,33	800	35	160
33	Созвездие-Д 6.1	Созвездие-Д 6.1	KPIIF.434815.122	16,15	0,05	9	0,025	0,025		0,6	0,08	0,04	7000	200	175
34	Созвездие-Д 6.2	Созвездие-Д 6.2	KPПГ.434815.122-01	16,15	0,05	9	0,1	0,1		0,6	0,12	0,17	7000	200	175
35	Созвездие-Д 6.3	Созвездие-Д 6.3	KPIIF.434815.124	16,15	0,15	9	0,25	0,25		-	0,24	0,25	7000	100	175
36	Синтез-2 6	Синтез-2 6	PTL.434815.208(15-18	16,5	0,05	9	0,1	0,1		0,6	0,12	0,17	7000	100	175
37	FLM8596-4F	FLM8596-4F		9'6	2	7,5	4	4		7	1,1	0,57	0006	S	175
38	FLM8596-8F	FLM8596-8F		9'6	4	7,5	8	ω		14	2,2	0,57	17000	e	175
39	FLM8596-12F	FLM8596-12F		9'6	5	7,5	12	12		22	3,6	0,51	20000	2,3	175
4	FLM8596-15F	FLM8596-15F		9,6	5,0	7,5	15	15		22	3,6	0,68	25000	2,3	175







8

2

0,70

Принц-37А-5 Принц-37Б-5 Принц-37В-5 8 1,00 1,00

1,02 1,02 1,02 1,02 1.02

Плафон Б-5 Плафон В-5

B

В

Принц-37Г-5 Плафон А-5

2 7 22 8 10,1

Созвездие-Д 6.

റ്റ

Плафон Г-5

28

27



8

ß

o 8

2

емпература

윋

ġ

2

КРвых

1,10

3Π612A-5

4 ιc, ശ

/DC--bay

3П612A1-5

3N612A2

1612A-6 Парад-Д 3119765-5

œ

o

1.00

3П976A-5

9

Ŧ

0.90

3П976Д2-5

£ 4

3П976Б-5 3П976Б-6

3П976Д1-5 3П976A-6

2

0,80

3П976B-6

 \sim

3П976B-5

35 16 3П976E-5

19

Пират-50

22 2

Тират-40Д

ę

C I





Рис. А.6 Таблица эффективности сложения мощности от количества транзисторов в усилительном каскаде

А.2 Таблица баланса мощности усилительной цепочки

Основные расчёты при формировании структурной схемы усилителя выполняются на листе «БМ» – рис. 3.15. Значения ячеек и управляющих элементов, отмеченных на рисунке, приведены в таблице 3.1.

В работе понадобилось использовать несколько функций программы Excel, значение которых поясняется по мере появления в тексте. Более подробные разъяснения приводятся в справочнике программы.

A												Tĸ max	ပ္	a 175	56						
Z												Rr	°C/BT	a 168	55						
≻												КТ		1	54						
\times												KF		o 1,2	$\overline{53}$						
≥												КU		-	-[7]						
>												KΣ		0°38	-1-1-6						
∍												Pmax	B	0,586	50€						
-												Ptyp	Ē	0 ,25	49 [
S												Iπ	۷	0°00	48						
œ												рнд		0 6 0		-)					
a												Icm	۷	o,01	0,01	6 D					
٩												Запас Рвх	ę	024,77	45						
0												3anac Tk	ပ့	44,16	44						
z												Запас Ку	ЧĘ	4	43						
×												Запас ; мощн	ą	19,68	42						
_												Aon. 3 Pacx. 1	py6	7000	11/	-)					
×		lëTOB				0,008						Цена крист.	руб	280	280 /) 3 4	2				
-		тат расч			99	BUX0%						+հ		00'00	37//		3]				
		зуль				<u> </u>						ых	۲.	900	<u>206/c</u>		- ז				
	-	ď				0						B ^B		0 ⁰) C	<u>ן</u> ז				
Ξ	م		ઝે	E	ā	B	8	ပ္	8	-		33 33	¦₽ I∕	°8,0	9 <mark>98</mark> 300 300 300 300 300 300 300 300 300 30	6	5	ā	В	%	
o	Удалит	анные	ſеЙ	~	0,001	~	30,0	25	9	7		29 29		0,001	300	2,16	0,12	2,28	0,01	0,3	
	-	ные д	НОСІ	"	U U	IJ	"	IJ	"	ויין גער			_	18 0	18	o = TN	α =	م = <u>ک</u> ر	a = Xh	0 	(
	_ م	вблич	Molt	17	đ	Bb	Å	$\left \right $	Пам	3				0,0			<u>ک</u> م		JPB	$\sum_{i=1}^{n}$	
ш	-È-	Ĕ	aHC	12	13	14	百	þ	É	þ	-[0′,1م	নি			12	25	20	27
	_	1PIG	бал		و	۹Ľ	вине	ypa (БИН	БИН		Kon Bg	[]	° 2		ПЬ ПИ	h cme	IOM RE	ость	_	
0		е дані	ح	ICT OT 8	пнос	онш	усиле	ерат	питан	меще				2A1-5	✐	ощнос	цност	ляема	мощн	й КПД	
	ę	удны	F	ая ча	A MOI	ая мо	ТНЭГ	темп	НИВ	IMe C				3 ⊓61	aT	Ias MC	IOM R	orpe6	дная	олны	
	100e	NCX0		16046	одна	одна	фиц	чая	өжво	яжен	(ω	6	ель	Je3-T	иляем	зменг	ая по	Bhixo,	É	
		Becti		P	Å	Bulx	(ooth	Pa6c	Han	Hanp		× a		СИЛИТ	/MM. F	lorpeĉ	Upedia	MMaph	-		
V			ന								_ ۲	۲ ۱۰ آما	_+ তা	<mark>م</mark>	℃ ۱۰مو		Ĕ	5			
	- -	~		4	9	9	2	œ	6	9	12	<u>ب</u>	14	15	16 17	18	19	20	2	22	

Рис. А.7 Таблица баланса мощностей

Таблица 3.1 Значение ячеек и управляющих элементов таблицы баланса мощностей.

1 Кнопка добавления строки в таблицу 2 Зона напоминания о том, что исходные данные вводятся в ячейки голубого цвета, в ячейках жёлгого цвета осуществляется автоматический расчёт промежуточных результатов, в ячейках оранжевого цвета выводятся итоговые результаты расчётов 3 Ячейка с заголовком таблицы 4 Киопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 5 Ячейка с именем узла структурной схемы 6 Порядковый номер узла схемы 7 Ячейка с именем числоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида 8 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). 9 Имя транзистороа (активного элемента) 10 Количество транзистора в каскаде – N _{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. 13 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность услителя – Р _{вых} , Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ;	N⁰	Значение
 Зона напоминания о том, что исходные данные вводятся в ячейки голубого цвета, в ячейках жёлгого цвета осуществляется автоматический расчёт промежуточных результатов, в ячейках оранжевого цвета выводятся итоговые результаты расчётов Ячейка с заголовком таблицы Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 Ячейка с именем узла структурной схемы Порядковый номер узла схемы Порядковый номер узла схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Копичество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{вах}, В Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения сименем усилителя – U в В 	1	Кнопка добавления строки в таблицу
 голубого цвета, в ячейках жёлтого цвета осуществляется автоматический расчёт промежуточных результатов, в ячейках оранжевого цвета выволятся итоговые результаты расчётов Ячейка с заголовком таблицы Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 Ячейка с именем узла структурной схемы Порядковый номер узла схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Колчество транзистора (активного элемента) Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вкх}, Вт Расчёк созффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{им}, В Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сущения усилителя – U_{им}, В 	2	Зона напоминания о том, что исходные данные вводятся в ячейки
автоматический расчёт промежуточных результатов, в ячейках оранжевого цвета выводятся итоговые результаты расчётов 3 Ячейка с заголовком таблицы 4 Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 5 Ячейка с именем узла структурной схемы 6 Порядковый номер узла схемы 7 Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида 8 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзистора в каскаде – N _{тр.х} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. 3 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность ВходнаяМощность, дБ; 14 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ВходнаяМощность), дБ; 14 Ячейка с именем «ВаюданаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 15 Расчёт кооффициента уси		голубого цвета, в ячейках жёлтого цвета осуществляется
 оранжевого цвета выводятся итоговые результаты расчётов Ячейка с заголовком таблицы Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 Ячейка с именем узла структурной схемы Порядковый номер узла схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °C Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U в. 		автоматический расчёт промежуточных результатов, в ячейках
 Ячейка с заголовком таблицы Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 Ячейка с именем узла структурной схемы Порядковый номер узла схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Копичество транзистора в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вк.у.} Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °C Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения питания усилителя – Ц. В 		оранжевого цвета выводятся итоговые результаты расчётов
 Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 Ячейка с именем узла структурной схемы Порядковый номер узла схемы Порядковый номер узла схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вку}, Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10^{*1}.Соf10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °C Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения сименем «КапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем «КапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем сименем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем сименем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем сименем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем сименем сименс Смещения» для ввода напряжения сименем симение сименем симением сименем сименем сименем сименем сименем с	3	Ячейка с заголовком таблицы
 осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 Ячейка с именем узла структурной схемы Порядковый номер узла структурной схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{вит}, B Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем сименем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сменение сменения сименсСмещения» для ввода напряжения сменением смененом сменем сменесСмещения» для ввода напряжения сменением сменем сменесСмещения» для ввода напряжения сменение сменена сименем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сменением сменем сменесСмещения для ввода напряжения сменением сменем сменесСмещения для ввода напряжения сменением сменем сменесСмещения для ввода напряжения сменением сменем сменесСмещения» для ввода напряжения сменением сменем сменесСмещения для ввода напряжения сменением сменение смещение сменем сменем сменесСмещения для ввода	4	Кнопка вызова диалогового окна (рис. 3.15), в котором
 узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16), автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 5 Ячейка с именем узла структурной схемы 6 Порядковый номер узла схемы 7 Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида 8 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. 3 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у.} Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность). дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. 3 Начение температуры задаётся с шагом 5 °C 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}. В 		осуществляется выбор типа узла структурной схемы. После выбора
автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45 5 Ячейка с именем узла структурной схемы 6 Порядковый номер узла схемы 7 Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида 8 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзисторов в каскаде – N _{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ВходнаяМощность, дБ; 14 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 16 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U _{пит. у} . В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смешения усилителя – U _{пит. у} . В		узла, значения параметров, заданные на листе «Параметры» (рис. 3.16),
 5 Ячейка с именем узла структурной схемы 6 Порядковый номер узла схемы 7 Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида 8 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. 3начение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, Каскадетов для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность Для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. 3начение температуры задаётся с шагом 5 °C 17 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем «ИапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем сим		автоматически подставляются в ячейки поз. 9, 10,21, 29, 39, 45
 Порядковый номер узла схемы Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.ху}. Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}. Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °C Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}. В 	5	Ячейка с именем узла структурной схемы
 Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения сименем смаля с менем смалятем совенения и для ввода напряжения сименем сименем смаля с маля ввода напряжения сименем сименем сименение сименения сименение сименения симение сименения симение сименение сименение	6	Порядковый номер узла схемы
 таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную информацию из вида 8 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{тт у} В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения симещения усилителя – U_{тт} В 	7	Ячейка с именем «ЧислоКаскадов». В ней содержится число строк в
 информацию из вида Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/входнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения 		таблице. Шрифт в ячейке белого цвета, чтобы убрать вспомогательную
 Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора (рис. 3.17). Имя транзистора (активного элемента) Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у.} Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность усилителя – Р_{вых}, Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U В 		информацию из вида
 (рис. 3.17). 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. 3 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вк.у}, Вт 13 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °C 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смешения усилителя – U в В 	8	Кнопка вызова диалогового окна для выбора имени транзистора
 9 Имя транзистора (активного элемента) 10 Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ky =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смешения усилителя – U В 		(рис. 3.17).
 Количество транзисторов в каскаде – N_{тр.к} Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U В 	9	Имя транзистора (активного элемента)
 11 Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U В 	10	Количество транзисторов в каскаде – N _{тр.к}
 удаляется) 12 Ячейка с именем «РабочаяЧастота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U В 	11	Кнопка удаления строки из таблицы (одна единственная строка не
 12 Ячеика с именем «Раоочая частота» для ввода верхней границы рабочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смешения усилителя – U В 	10	удаляется)
 раоочего диапазона частот, ГГц. Значение частоты задаётся с шагом 0,5 ГГц Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения 	12	Ячеика с именем «Рабочаячастота» для ввода верхнеи границы
 13 Ячейка с именем «ВходнаяМощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смешения усилителя – U В 		раоочего диапазона частот, 11 ц.
 13 Учейка с именем «Входная/Мощность» для ввода входной мощности – Р_{вх.у}, Вт 14 Ячейка с именем «Выходная/Мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(Выходная/Мощность/Входная/Мощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – Ц В 	12	Значение частоты задается с шагом 0,5 11 ц
 Рвх.у. ВТ 14 Ячейка с именем «ВыходнаяМощность» для ввода требуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Рвых, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения 	15	Лченка с именем «Бходнаямощность» для ввода входной мощности –
 14 Учейка с именем «Выходнаямощность» для ввода треоуемой по техническому заданию выходной мощности усилителя – Р_{вых}, Вт 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U 	14	$\mathbf{P}_{\text{BX},y}$, \mathbf{D}^{T}
 15 Расчёт коэффициента усиления по формуле: Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U В 	14	лченка с именем «выходнаямощность» для ввода треоуемой по
 15 Расчет коэффициента усиления по формуле. Ку =10*LOG10(ВыходнаяМощность/ВходнаяМощность), дБ; 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U В 	15	Пехническому заданию выходной мощности усилителя – г _{вых} , DT
 16 Ку – 10 СОСТО(Выходная/иощность/ Бходная/иощность), дв, 16 Ячейка с именем «РабочаяТемпература» для ввода рабочей температуры корпуса. 3начение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U В 	15	$K_{\rm M} = 10*1 OG10(B_{\rm H} x_{0}\pi)$ и во стали и сормуле.
 10 Лченка с именем «Габочаятемпература» для ввода рабочен температуры корпуса. Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U В 	16	Ку –10 LOO10(Двілодналічющность) Блодналічющность), др. Янейка с именем «Рабоная Температура» для врода рабоней
Значение температуры задаётся с шагом 5 °С 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U _{пит.у} , В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – U	10	температуры корпуса
 17 Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения питания усилителя – U_{пит.у}, В 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – Ц В 		Значение температуры залаётся с шагом 5 °С
 17 Ленка с налонем «напряжениетингания» для ввода напряжения 18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – Ц В 	17	Ячейка с именем «НапряжениеПитания» для ввода напряжения
18 Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» для ввода напряжения смещения усилителя – Ц В	17	питания усилителя – U _{тити} В
	18	Ячейка с именем «НапряжениеСмещения» лля ввола напряжения
OMOMOMONIA VONJINIOJIA - OCM V. D		смещения усилителя – U _{сму} , В
19 Расчёт тока питания усилительного каскада по формуле:	19	Расчёт тока питания усилительного каскада по формуле:
$I_{\Pi \mu T,K} = I_{\Pi \mu T,TD} * N_{TD,K}, A,$		$I_{\Pi \mu T,K} = I_{\Pi \mu T,TD} * N_{TD,K}, A,$
	где I _{пит.тр} – ток транзистора из ячейки поз. 48;	
----	--	
	N _{тр.к} – количество транзисторов в каскаде из ячейки поз. 10	
20	Суммарный ток питания усилителя – І _{пит.у} , А	
21	Напряжение питания транзисторов в усилительном каскаде – U _{пит.к} , В.	
	Значение напряжения задаётся с шагом 0,5 В	
22	Входная мощность усилительного каскада – Р _{вх.к} , Вт.	
	В первую строку значение подставляется из ячейки поз. 13.	
	В последующих строках значение берётся из ячейки поз. 32 – выходная	
	мощность предыдущего каскада	
23	Входная мощность усилителя – значение подставляется из ячейки	
	поз. 13	
24	Расчёт мощности потребляемой усилителем по цепи питания:	
	$\mathbf{P}_{\mathbf{nut}} = \mathbf{U}_{\mathbf{nut}.\mathbf{y}} * \mathbf{I}_{\mathbf{nut}.\mathbf{y}}, \mathbf{BT},$	
	где U _{пит.у} – напряжения питания усилителя из ячейки поз. 17;	
	I _{пит.у} – ток питания усилителя из ячейки поз. 20	
25	Расчёт мощности потребляемой усилителем по цепи смещения:	
	$P_{cM} = ABS(U_{cM,y}) * I_{cM,y}, BT,$	
	где U _{см.у} – напряжение смещения усилителя из ячейки поз. 18;	
26	I _{см.у} – ток смещения усилителя из ячеики поз. 46	
26	Расчёт суммарной потребляемой мощности по формуле:	
	$P_{\Sigma} = P_{BX} + P_{\Pi UT} + P_{CM}, BT,$	
07	где Р _{вх} , Р _{пит} и Р _{см} берутся из ячеек поз. 23, поз. 24 и поз. 25	
27	Значение расчетнои выходнои мощности усилителя – Р _{вых.у} из ячеики	
20		
28	Расчет полного коэффициента полезного деиствия усилителя:	
	$\eta = 100 + P_{\text{BMX},y} / P_{\Sigma}, \%,$	
20	Где значения $P_{\text{вых.у}}$ и P_{Σ} оерутся из ячеек поз. 2/ и поз. 26	
29	Ячеика для ввода значения коэффициента усиления	
20	каскада — $K_{y,K}$, дь	
30	Расчетное значение коэффициента усиления усилителя:	
	$\mathbf{K}_{y,y} = 10^{4}$ LOG10($\mathbf{P}_{BbIX,y} / \mathbf{P}_{BX}$), ДD,	
31	$I de r_{Bbix.y}$ и r_{Bx} осругся из яческ поз. 55 и поз. 25 $\mathbf{q}_{\mu\nu}$ и \mathbf{r}_{Bx} осругся из яческ поз. 55 и поз. 25	
51	моншости:	
	$P_{ov} = FC \Pi U (B_{1}v_0 \pi \mu_3 M_0) \Pi u_0 CT (CP_{1} CP_{1} CP_{1})$	
	$\Gamma_{BbixOK} = ECJIPI(DBixOdhanWouhoutb < \Gamma_{Bbixy}, OK ,).$ Результат вычисления формулы таков: если выходная мошность по T3	
	из ячейки поз 14 меньше расчётной выходной мощности из ячейки	
	поз 33 то в ячейку-инликатор записывается текст «OK» в противном	
	ячейка булет пустая. Таким образом, наличие налписи «ОК»	
	свидетельствует о выполнении требования ТЗ по выхолной мошности	
32	Расчётное значение выхолной мошности каскала:	
	$P_{\text{BLIV} k} = EC \Pi H(P_{\text{BV} k} * 10^{(K_{\text{V} k}/10)} < P_{\text{BLIV} k} \text{ make}; P_{\text{BV} k} * 10^{(K_{\text{V} k}/10)}; P_{\text{BLIV} k} \text{ make}). BT.$	
	где Р _{вх.к} , К _{у.к} , Р _{вых.к.макс} берутся из ячеек поз. 22, 29, 50.	

	В данной формуле заложена амплитудная характеристика усилителя,
	которая обсуждалась ранее в разделе 3.3.1. Вычисляется значение
	выходной мощности каскада в режиме линейного усиления и
	сравнивается с максимальной мощностью. Если выходная мощность
	меньше максимальной, то расчётное значение принимается равным
	значению при линейном усилении. Если линейная мошность выше
	максимальной, то расчётная мошность принимается равной
	максимальной мошности каскала. Таким образом, описан режим
	пинейного усиления и выход в режим насышения, как показано на
	рис. 3.1 синей линией.
33	Расчётное значение выходной мощности усилителя Р _{вых у} , Вт. Значение
	берётся из ячейки поз. 32 в строке последнего элемента усилительной
	цепочки.
34	Расчётное значение коэффициента полезного действия каскада по
	добавленной мощности:
	$η_{\kappa} = (P_{\text{bml,k}} - P_{\text{bl,k}}) / (U_{\text{пит,k}} * I_{\text{пит,k}} + 0,000001),$
	где Р _{вых.к} , Р _{вх.к} , U _{пит.к} , I _{пит.к} берутся из ячеек поз. 32, 22, 21, 19.
	В знаменателе добавляется маленькое число для предотвращения
	деления на ноль в случае задания нулевого напряжения питания.
	Ячейка имеет условное форматирование. При отрицательных
	значениях КПД, например при описании аттенюатора, цвет шрифта
	устанавливается такой же, как цвет фона. Это скрывает не имеющую
	значения информацию
35	Расчётное значение коэффициента полезного действия усилителя по
	добавленной мощности:
	$\eta_{+y} = (P_{\text{Bbix.y}} - P_{\text{Bx.y}})/(U_{\text{пит.y}} * I_{\text{пит.y}} + ABS(U_{\text{cm.y}} * I_{\text{cm.y}}) + 0,000001),$
	где Р _{вых.у} , Р _{вх.у} , U _{пит.у} , I _{пит.у} , U _{см.у} , I _{см.у} берутся из ячеек поз. 33, 13, 17, 20,
	18, 46 соответственно.
	В знаменателе добавляется маленькое число и т.д. аналогично поз. 34
36	Расчётное значение выходной мощности усилителя в узкой полосе –
	0%, на 1 дБ больше Р _{вых.у} – расчётного значения выходной мощности в
	полосе 10 % из ячейки поз. 33:
	$P_{Bbix0\%} = P_{Bbix.y} * 10^{0}, 1, B_{T}$
37	Суммарная цена транзисторов в каскаде:
	Ц _{тр.к} =ИНДЕКС(Транзисторы ; Инд ; 13) * N _{тр.к} , руб.,
	где Транзисторы – таблица активных элементов на рис. 3.8;
	Инд, N _{тр.к} – значения из ячеек поз.47, 10.
	Функция ИНДЕКС() принимает значение элемента из таблицы
	«Транзисторы» в строке, соответствующей имени активного элемента –
	Инд и столбце 13. Это цена транзистора. Далее цена транзистора
	умножается на количество транзисторов в каскаде
38	Суммарная цена активных элементов в усилителе – Ц _{тр.у} , руб.
39	Стоимость каскада за вычетом цены транзисторов (дополнительные к
1	иене транзисторов расхолы) – Ш., , руб

40	Суммарная стоимость каскадов без транзисторов – Ц _{д.р.у} , руб
41	Расчётное значение запаса мощности:
	ЗапасР _{вых.к} =10*LOG10(Р _{вых.к.макс} /(Р _{вх.к} *10^(К _{у.к} /10))), дБ,
	где Р _{вых.к.макс} , Р _{вх.к} , К _{у.к} берутся из ячеек поз. 50, 22, 29.
	Запас выходной мощности это отношение максимально возможной
	мощности каскада к мощности, полученной в результате линейного
	усиления (смотри рис. 3.1) выраженное в дБ. Величина запаса выходной
	мощности служит мерой насыщения усилительного каскада. При
	величине запаса, приближающейся к нулю, делается вывод о
	приближении выходной мощности к максимуму. Отрицательное
	значение запаса мощности физически не реализуемо.
	Ячейка имеет условное форматирование. При величине запаса меньше
	или равном нулю цвет меняется с жёлтого на розовый для визуального
	акцентирования перехода каскада в режим ограничения выходной
	мощности
42	Расчётное значение запаса коэффициента усиления каскада:
	Запас $K_{y,k}$ =ИНДЕКС(Ку ; Инд ; 1 + 2 * Рабочая Частота) - $K_{y,k}$, дь,
	где Ку – таолица со значениями коэффициента усиления
	транзисторов (рис. 3.9),
	инд – номер строки в таолице «Ку» из ячейки поз. 47; Вебенедиетете – ененение нестоять на днейки поз. 12. Значения в
	Рабочая частота – значение частоты из яченки поз. 12. Значения в
	таолице заданы с шагом 0,511ц, поэтому номер столоца вычисляется
	умножением на 2 и приоавлением единицы, т.к. нумерация столоцов
	К – коэффициент усиления каскала из ячейки поз 29
	Злесь вычисляется разница табличного значения коэффициента
	усиления транзистора и заланного вручную коэффициента усиления
	каскала. Наличие запаса более 2 лБ означает уверенную возможность
	реализации такого усилительного каскала, во всяком случае, при
	сложении 2-х транзисторов. При сложении большего числа
	транзисторов необходим больший запас.
	Ячейка имеет условное форматирование: при величине запаса больше
	2 дБ цвет жёлтый, при величине от 0 до 2 цвет розовый, при
	отрицательном значении запаса цвет ячейки красный – сигнал о том,
	что выполнить такой каскад будет, скорее всего, невозможно
43	Расчётное значение запаса температуры канала транзистора:
	Запас $T = T_{\kappa.макс}$ - Рабочая Температура - $U_{пит.\kappa} * I_{пит.тр} * R_T$, °C,
	где Т _{к.макс} , Рабочая Температура, U _{пит.к} , I _{пит.тр} , R _T значения из ячеек
	поз. 56, 16, 21, 48, 55.
	Запас температуры равен разнице максимальной температуры канала
	и расчётной температуры при заданном уровне подводимой мощности и
	температуры корпуса усилителя.
	Ячейка имеет условное форматирование: при значении запаса более
	10 °С – цвет жёлтый, от 0 до 10 – розовый, меньше нуля – красный

44	Расчётное значение запаса по уровню входной мощности
	транзисторов в каскаде:
	ЗапасР _{вх.к}
	=10*LOG10((ИНДЕКС(Транзисторы ; Инд ; 5))/(Р _{вх.к} / N _{тр.к})), дБ,
	где Транзисторы – таблица активных элементов на рис. 3.8;
	Инд, Р _{вх.к} , N _{тр.к} – значения из ячеек поз.47, 22, 10.
	Рассчитывается отношение предельно допустимой мощности
	транзистора к фактической в дБ.
	Ячейка имеет условное форматирование: при величине запаса больше
	2 дБ цвет жёлтый, при величине от 0 до 2 цвет розовый, при
	отрицательном значении запаса цвет ячейки красный – сигнал о том,
	что транзисторы в каскаде перегружены входной мощностью
45	Ток смещения каскада- І _{см.к} , А. Задаётся вручную, т.к. зависит от
	электрической схемы каскада, а не от свойств транзистора.
46	Суммарный ток смещения усилителя – I _{см.у} , А
47	Номер строки в таблице «Транзисторы» в которой размещены данные
	активного элемента:
	Инд =ПОИСКПОЗ(Имя ; ИмяТранзистора ; 0),
	где Имя – имя (шифр) активного элемента из ячейки поз. 9;
	ИмяТранзистора – колонка с именами активных элементов в
	таблице «Транзисторы» (рис. 3.8).
	Функция ПОИСКПОЗ() принимает значение порядкового номера
	искомого элемента «Имя» в массиве «ИмяТранзистора»
48	Значение тока питания транзистора:
	I _{пит.тр} =ИНДЕКС(Транзисторы ; Инд ; 11), А,
	где Транзисторы – таблица активных элементов на рис. 3.8;
	Инд – значение из ячейки поз. 47
49	Значение типовой мощности транзистора:
	Р _{тип.тр} =ИНДЕКС(Транзисторы ; Инд ; 8), Вт,
	где Транзисторы – таблица активных элементов на рис. 3.8;
	Инд – значение из ячейки поз. 47
50	Расчётное значение максимальной мощности каскада с учётом
	количества транзисторов в каскаде, эффективности сложения
	мощности, напряжения питания, частоты и температуры:
	$P_{\text{вых.к.макс}} = N_{\text{тр.к}} * P_{\text{тип.тр}} * K_{\Sigma} * K_{U} * K_{F} * K_{T}, B_{T},$
	где значения множителей берутся из ячеек поз. 10, 49, 51, 52, 53, 54
51	Эффективность сложения мощности транзисторов в каскаде:
	$K_{\Sigma} = ИНДЕКС(ЭффСумм ; N_{тр.к}),$
	где ЭффСумм – таблица на рис. 3.13;
	N _{тр.к} – значение из ячейки поз. 10
52	Коэффициент, учитывающий зависимость выходной мощности
	от напряжения питания транзисторов:
	$K_{U} = ИНДЕКС(PBIIXUПИТ ; ИНД ; 1 + U_{пИТ.K} * 2),$

	где РвыхUпит – таблица рис. 3.12;												
	Инд – значение из ячейки поз. 47;												
	U _{пит.к} – значение из ячейки поз. 21												
53	Коэффициент, учитывающий зависимость выходной мощности												
	от частоты:												
	К _F =ИНДЕКС(Рвых F; Инд; 1 + 2 * Рабочая Частота),												
	где РвыхF – таблица рис. 3.10;												
	Инд – значение из ячейки поз. 47;												
	Рабочая Частота – значение из ячейки поз. 12												
54	Коэффициент, учитывающий зависимость выходной мощности												
	от температуры:												
	К _т =ИНДЕКС(РвыхТ ; Инд ; 1+(РабочаяТемпература -20)/5)												
	где РвыхТ– таблица на рис. 3.11;												
	Инд – значение из ячейки поз. 47;												
	Рабочая Температура – значение из ячейки поз. 16												
55	Значение теплового сопротивления транзистора:												
	R _T =ИНДЕКС(Транзисторы ; Инд ; 14), °С/Вт,												
	где Транзисторы – таблица активных элементов на рис. 3.8;												
	Инд – значение ячейки поз.47												
56	Максимальная температура канала из таблицы «Транзисторы»:												
	Т _{к.макс} =ИНДЕКС(Транзисторы ; Инд ; 15)												
	где Транзисторы – таблица активных элементов на рис. 3.8;												
	Инд – значение ячейки поз.47												

УСИЛИТЕЛЬ Аттенкоатор	
Вентипь	
Делитель	
Сумматор	
Преобразов	атель
Фильтр	

Рис. А.8 Диалоговое окно выбора типа узла структурной схемы

Список доступных узлов и значения их параметров по умолчанию задаются на листе «Параметры» (рис.3.16). Список узлов и значения параметров можно изменять.

	Α	В	С	Γ
1	Имя	Значение	Комментарий	Γ
2	Pictures	D:\OΦИC\TEXHUKA	Папка в которой хранятся картинки транзисторов	Γ
3	FD	1	Рабочая частота минус FD, ГГц	Γ
4	FU	1	Рабочая частота плюс FU, ГГц	Γ
5	PinD	1	Входная мощность умножить на PinD	Γ
6	PinU	1,5	Входная мощность умножить на PinU	Γ
7	GD	0	Усиление минус GD	Γ
8	GU	2	Усиление плюс GU	Γ
9	PoutD	1	Выходная мощность умножить на PoutD	Γ
10	PoutU	1,5	Выходная мощность умножить на PoutU	Γ
11	LSTComp	Усилитель Аттенюатор Вентиль Делитель Сумматор Преобразователь Фильтр	Список компонентов	
12	Усилитель Имя	3П612A1-5		
13	Усилитель Кол-во	2		Γ
14	Усилитель U	7		Γ
15	Усилитель_Ку	8		Γ
16	Усилитель_Доп	7000		Γ
17	Усилитель_Ісм	0,01		Γ
18	Аттенюатор_Имя	-		
19	Аттенюатор_Кол-во	1		
20	Аттенюатор_U	0		Γ
21	Аттенюатор_Ку	-1		
22	Вентиль_Имя	-		
23	Вентиль_Кол-во	1		
24	Вентиль_U	0		
25	Вентиль_Ку	-0,5		[
26	Лепитель Има	_		Γ

Рис. А.9 Лист «Параметры» – список узлов и их параметры по умолчанию

Для облегчения выбора имени транзистора разработано диалоговое окно (рис. 3.17). Это окно предоставляет возможность посмотреть основные параметры активного элемента, оценить возможность его использования в данном каскаде и посмотреть внешний вид транзистора. Диапазоны величин параметров, воспринимаемых как норма, настраиваются на листе «Параметры» (рис. 3.16).





Использование кнопок: «Добавить», «Удалить», «Узел», «Имя» (рис. 3.14 позиции 1, 11, 4, 8 соответственно) не является необходимым для результатов работы с таблицей. Можно вручную вставить или удалить строку в таблицу, набрать имя транзистора и т.д. Наличие таких вспомогательных средств, придаёт работе с данными лёгкость и динамику.

А.З Пример расчёта структурной схемы

Для примера на рис. 3.18 приведена таблица баланса мощностей усилителя с выходной мощностью не менее 4 Вт в полосе рабочих частот от 7,7 до 8,5 ГГц. Входная мощность 20 мВт. Предельная рабочая температура 70°С. Напряжение питания 12 В. Напряжение смещения минус 12 В.

На рисунке отмечены основные особенности структурной схемы:

1 Усилитель состоит из четырёх каскадов усиления. На входе и выходе усилителя установлены вентили;

2 Каскады выполнены по балансной схеме – нет развязки между каскадами. Первые три каскада выполнены со сложением мощностей двух кристаллов. В выходном каскаде складываются мощности четырёх кристаллов;

3 Напряжения питания каскадов понижены;

4 Задан необходимый уровень усиления каждого каскада и уровень потерь в вентилях;

5 КПД усилителя меньше 10 %. Задача максимизации КПД при расчёте данной структурной схемы не ставилась;

6 Индикатор показывает, что уровень выходной мощности выше 4 Вт достигнут;

7 Расчётная выходная мощность будет более 4,5 Вт;

8 Если требуется более узкая полоса частот, то можно ориентироваться на достижение выходной мощности около 5,5 Вт;

9 Значения в зачёркнутых на рисунке ячейках не относятся к усилителям и, как говорилось ранее, установлены на заведомо высоком уровне, чтобы не вызывать ложных ограничений в таблице. При оформлении печатного варианта таблицы цвет текста в этих ячейках можно сделать как цвет фона;

10 Выходной каскад находится в неглубоком насыщении. Предварительные каскады в линейном режиме;

11 Наличие запаса усиления 2...3 дБ позволяет надеяться на возможность разработки и изготовления таких каскадов;

12 Тепловой режим транзисторов при температуре корпуса 70°С в норме.

Таким образом, можно рассчитать оптимальную структурную схему усилителя, перебирая массу возможных вариантов. Все изменения моментально оказываются перед глазами. На рис. 3.19 представлены несколько вариантов ошибочных данных и реакция таблицы на них.

												<u> </u>	1	6	10	_	15	1.0	0								
¥												Tĸ max	ပ္	001	175	160	175	175	ě								
Ζ												Rr	°C/B1	o	168	35	22	22	۰								
≻												КТ		Ŧ	0,87	0,87	0,87	0,87	+								
×												KF		*	1,2	۲	6'0	0,9	-								
≥												КЛ		۲	6'0	0,8	0,8	0,8	7								
>												KΣ		+	0,97	0,97	0,97	0,92	7								
∍												Pmax	Ъ	1000	0,457	1,709	2,7	5,101	8								
⊢												Ptyp	B	1000	0,25	1,2	2	2	1000								
S												μŢ	A	ο	0,09	0,35	0,53	0,53	0								
۲												рнд		+	9	12	16	16	ł								
a												I cm	A	Þ	0,01	0,01	0,01	0,02	•	0,05							
٩												Запас Рвх	ę	56,95	12,26	9,282	3,294	1,304	12,92								
0												Запас Тк	ပ္	930	6,72	4,25	24,15	24,15	930								
z												Запас Ку	ą	5 '0	3	3,39	2,333	3,333	5'0		\	- - -)				
Σ												Запас мощн	ДБ	C4, 12	5,09	3,318	0,304	0,934	23,42		\	Ē]				
_										စ	-	don acx.	py6	0	7000	7000	7000	10000	0	31000	/	9]				
¥		ËTOB				5,723						Цена срист. F	py6	0	280	800	308	616	0	2004							
ſ		гат расч				BUX0%	6	δ				-* +L			0,11	0,13	0,23	0,18		0,016							
_		резулы		ဖြ	K	N M		_				вых	Б	,018	,142	,796	,518	,101	,546	1,546		_[►	-)				
т				Ę	Br	о Н	дБ	ပ္	8	m		Ky P	å	-0,5 0	9,0	7,5 0	5,0 2	4,0 5	-0,5 4	23,6 4		E E	В	Вт	Вт	%	
9	Удалить	анные	ностей	8,5	0,02	4	23,0	70	12	-12		Рвх	Б	0,02	0,018	0,142	0,796	2,518	5,101 b	0,020		48,36	0,60	48,98	4,55	9,3	
ш		14Hble A	чтощ	" "	= X8	= X I	ky =	Ë	нт =	= WO		н	A	0,00	0,18	0,70	1,05	2,10	00,0	4,03	4		PcM=	PΣ=	3bIX=	η= <mark>ο</mark>	-100
ш		Tabn	Танс		٦	PB			5	Ď	-		6	0,	,5	0,	.0,	0,	0,			E E	БИ	сть	PE		
			бал				Б			-) - 50	1	0	2 6	2 7	2 7	4	-			итани	ющен	ощно			
		HHBIE	È	Ta	сть	CTb	инац	тура	вине	бина	_	Ko		Ļ	5	-5	5	2	Q			 က	CTLB CM	мая м	НОСТЬ	Ц	
ပ	ШA	одные да	-dəмис	ая часто	оншом в	ая мощно	мент усм	темпера	зние пита	ние смеш		MMR		1	3П612A1	3П976Д1	3П976B-	3 П 976B-	,	aT			зя мощнос	отребляен	дная мощ	олный КП	
-	Доба	вести исх	Ē	Рабоч	Входна	Выходна	пиффеоу	Рабочая	Напряже	Напряжен		Yaen		Зентиль	силитель1	силитель2	силитель3	силитель4	Вентиль	'MM. pea-T		отребляе	требляем	ммарная п	BLIXO		
A														-	2 Yc	3 <u>Y</u> c	4 Yc	5 Yc	0 9	5			č	S			
	~	2	en	4	9	9	7	00	6	9	12	13	14	15	16	17	9	19	20	21	R	33	24	25	26	27	
																					ſ						

Рис. А.11 Пример расчёта структурной схемы усилителя

l						ſ																				
B	ели напря прелеп	ажение пи опосони	тан) хтим	ия п ый У	ревыц	ающее _њ י							,													,
	X381	H MM	II ON	-	н	P _{BX}	Ę	рвых	Ł	Цена крист.	Доп. Расх.	Запас : мощн	3anac : Ky	3anac : Tk	3anac Pex	Icm	μн	I m F	typ P	тах	Σ.	Ş	KF	kt Kt	<u></u> 	T _K Iax
				•	∢	Б	ЧБ	Б		by6	by6	ą	đ	ပ္	đ	۷		A	튭	튭				<u></u>	Ē	ပ္
-	Вентиль	•	-	0,0	0,00	0,02	-0,5	0,018		0	0	47,49	0,5	930	36,99	0	1	0	000	1000	1	1	.	1	0	000
	Усилитель1	3П612A1-5	2	8,0	0,10	0,010	9,6	0,000		200	9 6 92	****	3	-15,96	12,26	0,01	9	0,09 (),25	0	76'(0	1,2 0	1,87	68 1	75
ı۳.	Усилитель2	3П976Д1-5	2	7,0	0,70	0,000	7,5	0,000	0,00	800	7000	****	3,39	4,25	****	0,01	12	0,35	1,2 1	0 602'1	0 76'(8,0	1	18,0	35 1	60
4	Усилитель3	3П976B-5	2	7,0	1,05	0,000	5,0	0,000	0,00	308	7000	****	2,333	24,15	****	0,01	16	0,53	2	2,7 0	0 76'0	0,8	0,9 0	. 87	2	75
ي	Усилитель4	3П976B-5	4	7,0	2,10	0,000	4,0	0,000	0,00	616	10000	****	3,333	24,15	****	0,02	16	0,53	2 5	5,101 0	,92 (0,8	0,9 0	1,87	2 1	75
9	Вентиль	•	-	0,0	0,00	0,000	-0,5	0,000	0,00	0	0	****	0,5	930	****	0	-	0	000	1000	-	-		-	1	000
	/ровень пи	лтающего	нап) ЖК	ения с	мояшиг	BLICOK																			
	цля	верхней р	ວສອົດ	чей	темпе	эратуры!																				
Ľ			V					1																		
-	Вентиль	,	F	0,0	00'0	0,02	-0,5	0,018		0	0	47,49	0,5	930	36,99	0	٢	. 0	000	1000	١	-	-	Ļ	0 1	000
CN .	Усилитель1	1 3/1612A1-5	2	۲. ⁵	5 0, 18	0,018	0'0	0,112	0,09	280	2000	5,882	•	-8,4	12,26	0,01	9	60'0	0,25 (0,549 0	. 26'0	Ξ	1,2 (1,87	. 89	175
(7)	Усилитель2	2 ЗП976Д1-5	2	7,0	0,70	0,142	7,5	0,796	0,13	800	2000	3,318	3,39	4,25	9,282	0,01	12	0,35	1,2	1,709 0	16'0	0,8	1 (0,87	35	160
4	VCMNMTenh3	3 3N976B-5	2	7,0	1,05	0,796	5,0	2,518	0,23	308	7000	0,304	2,333	24,15	3,294	0,01	16	0,53	2	2,7 (0,97 (0,8	0,9 (0,87	22	175
4)	Усилитель4	1 3П976B-5	4	7,0	2,10	2,518	- 8,0	5,101	0,18	616	10000	10.01	-0,667	24,15	1,304	0,02	16	0,53	2 5	5,101 0	0,92 (0,8	0,9 (0,87	. 22	175
9	Вентиль	,	-	0,0	00'0	5,101	-0,5	4,546		0	0	23,42	0,5	930	12,92	0	-	0	000	1000	-	-	-	-	1	000
ကိ	адан нере	злизуемы	ій кс	эфес	фицие	нт усиле	ния ка	аскад	a!																	
Ĕ	ои подаче	на вход 0	ى B	T He	верно	выбран	элеме	ЭНТ																		
	в качест	ве усилит.	еля-	-orp;	пина	геля на в	іздоха																			
		K			ľ]																		
<u> </u>	1 Вентиль	- /	1	0,0	0,00	o,5 ~	-0,5	0,446		0	0	33,51	0,5	930	23,01	0	+	0	000	1000	1	1	1	1	0	000
1	S YCMINTEINE 1	1 30612A1-5	2	4,0	0,18	0,446	9,6	0,229		280	7000	-11,9	e	44,22	-1,718	0,01	6	0,09	0,25 0	0,229 (0,97 (0,5	1,2 (1,87	68	175
61	Усилитель2	2 3П976Д1-5	2	7,0	0,70	0,229	7,5	1,285	0,22	800	7000	1,237	3,39	4,25	7,201	0,01	12	0,35	1,2	1,709 (0,97 (0,8	1	3,87	35	160
4	1 Усилитель3	3 3N976B-5	2	7,0	1,05	1,285	5,0	2,700	0,19	308	7000	-1,776	2,333	24,15	1,214	0,01	16	0,53	2	2,7) 76,0	8,0	0,9),87	2	175
47	Усилитель4	4 3/1976B-5	4	7,0	0 2,10	2,700	4,0	5,101	0,16	616	10000	-1,238	3,333	24,15	1,001	0,02	16	0,53	2 5	5,101 (0,92 (0,8	0,9 (0,87	2	175
	Вентиль	1	-	0,0	00'0	5,101	-0,5	4,546		0	•	23,42	0,5	930	12,92	0	-	0	000	1000	.	-	-	-	-	000

Рис. А.12 Примеры ошибок в расчётах структурной схемы усилителя

Приложение Б Программа статистической обработки фотографий настроенных приборов

Б.1 Компьютерное описание конструкции прибора

Вся конструкция транзисторного усилителя (в дальнейшем – прибора) быть задана в виде компьютерной модели. Для описания должна геометрических конструкции можно свойств использовать различные графические программы. Одна из самых доступных и мощных программ – AutoCAD (АК). Использование АК позволяет не только отобразить геометрию объекта, но и производить необходимые вычислительные операции с объектами. При этом можно использовать несколько языков программирования на выбор: LISP, Visual Basic for Application (VBA), С и т.д.

Для примера возьмём конструкцию трёхкаскадного усилителя мощности в 3-х см диапазоне длин волн, изображённую на рис. Б.1.



Рис. Б.1 Графическое представление рассматриваемого усилителя в АК

Отдельные конструктивные элементы прибора: платы, транзисторы и т.д. описаны независимо друг от друга. Подобное описание в АК имеет название блок. При необходимости изображение блока может быть вставлено в другой блок для формирования изображения более сложной конструкции. Подобный элемент называется ссылкой блока, или вставкой. При этом точку вставки, масштабные коэффициенты и угол поворота можно произвольно менять для вставки. Это влияет на отображение, но не изменяет сам блок. Вставок может быть сколько угодно. Блок с изображением усилителя (рис.Б.1) содержит 6 вставок блоков микрополосковых плат, представленных на рис. Б.2...Б.6, и 6 вставок блоков –транзисторов (рис. Б.7 и Б.8).



Рис. Б.2 Вентили 409in, 409out



Рис. Б.З Плата 401



Рис. Б.4 Плата 406



Рис. Б.5 Плата 407



Рис. Б.6 Плата 402



Рис. Б.7 Транзистор «Парад» на кристаллодержателе – 4шт.



Рис. Б.8 Транзистор «Парад-Д» на кристаллодержателе – 2шт.

Рассмотрим подробнее строение отдельного блока, например 401, представленного на рис. Б.3 и Б.9.



Рис. Б.9 Блок с изображением платы 401

Он состоит из трёх групп геометрических элементов – слоёв. Каждый слой сопоставлен с определёнными объектами:

- керамической подложкой,

- резистивным слоем,

- металлизацией платы.

Компьютерное описание конструкции производится несколькими типами геометрических элементов, самые употребляемые из которых – полилиния и окружность. Полилиния – это расположенная на плоскости последовательность точек – вершин, соединённая дугами или отрезками, см. рис. Б.10...Б.12.



Рис. Б.10 Поликоровая подложка платы 401 – описана полилинией с четырьмя вершинами



Рис. Б.11 Резистивный слой платы 401 – три полилинии



Рис. Б.12 Микрополосковый слой платы 401 – десять полилиний и две окружности

Таким образом, представлена исходная идеализированная модель усилителя на рис. Б.1.

Б.2 Изображение реальной конструкции прибора

Для работы необходимо ввести изображение реальной конструкции усилителя в компьютер. Оно может быть получено путём фотографирования реального прибора цифровым фотоаппаратом. Есть, однако, большой недостаток у фотографии – это сферическая аберрация снимка. Идеальный квадрат, снятый фотоаппаратом по центру и перпендикулярно его плоскости, на фотографии превращается в «подушку». Эту проблему можно пытаться решить путём пересчёта фотографии по специальному алгоритму. Пользуясь особенностью конструкции данного прибора, а именно тем, что поверхность прибора и плоскость расположения микрополосковых плат параллельны и глубина их размещения, как правило, невелика – 4...8 мм, можно получить путём сканирования на планшетном сканере. изображение прибора Устройство сканера исключает сферические искажения изображения. Небольшая разница в масштабе по горизонтали и вертикали легко устраняется при дальнейшей работе с изображением. Большой недостаток сканера – это малая глубина резкости его оптической системы. Сканер рассчитан на сканирование изображений, расположенных на его прозрачной поверхности. При удалении от поверхности изображение размывается. Таким образом, прибор с глубоким размещением плат не сможет быть отсканирован с удовлетворительным качеством. На рисунке Б.13 приведено изображение усилителя, полученное с помощью сканера «Mustek Paragon A3 pro» с разрешением 600 точек на дюйм. При таком разрешении элемент изображения имеет размер около 0,05 мм. Этой точности достаточно для данной работы.



Рис. Б.13 Изображение усилителя в масштабе 2:1

Реальная модель отличается от идеальной (расчётной) по двум причинам. Во-первых, платы и транзисторы в усилителе размещены с некоторой погрешностью как по месту расположения, так и по углу. Вовторых, в результате настройки усилителя на платах появляются дополнительные микрополосковые элементы.

Б.3 Сопоставление изображения реальной конструкции прибора с идеальной моделью

Основная трудность рассматриваемого сопоставления – привести к сравнению два изображения: модель усилителя (рис. Б.1), представленную в векторной графике, и фотографию (рис. Б.13). В настоящий момент есть программы, которые могут совмещать работу с растровой и векторной графикой. преобразования отсканированного Так. текста для В «Fine Reader». редактируемый вид используют программу Пакет графических программ «Corel» позволяет преобразовывать векторную графику в растровую и обратно. Программа «Raster Desk» позволяет легко оперировать растровым изображением прямо в АК, при условии, что растр монохромный. Мы имеем дело с цветным растровым изображением.

Чтобы не усложнять задачу попытками автоматического распознавания образов, автором разработана вспомогательная программа, работающая в АК, которая позволяет в ручном режиме совместить векторное изображение плат с растровым.

Б.3.1 Загрузка растрового изображения в Автокад

Для загрузки фотографии в рабочий файл Автокада используется команда **_imageattach**, которая открывает диалоговое окно выбора файла изображения. После указания требуемого файла это окно закрывается и открывается диалоговое окно параметров вставляемого изображения (рис. Б.14).

ane. [1272	230	<u> </u>	Browse	Retain <u>P</u> ath
ath: C:\Sh	ipilo\Aspirantura\2005	-07-Диссертаци		
Insertion poin	t	Scale		lotation
Specify (n-screen	Specify on-sore	en [Specify on-screen
v h		1257		
		11201		- 10
Y: 0				
Z: 0				
	ОК	Cancel	<u>H</u> elp	De <u>t</u> ails <<
mage Inform	OK	Cancel	Help	Dețails <<
Image Inform	OK	Cancel	<u>H</u> elp	Details <<
Image Inform Resolution: Horizontal:	OK ation 1257.00 per AutoCAD	Cancel Current Au) unit Millimete	<u>H</u> elp utoCAD unit: rrs	De <u>t</u> ails <<
Image Inform Resolution: Horizontal: Vertical:	OK ation 1257.00 per AutoCAD 1257.00 per AutoCAD	Cancel Current Au) unit Millimete) unit	<u>H</u> elp utoCAD unit:	De <u>t</u> ails <<
Image Inform Resolution: Horizontal: Vertical: Image size in	OK stion 1257.00 per AutoCAD 1257.00 per AutoCAD pixels:	Cancel Current Au) unit Millimete) unit Image size	<u>H</u> elp utoCAD unit: ers e in units:	De <u>t</u> ails <<
Image Inform Resolution: Horizontal: Vertical: Image size in Width:	OK ation 1257.00 per AutoCAD 1257.00 per AutoCAD pixels: 1257	Cancel Current Au) unit Millimete) unit Image size Width:	<u>H</u> elp utoCAD unit: ers e in units: 1	Deţails <<

Рис. Б.14 Диалоговое окно параметров вставляемого растрового изображения

По неизвестным причинам разработчики программы АК все растровые изображения при вставке масштабируют к единице. Так, данное изображение (рис. Б.13) имеет размеры 53,213х 35,433мм (1257х837 точек) и после вставки при масштабном коэффициенте 1 примет размеры 1х0,665871мм, что совершенно не соответствует действительности. Более того, другое

изображение с другой шириной и высотой тоже примет размер 1мм. Чтобы эту особенность сразу обойти, необходимо в поле задания масштаба («Scale») ввести значение ширины в точках.

После нажатия кнопки «ОК» вставленное изображение принимает размеры 1257х837мм.

Далее необходимо запустить программу «StatisticsPrepare», разработанную автором. Она представляет собой диалоговое окно с кнопками вызова подпрограмм и отображением содержимого рабочего файла в виде дерева. Внешний вид программы изображён на рис. Б.15.



Рис. Б.15 Внешний вид программы подготовки исходных данных «StatisticsPrepare»

После нажатия на кнопку (2) в командной строке Автокада появляется подсказка:

```
Разрешение растра (точек на миллиметр) = 23,622
Масштабный коэффициент растра по X = 1,028
Масштабный коэффициент растра по Y = 1
Угол поворота изображения = 0
Выбрать изображение!
```

Если численные значения устраивают, то нужно выбрать изображение. Оно тут же пропадет с экрана и запишется в базу данных чертежа, образуя новый блок с именем, начинающимся с букв «bmp», рис. Б.16.

Enkul Enkul Enkul Enkul Barker_CF_ Enkul bmp1272230			
25.07.2005		CAPS	

Рис. Б.16 Отображение в дереве нового блока «bmp1272230», содержащего изображение анализируемого прибора 1272230

При необходимости изменить численные значения коэффициентов, нужно, не выбирая изображения, нажать клавишу «Enter». В командной строке АК появится сообщение:

```
Задать новые параметры растра (Yes No)?
```

```
при ответе «Yes»:
```

```
Разрешение растра (точек на миллиметр) = 23,622
Масштабный коэффициент растра по X = 1,028
Масштабный коэффициент растра по Y = 1
Угол поворота изображения = 0
Что изменить (Resolution XScale YScale Angle Exit)?
```

Далее можно изменить эти значения.

Значение разрешения растра 23,622 получается при разрешении сканера 600 точек на дюйм: 600/25,4=23,622047.

Масштабные коэффициенты необходимо получить путем сканирования калибровочных линеек или каких-нибудь изображений с заранее известными точными размерами. Это необходимо, т.к. сканер может обладать различной точностью по оси Y – по ходу движения сканирующей головки и вдоль самой светочувствительной головки.

Если предполагается совмещение растрового и векторного изображения в той ориентации как есть, то угол поворота изображения должен быть 0. Другие допустимые значения: 90, 180, 270.

Б.3.2 Идеальная модель прибора

Для упрощения дальнейшей работы по извлечению данных о реальных характеристиках приборов необходимо, чтобы в базе данных рабочего файла присутствовал блок с описанием идеальной конструкции. Содержимое этого блока идентично изображенному на рис. Б.1. Для организации этого блока можно использовать кнопку 1 программы «StatisticsPrepare» (рис. Б.15). После нажатия кнопки 1 и выбора объектов, составляющих идеальную конструкцию прибора, создается блок с именем «IdealModel».





Б.З.З Подготовка комбинированного блока

Осуществление сопоставления растрового изображения реального прибора и векторного изображения идеальной конструкции возможно, если разместить соответствующие графические элементы в одном пространстве, друг над другом. Для этого в дереве выбираем блок с растром «bmp1272230» (см. рис. Б.16) и нажимаем кнопку 7 – «Собрать блок». В списке объектов (поз. 15 рис. Б.15) появится перечень объектов для создания блока, описывающего конструкцию реального образца прибора (рис. Б.18).

Подготовка блоков для обработі	ки.				×
🖬 💐 🕼 🔊 🗙 🗙	a 🖻 🗃 -	Close			
* Apply					
🗄 ᡚ 407 📃	Entity	Х	Y	Angle	
i∰ - F e <u>b</u> 409in	bmp1272230	0	0	0	
🗄 🕀 🗛 Парад	409in	8,50	6,00	4,712388980	
📄 🕀 нарадд	401	2	30	4,712388980	
🗄 🖶 ЕмкОО	406	12,4	30	4,712388980	
. — — — — — — — — — — — — — — — — — — —	407	27,3	30	4,712388980	
🗄 🛱 bmp1272230	402	42,2	30	4,712388980	
🗄 🖶 🚯 IdealModel 🔍 🖵	409out	42,2	6	4,712388980	__
	10	0.70	н <i>а</i>	4 74000000	
26.07.2005				CAPS	

Рис. Б.18 Подготовка к сборке блока на основе растрового изображения

Список начинается блоком с фотографией (bmp1272230), и далее располагаются все блоки, входящие в идеальную модель. После повторного нажатия на кнопку 7 все объекты, перечисленные в списке, вставляются во вновь созданный комбинированный блок «о1272230», (рис. Б.19).

Подготовка блоков для обраб	отки.				×
🖬 💐 📭 🔊 🚿 🗙	9 5 🚳 -	Close			
* Apply					
📴 ᡚ bmp1272230	🔺 Entity	Х	Y	Angle	
🗄 🖶 🏚 IdealModel	bmp1272230	0	0	0	
Ė <mark>∲</mark> <u>01272230</u>	409in	8,88	6,00	4,712388980	
🚽 🖓 bmp1272230	401	2	30	4,712388980	
🚽 🔤 🖧 409in 👘	406	12,4	30	4,712388980	
	407	27,3	30	4,712388980	
	402	42,2	30	4,712388980	
- <mark>4</mark> 07	- 409out	42,2	6	4,712388980	-
		0.70	4.4	4 71000000	
26.07.2005				CAPS	

Рис. Б.19 Создание комбинированного блока для сопоставления растрового и векторного изображения

Б.3.4 Совмещение идеальных элементов конструкции с растровым изображением

Для дальнейшей работы необходимо вставить полученный блок «01272230» в рабочее пространство документа. Для этого выделить блок щелчком мыши в дереве объектов и нажать на кнопку 4 (рис. Б.15). Блок появится на экране. Командой АК **_explode** расчленяем вставленный блок на составные части. Теперь блоки – платы могут быть размещены и

сориентированы относительно растрового изображения. Для этой операции можно использовать команды АК _move и _rotate.

Существенно упростить эту работу позволяет подпрограмма, вызываемая кнопкой 8 – «Ручная расстановка объектов по растру». Для освобождения рабочего пространства экрана можно нажать также на кнопку 10 – «Минимизировать окно». При этом окно программы «StatisticsPrepare» будет отображать только панель инструментов.

Во время режима работы по ручной расстановке объектов в командной строке АК выводится информация:

(Entity, Move, Rotate, eXit)Выбрать объект!

Ответ на запрос и действия:

е – выбор платы-блока для работы;

m – перемещение выбранной платы;

г – вращение платы относительно точки использованной для передвижения в предыдущей команде;

х – выход из режима расстановки объектов.

Команды оптимально приспособлены для решения конкретно этой задачи и позволяют за несколько минут расставить платы на соответствующие места.

Б.3.5 Обрисовка подстроечных элементов

Подстроечные элементы, сформированные на поверхности микрополосковых плат реального прибора, нужно обрисовать полилинией, используя команду АК **_pline**. Полилиния должна быть замкнута. Эта операция занимает от пяти до десяти минут времени. Результат работы приведен на рис. Б.20.



Рис. Б.20 Внешний вид подготовленного к статистической обработке образца прибора

Для сохранения подготовленного блока и освобождения пространства для работы с последующими приборами нужно нажать кнопку 9 – «Создать

блок на основе растра» (рис. Б.15) и выбрать все объекты вместе с растром. Они сохранятся в блок «о1272230». Положение плат – блоков теперь соответствует реальному положению плат в приборе. Отсутствующие в идеальной конструкции подстроечные элементы присутствуют в виде полилиний на соответствующих местах.

Процедуру добавления растрового изображения и создания на его основе векторного образа необходимо повторить для всех приборов, подлежащих исследованию. В частности, было обработано сорок пять приборов. Для удобства, быстрый просмотр подготовленных блоков можно произвести с помощью фильтра имен (поз. 12 рис. Б.15). После выбора из списка фильтра «о*» и нажатия кнопки 13 – «Применение фильтра», в дереве объектов программы отобразятся только блоки, начинающиеся на букву «о», как показано на рис. Б.21.



Рис. Б.21 Программа перед просмотром подготовленных блоков

Теперь можно нажать кнопку 3 – «Последовательная вставка блоков для просмотра» (рис. Б.15), и на экран, в рабочее пространство документа, будут последовательно выводиться блоки, отображённые в дереве. Это позволяет визуально удостовериться в отсутствии ошибок в подготовленных блоках.

На этом подготовка информации для статистической обработки закончена.

Б.4 Статистическая обработка графической информации

Б.4.1 Принципы построения алгоритма

Для определённости, рассуждения построены на анализе топологии четырёх образцов прибора. Это позволит построить четыре уровня топологической гистограммы: 25%, 50%, 75% и 100%. Исходная информация

для работы представлена на рис. Б.22. Здесь показаны четыре блока – платы растровых изображений 4-х реальных приборов, подписанные литерами a, b, c, d. Каждый из блоков имеет своё положение и угол поворота. На каждом блоке расположен «подстроечный» элемент – круг. Расположение круга на всех блоках разное.



Рис. Б.22 Исходная информация

Первый этап построения гистограммы – приведение всех блоков к одинаковым условиям путём поворота и перемещения в одну точку (рис. Б.23, Б.24).



Рис. Б.23 Приведение к сравнимым условиям – поворот



a,b,c,d

Рис. Б.24 Приведение к сравнимым условиям – перемещение

Теперь на рис. Б.24 видно, что все исходные изображения блоков слились в одно, а круги – подстройки распределились на фоне исходного

изображения. Видно, что область, которая содержит подстройку на всех платах, является пересечением всех четырёх подстроечных элементов. На рис. Б.24 эта область наиболее тёмная, т.к. её изображение закрыто всеми четырьмя кругами. Пересечение всех подстроечных элементов ∩(a,b,c,d) изображено на рис. Б.25.



 \cap (a,b,c,d)



Для определения следующего уровня 75% - ной топологии необходимо найти области пересечения всех комбинаций элементов без одного, рис. Б.26. Результат пересечений в группах приведён на рис. Б.27. Объединение этих пересечений $\cup(\cap(a,b,c), \cap(b,c,d), \cap(c,d,a), \cap(d,a,b))$ даёт изображение 75% - ной топологии рис. Б.28.



Рис. Б.26 Подготовленные группы объектов для вычисления 75%-й геометрии



Рис. Б.27 Результат пересечений в группах



 $U(\bigcap(a,b,c),\bigcap(b,c,d),\bigcap(c,d,a),\bigcap(d,a,b))$

Рис. Б.28 75%-я топология

Аналогично путём поиска пересечений групп элементов без двух и затем объединения получается 50% - ная топология. А объединение пересечений без трёх даёт 25% - ную топологию. Все результаты приведены на рис. Б.29.



Рис. Б.29 Результат векторных вычислений топологических гистограмм

Описанный алгоритм опирается на две операции, присущие векторной графике, а именно: пересечение и объединение графических объектов. В случае простых геометрических объектов эти операции не вызывают проблем. Однако эти действия над произвольными и достаточно сложными объектами могут привести к вычислительным ошибкам и могут не завершиться успешно. Большой недостаток векторных вычислений также в очень быстро растущем объёме вычислений при увеличении количества

образцов, взятых для анализа, поскольку количество групп для вычисления пересечений равно числу сочетаний из полного количества образцов по количеству, соответствующему интересующему уровню. Так, в рассмотренном примере из четырёх образцов 50% - ный уровень потребовал расчёта шести пересечений $C_4^2 = 6$. Имея двадцать образцов, $C_{20}^{10} = 6,7E10$. Сорок образцов – $C_{40}^{20} = 1,7E28$.

Такой объём вычислений и большая вероятность неуспешного завершения расчётов требуют поиска более надёжного и менее трудоёмкого алгоритма вычислений. Подходящий алгоритм можно выстроить на основе растровой графики.

Для этого, после приведения блоков к стандартным условиям необходимо провести операцию растеризации подстроечных элементов. После растеризации получаются таблицы, в которых в местах, занятых подстроечными элементами, расположены единицы, а на остальных позициях – нули. Графическое представление этих таблиц для нашего примера представлено на рис. Б.30. Теперь очень легко составить результирующую таблицу, которая будет представлять сумму по всем образцам.



Рис. Б.30 Растеризация изображения

Остаётся операцию, обратную только провести растеризации, векторизацию, при которой искомые процентные уровни из таблицы будут переведены В визуально наглядный И удобный ДЛЯ дальнейшего использования векторный формат графики – рис. Б.31.



Рис. Б.31 Результат растровых вычислений топологических гистограмм.

Сравнение результатов, полученных с помощью векторных (рис. Б.29) и растровых (рис. Б.31) вычислений, выглядит не в пользу последних. Растровые расчёты выглядят довольно грубо и схематично. Можно улучшить точность передачи изображения путём уменьшения элементарной ячейки растра. Но этот путь приводит к увеличению времени счёта в квадратичной зависимости от величины шага дискретизации: в два раза уменьшили шаг разбиения – в четыре раза увеличили объём расчётов.

Опыт построения программы и сравнение работы этих алгоритмов привели к однозначному предпочтению растровых вычислений.

Б.4.2 Программа статистической обработки

После того, как исходная информация подготовлена, т.е. все загруженные изображения образцов приборов сопоставлены с векторными – идеальными – изображениями, как на рис. Б.20, можно приступить непосредственно к статистической обработке данных. Для этого разработана программа «StatisticsCalculate».

Программа представляет собой диалоговое окно с двумя закладками (рис. Б.32). На первой закладке (рис. Б.32.а) отображается список подготовленных образцов. При необходимости предусмотрена возможность выключить некоторые образцы из расчётов, сняв галочки слева от имени блока.

На второй закладке (рис. Б.32.б) отображаются все блоки, входящие в ансамбль подготовленных образцов (на закладке «Образцы»). Некоторые из подготовленных образцов содержали платы, не соответствующие идеальной модели, тем не менее, расчёт гистограмм возможен и для них. Если какие либо образцы были исключены, необходимо обновить список путём нажатия на кнопку «Обновить».

✓ 01272231 Имя блока Количество ✓ 01272230 402 43 ✓ 01272225 406 43 ✓ 01272223 401 43 ✓ 01272222 506in 19 ✓ 01271221 506in 19 ✓ 01271220 7 1 ✓ 01271219 506out 18 ✓ 01271218 90 506out 18 ✓ 01271207 90 5000 6000 6000 ✓ 01271207 90 5000 6000 6000 ✓ 01271197 90 90,05 06000 6000 ✓ 01271207 90 90,05 06000 06000000 ✓ 01271197	Имя блока	Обновить			
 ✓ 01272230 ✓ 01272227 ✓ 01272225 ✓ 01272223 ✓ 01272222 ✓ 01271221 ✓ 01271220 ✓ 01271219 ✓ 01271218 ✓ 01271218 ✓ 01271212 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271201 ✓ 01271201 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205	01272231	Имя блока	 Kor	ичество	
✓ 01272227 407 43 ✓ 01272225 406 43 ✓ 01272223 401 43 ✓ 01272222 506in 19 ✓ 01271221 409out 27 ✓ 01271220 180 180 ✓ 01271219 506out 18 ✓ 01271218 90 506out 18 ✓ 01271212 90 506out 18 ✓ 01271207 90 506out 18 ✓ 01271205 90 506out 18 ✓ 01271207 90 500 0,05 ✓ 01271197 90 0,05 05 ✓ 01271197 90 90 503дать стат. бло	01272230	402	43	43	
 ✓ 01272225 ✓ 01272223 ✓ 01272222 ✓ 01271221 ✓ 01271220 ✓ 01271219 ✓ 01271218 ✓ 01271212 ✓ 01271212 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271201 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271205 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271205	01272227	407	43	5	
✓ 01272223 401 43 ✓ 01272222 506in 19 ✓ 01271221 409out 27 ✓ 01271220 Парад 180 ✓ 01271219 506out 18 ✓ 01271218 90 506out 18 ✓ 01271212 90 506out 18 ✓ 01271212 90 506out 18 ✓ 01271207 26 0 ✓ 01271205 0,005 Обновить шкалу ✓ 01271197 0,005 Обновить шкалу ✓ 01271201 0,005 Обновить шкалу ✓ 01271197 0,005 Обновить шкалу	✓ o1272225	406	43		
✓ 01272222 506in 19 ✓ 01271220 409out 27 ✓ 01271220 Парад 180 ✓ 01271219 506out 18 ✓ 01271218 506out 18 ✓ 01271207 90 506out 18 ✓ 01271207 90 506out 18 ✓ 01271207 90 506out 18 ✓ 01271205 0.005 06HOBUTL ШКАЛУ ✓ 01271107 0.005 0.005 ✓ 01271107 0.005 0.005 ✓ 01271107 0.005 0.005	✓ o1272223	401	43		
✓ 01271221 409out 27 1 ✓ 01271220 Парад 180 18 ✓ 01271218 90 506out 18 ✓ 01271218 90 506out 18 ✓ 01271207 90 506out 18 ✓ 01271207 90 506out 18 ✓ 01271205 90 00 00 ✓ 01271201 01271107 0,05 0 ✓ 01271201 01271197 0,05 0 ✓ 01271197 01271197 0,05 0	☑ o1272222	 506in	19		
✓ 01271220 Парад 180 ✓ 01271219 ПарадД 90 ✓ 01271218 506out 18 ✓ 01271212 Pастровая обработк. Обновить шкалу ✓ 01271205 Запуск 0,05 ✓ 01271197 Осадать стат. блого	☑ o1271221	409out	27		_
✓ 01271219 ПарадД 90 ✓ 01271218 506out 18 ✓ 01271212 409in 26 ✓ 01271207 Растровая обработк Обновить шкалу ✓ 01271205 Запуск 0,05 ✓ 01271197 Основить шкалу Создать стат. блого	☑ o1271220	Парад	180)	
✓ 01271218 506out 18 ✓ 01271212 409in 26 ✓ 01271207 Растровая обработк Обновить шкалу ✓ 01271205 3апуск 0,05 ✓ 01271201 0,05 Создать стат. блов	☑ 01271219	ПарадД	90		
 ✓ 01271212 ✓ 01271207 ✓ 01271205 ✓ 01271201 ✓ 01271201 ✓ 01271197 ✓ 01271197	01271218	506out	18		
✓ 01271207 Растровая обработк Обновить шкалу ✓ 01271205 Запуск О,05 Обновить шкалу ✓ 01271201 Основить шкалу Обновить шкалу ✓ 01271197 Основить шкалу Создать стат. блого	■	409in	26		_
✓ 01271205 Запуск 0,05 Обновить шкалу ✓ 01271201 Запуск 0,05 Создать стат. блог ✓ 01271197 Оповить шкалу Обновить шкалу	■ 01271207	- Растровая обр	аботк – –		
✓ 01271201 ✓ 01271197 ✓ 01271197 Олоб	N o1271205	1 1		Обновить шк	салу
Ø 01271197 DY: 0,05 Создать стат. бло	▼o1271201	Запуск DX:	0,05		-
	N o1271107	 DY- [0.05	оздать стат.	блок
		Стоп			



- а) список подготовленных образцов,
- б) управление расчётом

Для удобства визуализации хода расчётов и их результатов предусмотрены две подпрограммы. Первая, вспомогательная, подпрограмма вызывается кнопкой «Обновить шкалу». После отработки этой подпрограммы в файле создаётся блок «Шкала» рис. Б.33, который позволяет визуально сопоставить цвета с соответствующими им процентными уровнями.



Рис. Б.33 Шкала уровней гистограммы

Вторая подпрограмма вызывается кнопкой «Создать стат. блок». При этом создаётся и выставляется на показ блок, с содержимым идеальной модели (рис. Б.1), в котором все входящие в конструкцию блоки заменены на соответствующие им блоки с приставкой «tmp» в имени. В этих временных блоках и будут проводиться все необходимые расчёты.

Б.4.3 Основной алгоритм программы

Для проведения расчёта необходимо выбрать блок в списке блоков и нажать кнопку «Запуск». Параметры растеризации DX и DY программа возьмёт из соответствующих текстовых полей (рис. Б.32.б), а параметр DZ используется для пространственного разнесения построенных топологических срезов. Это облегчает визуализацию результатов вычисления.

При необходимости прервать длительные вычисления можно нажать кнопку «Стоп». Длительность вычислений сильно зависит от параметров растеризации DX, DY. Так, для DX=0,1 и DY=0,1 расчёт платы 406, имеющей габариты 12х24, занимает несколько минут. При уменьшении разбиения до 0,05 время расчёта увеличивается до нескольких десятков минут.

Алгоритм расчётов состоит из нескольких этапов.

1) Формирование коллекции блоков - образцов. На данном этапе производится просмотр всех строк в таблице образцов (рис. Б.32.а) и образцы, помеченные галочкой, помещаются в коллекцию для работы.

2) Подготовка временного блока для проведения расчётов. Создаётся временный блок на основе выбранного из списка рис. Б.32.б с приставкой «tmp» в имени. Т.е., если выбран блок «406», то расчётный блок будет с именем «tmp406». Если блок уже существует, т.е., расчёты производились ранее, то производится удаление всех объектов в нём, чтобы новые расчёты не накладывались на старые.

3) Формирование коллекции регионов с настроечными элементами. Этот этап обеспечивает приведение всех образцов к стандартным условиям, как проиллюстрировано на рис. Б.23 и Б.24. Каждый образец из коллекции, сформированной на первом этапе, просматривается на наличие в нём ссылки на интересующий блок – «406» в нашем примере. Если такой ссылки в образце не оказалось, то осуществляется переход к рассмотрению следующего образца. Такая ситуация возникает, если в данном образце прибора интересующая нас плата была заменена на какую-то другую её модификацию.

При обнаружении искомой ссылки анализируемого образца реального блока запоминаются точка вставки и угол поворота. В блок для расчётов – «tmp406» вставляется ссылка на блок «406» в начало координат с нулевым поворотом. Все дальнейшие построения визуально будут производиться на фоне интересующего нас блока.

Далее просматриваются все объекты, входящие в данный образец. Если образцы были подготовлены правильно, то встречаться будут только два типа объектов – ссылки на блоки и полилинии. Все полилинии, геометрически входящие во взаимодействие с интересуемой платой, копируются в блок для расчётов, переносятся и поворачиваются аналогично плате. Далее полилинии преобразуются в регион, и этот регион обрезается по габаритам платы. Процесс иллюстрируется рисунком Б.34.

После повторения операции для каждого образца образуется некоторое количество регионов с информацией о подстроечных элементах, размещённых на рассматриваемой плате. Если какой-либо образец не содержал подстроечных элементов, то он не будет иметь своего региона.

4) Создание растровой таблицы. Формируется двумерный массив с числом элементов, зависящим от габаритов платы. Так для платы «406» с габаритами 24x12 и параметрами DX=0,1, DY=0,1 количество элементов будет 240x120=28800. Ячейка массива будет содержать число приходящихся на её место регионов – подстроечных элементов. При создании массива все элементы таблицы содержат нули.





- б) выделение необходимых объектов,
- в) перемещение, поворот, преобразование в регион и обрезка по габаритам платы

5) Растеризация региона. Эта ответственная операция отвечает за правильное заполнение таблицы. Принцип растеризации пояснён на рис. Б.35. АК может вычислять точки пересечений двух объектов. Таким вспомогательную образом, если построить вертикальную (либо горизонтальную) линию и проверять наличие пересечений с растрируемым объектом – регионом, то можно определить значения координат, при которых вспомогательная линия заходит внутрь региона и выходит наружу. Соответствующие промежуточные значения в растровой таблице можно заполнять единицами.



Рис. Б.35 Принцип растеризации

Есть немало осложнений при попытке использовать алгоритм в таком виде. На рис. Б.36 приведены случаи, которые неминуемо приводят к неправильной растеризации.



Рис. Б.36 Проблемные варианты при растеризации.

Для уменьшения вероятности ошибок на данном этапе применяется усложнённый алгоритм. Пересечение вычисляется для двух вспомогательных линий, разнесённых по координате X на очень малую величину – 0,000001. Это расстояние на несколько порядков меньше характерных размеров рассматриваемой геометрии. Теперь, сравнивая результаты пересечений этих двух линий, можно исключить ошибки, связанные с пограничными случаями, как на рис. Б.37 при X₁ и X₃.



Рис. Б.37 Растеризация при помощи двух вспомогательных линий – выявление критических точек

Таким образом, две вспомогательные линии перемещаются на шаг DX, вычисляются пересечения с регионом, определяются диапазоны координат Y, которые занимает регион, и значения переменных-счётчиков в соответствующих ячейках растровой таблицы увеличиваются на единицу.

После растеризации всех регионов растровая таблица оказывается заполненной. Значения ячеек указывают, сколько подстроечных элементов приходится на этот участок платы.

6) Построение срезов топологической гистограммы.

Дальнейшая сложность состоит в том, что сама по себе таблица совершенно не удобна для работы и визуально не наглядна. Необходимо преобразовать таблицу - растр обратно в векторный вид, удобный для визуализации и инженерной работы. Эту операцию можно сделать несколькими способами. Здесь используется самый простой, хотя и не самый быстрый, способ, основанный на построении в соответствующих растровой карте координатах регионов – прямоугольников со сторонами DX, DY, а затем объединению множества регионов в один, как схематично показано на рис. Б.38.



Рис. Б.38 Объединение регионов:

- а) 96 регионов до объединения,
- б) после объединения один регион

Предварительно создаются десять исходных регионов, размещённых в начале координат на слоях, соответствующих процентному уровню. Например, на слое «Lay_05» помещён регион, соответствующий пятидесятипроцентному уровню гистограммы.

Теперь просматривается растровая карта. Если значение ячейки равно нулю, то ничего не предпринимается. Если значение отлично от нулевого, то процентный соответствующий определяется уровень значения, И процентному уровню копируется геометрически регион В точку, соответствующую данной ячейке. В результате просмотра всей растровой таблицы получаем десять (или меньше) наборов регионов. Вспомогательные регионы удаляются. После операций объединения и перемещения регионов по координате Z получаем окончательный результат расчётов (рис. Б.39).

Для принятия конкретных решений об изменении конструкции полезно выделить один топологический срез с достаточным уровнем вероятности необходимой подстройки, например – 50% (рис. Б.40). Теперь легко изменить конструкцию усилителя, поскольку как исходная информация, так и результаты расчётов приведены к одному виду – это объекты векторной графики АК.



Рис. Б.39 Топологическая гистограмма усилителя



Рис. Б.40 Топология усилителя с 50% - ным уровнем подстроечных элементов