

А.А. Титов

**Устройства
управления амплитудой
мощных сигналов**

Москва
СОЛОН-ПРЕСС
2017

УДК 621.396
Т 45

Титов А.А.

Устройства управления амплитудой мощных сигналов — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2017. — 136 с.: ил.

Устройства управления амплитудой электрических сигналов используются во многих радиотехнических системах, например, в радиолокации, в радиосвязи, в передатчиках теле- и радиовещания. Чаще они являются частью схем автоматической регулировки усиления. Известные устройства управления не позволяют осуществлять управление мощными сигналами. Поэтому их устанавливают в маломощных цепях рассматриваемых систем, что приводит к усложнению этих систем и большой величине времени задержки сигнала управления. Указанные обстоятельства являются причиной малой надежности радиотехнических систем при их работе в нештатных ситуациях. Использование рассматриваемых в книге схемных решений построения устройств управления амплитудой мощных сигналов и методик проектирования указанных устройств позволяет значительно упростить функциональные схемы радиотехнических систем различного назначения, повысить их технические характеристики, надежность и срок эксплуатации.

Книга может быть полезна разработчикам устройств и систем различного назначения, том числе устройств генерирования гармонических и импульсных сигналов, систем сверхширокополосной радиолокации, полосовых усилителей систем связи и теле- и радиовещания, возбудителей импульсных СВЧ-генераторов.

Книга написана по результатам исследований, проводимых по государственному контракту в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы.

Для разработчиков радиоаппаратуры, радиолюбителей, а также студентов и аспирантов.

Ответственный за выпуск: **В. Митин**

Обложка: **СОЛОН-ПРЕСС**

ОО «СОЛОН-ПРЕСС»

123001, г. Москва, а/я 82

Телефоны: (499) 254-44-10, (499) 252-36-96,

(499) 795-73-26

E-mail: avtor@coba.ru, www.solon-press.ru

По вопросам приобретения обращаться:

ООО «АЛИАНС-БУКС»

Тел: (499) 725-54-09, 725-50-27,

www.aliants-kniga.ru

По вопросам подписки на журнал

«Ремонт & Сервис» обращаться:

ООО «СОЛОН-ПРЕСС»

тел.: (499) 795-73-26, e-mail: rem_serv@coba.ru

www.remserv.ru

ООО «СОЛОН-ПРЕСС»

103050, г. Москва, Дегтярный пер., д. 5, стр. 2

Формат 60×88/16. Объем 8,5 п. л. Тираж 200 экз.

Заказ №

ISBN 978-5-91359-124-1

© Титов А. А., 2017

© Обложка, СОЛОН-ПРЕСС, 2017

Оглавление

Предисловие	6
Основные сокращения и условные обозначения	7
Глава 1 Известные устройства управления амплитудой гармонических и импульсных сигналов	9
1.1. Устройства ограничения.....	9
1.2. Устройства регулирования.....	12
1.3. Устройства модуляции	13
Глава 2 Эффект двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами.....	16
2.1. Эффект ограничения в схеме устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки.....	17
2.2. Эффект ограничения в схеме устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки	22
2.3. Физическое объяснение эффекта двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами.....	24
Глава 3. Устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов	27
3.1. Устройство управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу	27
3.2. Устройство управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу	30
3.3. Модулятор амплитуды с последовательно-параллельным включением транзисторов в тракт передачи	31
3.4. Модулятор амплитуды с согласованным входом	34
3.5. Устройство управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на коллектор.....	36
3.6. Устройство управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на эмиттер	43
Глава 4. Устройства управления амплитудой мощных импульсных сигналов	46
4.1. Устройство управления с параллельным включением ограничивающего транзистора и нагрузки.....	46
4.2. Устройство управления с параллельным включением ограничивающего транзистора и нагрузки и повышенным выходным напряжением.....	49
4.3. Устройство управления с последовательным включением ограничивающего транзистора и нагрузки.....	51
4.4. Устройство управления со стабилизацией уровня насыщения ограничивающего транзистора	54

Глава 5 Нелинейная модель биполярного транзистора с закрытыми переходами	58
5.1. Анализ возможности использования нелинейной модели Гуммеля–Пуна для расчета устройств управления, использующих эффект двухстороннего ограничения.....	58
5.2. Двухтранзисторная нелинейная модель биполярного транзистора	59
5.3. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу	62
5.4. Анализ устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу	64
5.5. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на коллектор.....	66
5.6. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и заземленным эмиттером	68
5.7. Анализ устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на эмиттер.....	69
5.8. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и заземленным коллектором	71
Глава 6 Использование одностранзисторной и двухтранзисторной моделей для расчета устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов	73
6.1. Анализ устройств управления амплитудой мощных радиоимпульсов	73
6.2. Анализ устройств управления амплитудой мощных видеоимпульсов	77
Глава 7 Проектирование устройств управления амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов	80
7.1. Методика проектирования устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов	80
7.2. Методика проектирования согласованного устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов	86
7.3. Методика проектирования устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов.....	90
Глава 8 Описание экспериментальных макетов устройств управления амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов	98
8.1. Разработка и изготовление устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов ОВЧ диапазона	98
8.2. Разработка и изготовление устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов УВЧ диапазона.....	103

8.3. Разработка и изготовление устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов СВЧ диапазона.....	110
8.4. Пример использования устройства управления при построении полосового усилителя мощности с защитой от перегрузок	115
8.5. Разработка и изготовление устройства ограничения амплитуды мощных импульсных сигналов.....	121
8.6. Разработка и изготовление устройства регулирования амплитуды мощных импульсных сигналов.....	124
8.7. Разработка и изготовление устройства модуляции амплитуды мощных импульсных сигналов.....	130
Список использованных источников	133

Предисловие

Устройства управления амплитудой электрических сигналов используются во многих радиотехнических системах, например, в радиолокации, в радиосвязи, в передатчиках теле- и радиовещания. Недостатком известных схемных решений построения таких устройств является их малая выходная мощность. Существующие полупроводниковые и варисторные ограничители напряжения не позволяют плавно изменять напряжение ограничения, и не предназначены для осуществления ограничения гармонических сигналов. Устройства регулирования амплитуды гармонических и импульсных сигналов рассчитаны на уровни мощности входных сигналов не превышающие 0,5...1 Вт. Устройства модуляции амплитуды гармонических и импульсных сигналов, хотя и позволяют получить на своем выходе мощные сигналы, работают с входными сигналами менее 1 Вт. Выходная мощность модуляторов обеспечивается благодаря использованию в своём составе усилителей мощности.

Этот недостаток может быть устранен благодаря использованию способности биполярных транзисторов с закрытыми переходами к осуществлению двухстороннего ограничения мощных гармонических и импульсных сигналов. Несмотря на многолетнюю практику использования биполярных транзисторов в радиоэлектронике, эффект двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами до последнего времени не был известен и по этой причине оказался неисследованным. Использование указанного эффекта является перспективным для построения устройств управления, то есть устройств ограничения, регулирования и модуляции амплитуды гармонических сигналов мощностью в десятки ватт и импульсных сигналов с мгновенной мощностью в единицы киловатт.

Разработка перечисленных устройств на основе эффекта двухстороннего ограничения позволяет значительно упростить функциональные схемы радиотехнических систем различного назначения, повысить их надежность и срок эксплуатации.

Выпускаемые в настоящее время в мире мощные передатчики систем радиосвязи, систем УКВ ЧМ и ТВ вещания выходят из строя при рассогласовании по выходу в режиме максимальной выходной мощности. Это связано с применяемой структурой построения мощных передатчиков, когда блок управления, осуществляющий регулировку уровня сигнала подаваемого на вход усилителя мощности передатчика, находится в его маломощных цепях. Возможность управления мощными сигналами позволяет изменить структуру построения мощных передатчиков и осуществить их защиту при работе в режиме максимальной выходной мощности в условиях рассогласования по выходу.

Основные сокращения и условные обозначения

- НО – направленный ответитель.
- ОВЧ-диапазон – диапазон очень высоких частот (30...300 МГц).
- УУ – устройства управления.
- СВЧ-диапазон – диапазон сверх высоких частот (3...30 ГГц).
- УВЧ-диапазон – диапазон ультра высоких частот (300...3000 МГц)
- ФНЧ – фильтр нижних частот.
- δ – допустимый выброс на переднем фронте импульса на выходе устройств управления.
- C_K – барьерная емкость коллекторного перехода.
- $C_э$ – барьерная емкость эмиттерного перехода.
- E_T – амплитуда напряжения генератора моногармонического сигнала.
- $E_{T\max}$ – максимальное значение амплитуды напряжения генератора моногармонического сигнала.
- $E_T / E_{T\max}$ – относительная амплитуда напряжения генератора моногармонического сигнала
- $E_{см}$ – напряжение смещения.
- f_B – верхняя частота.
- f_0 – частота гармонического сигнала, подаваемого на вход устройств управления.
- f_T – граничная частота коэффициента усиления тока базы биполярного транзистора.
- $I_{к\text{ доп}}$ – максимально допустимый ток коллектора.
- $P_{к\text{ доп}}$ – максимально допустимая рассеиваемая мощность коллектора.
- Q – скважность управляемых импульсов.
- R_0 – волновое сопротивление тракта передачи в котором установлено УУ.
- $R_б$ – балластное сопротивление.
- R_T – внутреннее сопротивление генератора высокочастотных колебаний.
- R_H – сопротивление нагрузки.
- t_y – допустимое время установления фронта импульса на выходе устройств управления.
- U_Ω – модулирующий сигнал.
- $U_{\min} - U_{\max}$ – требуемый диапазон регулирования амплитуды импульсных сигналов на выходе устройства управления.
- $U_{вх}$ – амплитуда входного напряжения.
- $U_{вх\max}$ – максимальное значение амплитуды сигнала, подаваемого на вход устройств управления.
- $U_{вых}$ – амплитуда выходного напряжения.
- $U_{вых\max}$ – максимальное значение амплитуды выходных напряжений.

$U_{Г\text{ max}}$ – максимальное значение амплитуды выходного напряжения генератора импульсных сигналов.

$U_{кэ\text{ доп}}$ – максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер

$U_{н}$ – амплитуда переменного высокочастотного напряжения на нагрузке.

$U_{упр}$ – напряжение управления.

Глава 1

Известные устройства управления амплитудой гармонических и импульсных сигналов

Устройства управления (УУ) амплитудой гармонических и импульсных сигналов условно можно разделить на устройства ограничения, устройства регулирования и устройства модуляции. Указанные устройства применяются во многих радиотехнических системах, например, в радиолокации, в радиосвязи, в передатчиках теле- и радиовещания.

1.1. Устройства ограничения

Устройства ограничения, применяемые в радиоэлектронном и электротехническом оборудовании, содержат элементы защиты, гарантирующие безопасную и надежную работу в различных ситуациях: при возникновении перенапряжений во время переходных процессов; разрядах статического электричества; в результате воздействия ударов молнии, индуцирующей высоковольтные выбросы. Устройства ограничения подразделяются на разрядники, варисторы, полупроводниковые ограничители напряжения. Устройства ограничения или ограничители напряжения предотвращают электрический пробой и защищают компоненты радиоаппаратуры от повреждения.

Газоразрядные защитные устройства – это герметизированный и частично или целиком газонаполненный отрезок волноводной или коаксиальной линии передачи либо герметизированная и наполненная газом колба, устанавливаемая в линию передачи [1]. При низком уровне мощности газоразрядное защитное устройство является резонансным или полосовым фильтром. Режим запирания достигается в результате возникновения в разрядных промежутках разрядника разряда под действием входной мощности, превышающей пороговую. Возникновение разряда, теория которого развита в [2], сопровождается резким уменьшением полного сопротивления в плоскостях разрядных промежутков до значений, значительно меньших характеристического сопротивления линии. В результате большая часть подводимой мощности отражается и частично поглощается в нем.

Варистор – это нелинейный прибор, который имеет симметричную вольтамперную характеристику, аналогичную характеристике стабилитрона. Серия оксидно-цинковых варисторов – это нелинейные резисторы, состоящие в основном из оксида цинка с добавлением оксидов других металлов. Они обладают симметричной высоконелинейной вольтамперной характеристикой при уникально высокой импульсной устойчивости. Оксидно-цинковые варисторы являются в настоящее время практически единственным быстродействующим средством защиты сложных и дорогостоящих полупроводниковых систем различного назначения. Уникальные свойства варисторов используются для создания

низкочастотных фильтров, необходимых для высокоскоростных линий передачи данных, для защиты от импульсных воздействий, для шумопоглощения (радио/электромагнитные помехи). Симметричность вольтамперных характеристик варистора является одним из его преимуществ перед ограничительными диодами [3].

Высокое быстродействие варистора производитель может реализовать, только обеспечив достаточно малую индуктивность выводов изделия. Наименьшей индуктивностью обладают безвыводные варисторы. Время срабатывания варисторов 5 – 25 нс. Являясь разрядником, варистор, в простейшем случае устанавливается параллельно защищаемой схеме, последовательно с внутренним сопротивлением источника помех (имеется в виду сопротивление линии передачи данных с учетом омического импеданса кабеля). При отсутствии перенапряжения ток, проходящий через варистор, очень мал. Принцип защиты схемы варистором состоит в резком уменьшении его внутреннего сопротивления до долей Ом при возникновении импульса напряжения, и соответствующее шунтирование защищаемого объекта. Результатом является резкое увеличение тока, протекающего через варистор. Типичная вольтамперная характеристика варистора приведена на рис. 1.1.

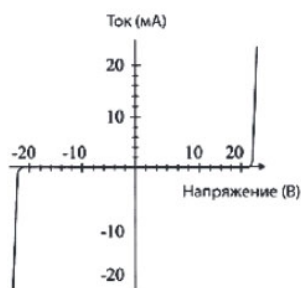


Рис. 1.1. Вольтамперная характеристика варистора

Полупроводниковые ограничители напряжения представляют собой отрезок линии передачи с параллельно включенными в него коммутирующими полупроводниковыми элементами [1]. По принципу действия ограничители подобны стабилитронам, поскольку основным физическим процессом, характеризующим их работу, является пороговое появление проводимости $p-n$ перехода при определенном обратном напряжении. Однако ограничители имеют несколько отличную систему параметров, конструкцию и методику испытаний, обеспечивают более высокий уровень допустимого тока [4]. Ограничители рассчитаны на рассеивание энергии мощных одиночных импульсов напряжения в течение

ограниченного времени. Полупроводниковые диодные ограничители напряжения фиксируют заданный уровень напряжения на защищаемом устройстве. При превышении рабочего напряжения происходит обратимый лавинный пробой диода, он переходит в состояние с низким динамическим сопротивлением. В этом состоянии диодный ограничитель отводит импульсный ток перегрузки от защищаемого объекта и поглощает выбросы напряжения, превышающие напряжение пробоя. Время реакции на перенапряжение составляет несколько наносекунд (зависит от конструкции), импульсный ток – до сотен ампер, импульсная мощность – более 1 кВт [5, 6].

Промышленность выпускает три разновидности ограничителей – обычные (или одиночные), симметричные и малоемкостные. Первые, составляющие наиболее многочисленную группу, предназначены для защиты от аварийных импульсов цепей постоянного тока. Для защиты цепей переменного тока включают либо два обычных ограничителя встречно параллельно, либо один симметричный (неполярный), представляющий собой пару $p-n$ переходов, включенных встречно последовательно, как и у двуханодных стабилитронов. Пример встречно параллельного включения ограничителей в схеме компаратора на операционном усилителе приведен на рис. 1.2.

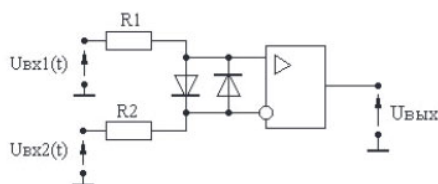


Рис. 1.2. Встречно параллельное включение ограничителей в схеме компаратора на операционном усилителе

Малоемкостные ограничители предназначены для защиты высокочастотных цепей. Структура этих приборов состоит из обычного ограничителя и включенного последовательно с ним высоковольтного диода. Когда под действием аварийного импульса открывается ограничитель, открывается и диод. В обратном направлении малоемкостной ограничитель ток не пропускает, так как диод закрыт. Иначе говоря, эти ограничители – полярные, поэтому их надо включать в защищаемую цепь попарно встречно параллельно (рис. 1.3).

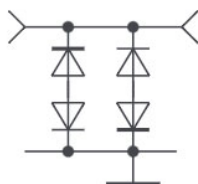


Рис. 1.3. Попарно встречно параллельное включение диодных ограничителей

Введение последовательного диода позволяет сильно уменьшить общую емкость ограничителя. Для сравнения укажем, что емкость обычного ограничителя с напряжением открывания 200 В равна примерно 500 пФ, а у низковольтных может достигать 22000 пФ. Малоемкостные ограничители напряжения способны защитить линии связи переменного тока частотой до 100 МГц. [6]. Методы расчета и проектирования различных типов диодных ограничителей приведены в [1, 4, 8].

1.2. Устройства регулирования

Устройства регулирования амплитуды гармонических и импульсных сигналов или аттенюаторы строятся на основе резисторов при реализации фиксированного либо ступенчатого затухания [7] и на основе использования *p-i-n* диодов и транзисторов с затвором Шоттки [9] при плавной регулировке затухания.

Аттенюаторы с фиксированным и ступенчатым затуханием с рассеиваемой мощностью от 10 Вт до 2 кВт выпускаются, например, в г. Новосибирске предприятием ООО ИТЦ КОНТУР [7]. Некоторые виды аттенюаторов приведены на рис. 1.4.

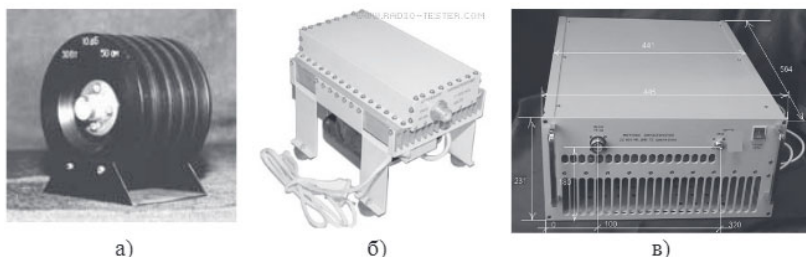


Рис. 1.4. Виды аттенюаторов: а) – 10 Вт, б) – 300 Вт, в) – 2 кВт.

Электрически управляемые диодные аттенюаторы с плавной и ступенчатой регулировкой затухания выпускаются на 8 предприятиях России: ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино; ЗАО «ВЧТехнологии» и ООО «Планар», г. Челябинск; НПФ «Микран» и ОАО «НИИПП», г. Томск; ОАО «Тантал» и ОАО «ЦНИИИА», г. Саратов; ФГУП «ННИПИ «Кварц», г. Н. Новгород [9].

Принцип действия электрически управляемых аттенюаторов основан на свойствах $p-i-n$ диодов и транзисторов с затвором Шоттки изменять в широких пределах свое сопротивление при изменении протекающих через них токов. Изменение импеданса диодов и транзисторов, включенных в высокочастотный тракт, приводит к изменению вносимого ими ослабления. Использование различных схемотехнических и конструктивных решений, $p-i-n$ диодов и транзисторов с затвором Шоттки с различным комплексом параметров, позволяет создать широкую гамму аттенюаторов в СВЧ, УВЧ, СВЧ-диапазонах волн.

Пример реализации электрически управляемого аттенюатора на транзисторах с затвором Шоттки приведен на рис. 1.5 [10].

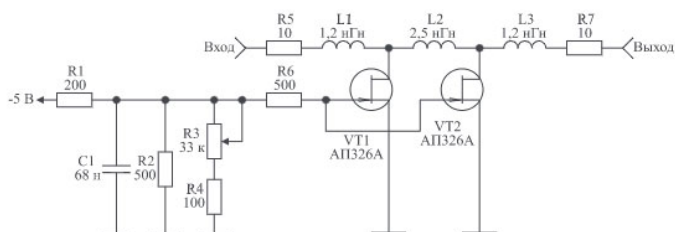


Рис. 1.5. Аттенюатор на транзисторах с затвором Шоттки

1.3. Устройства модуляции

В настоящее время амплитудная модуляция гармонических сигналов применяется в звуковом радиовещании на длинных, средних и коротких волнах, в телевизионном вещании, в системах ближней радиосвязи, модуляция амплитуды импульсных сигналов и формирователи радиопульсов используются в радиолокации, системах цифровой связи [11]. Наибольшее применение при проектировании модуляторов амплитуды гармонических колебаний находят ламповые схемы сеточной и анодной модуляции, и транзисторные схемы с базовой и коллекторной модуляцией [11].

Модуляторы амплитуды импульсных сигналов строятся с использованием того же принципа коллекторной модуляции, что и при построении модуляторов амплитуды гармонических колебаний. Примером может служить устройство управления и модуляции импульсных сигналов, описанное в [12].

Меньшее распространение получили модуляторы на диодах, имеющие коэффициент передачи менее единицы. Примером может служить модуль преобразования частоты и модуляции высокочастотных колебаний (рис. 1.6), описанный в [13] с рабочим диапазоном частот 0,05...1,5 ГГц и коэффициентом передачи минус 12 дБ.

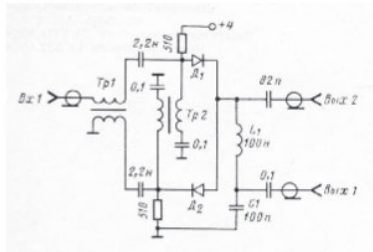


Рис. 1.6. Модуль преобразования частоты и модуляции высокочастотных колебаний.

Формирование мощных радиоимпульсов в настоящее время осуществляется на основе управления питанием или смещением рабочей точки транзисторов полосовых усилителей мощности, на вход которых подается моногармонический сигнал. Получение мощных радиоимпульсов на основе использования маломощных модуляторов, с последующим усилением сформированного сигнала полосовым усилителем мощности, оказывается неэффективным. Это связано с тем, что при построении полосовых усилителей мощности УВЧ- и СВЧ-диапазонов используется, как правило, режим работы транзисторов без отсечки, так как при переводе транзисторов из режима без отсечки к режиму с отсечкой на 6 дБ уменьшается коэффициент усиления каждого каскада усилителя, что в УВЧ- и СВЧ-диапазонах оказывается недопустимым [14]. Пример реализации формирователя мощных радиоимпульсов приведен на рис. 1.7 [15].

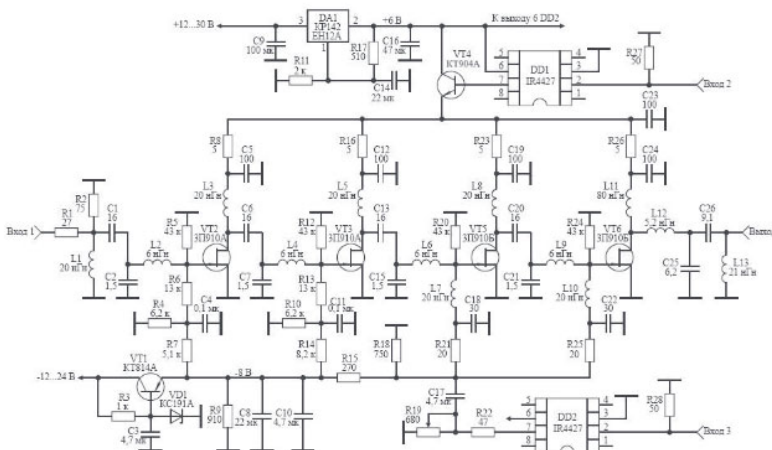


Рис. 1.7. Формирователь мощных радиоимпульсов.

Формирователь радиоимпульсов содержит четыре каскада усиления на транзисторах VT_2 , VT_3 , VT_5 , VT_6 , выходной трансформатор сопротивлений на элементах L_{12} , C_{25} , C_{26} , L_{13} , стабилизаторы напряжения на микросхеме $DA1$ и транзисторе VT_1 , схему управления питанием на транзисторе VT_4 и драйвере $DD1$, схему управления смещением на драйвере $DD2$.

Формирование радиоимпульсов мощностью 1,5 Вт с несущей частотой в полосе 400...700 МГц и с использованием схемы управления питанием на транзисторе VT_4 и драйвере $DD1$ осуществляется при подаче импульсов управления на вход 2. Время установления фронта радиоимпульсов равно 45 нс, при собственном времени установления фронта импульсов, генерируемых схемой управления питанием при работе на активную нагрузку, составляющем 15 нс. При использовании схемы управления смещением импульс управления подается на вход 3. Время установления фронта радиоимпульсов, в этом случае, равно 20 нс.

Таким образом, существующие устройства управления амплитудой электрических сигналов, такие как устройства ограничения на варисторах или диодные ограничители [1], устройства регулирования на основе использования $p-i-n$ диодов [9], устройства модуляции [11], либо не позволяют плавно изменять напряжение ограничения, либо рассчитаны на уровни мощности управляемых сигналов не превышающие 0,5...1 Вт.

Глава 2

Эффект двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами

Развитие систем связи, навигации и радиолокации, систем телевидения и радиовещания невозможно без передачи радиосигналов на большие расстояния. Это приводит к возрастанию требований к таким параметрам различных радиотехнических систем и комплексов, как коэффициент полезного действия, уровень выходной мощности, надежность, массогабаритные показатели, стоимость, которые в значительной мере определяются применяемыми в этих системах усилителями мощности, генераторами и модуляторами моногармонических и импульсных сигналов, устройствами защиты и управления.

Актуальность разработок нового поколения перечисленных выше устройств с повышенными качественными показателями подтверждается большим числом публикаций, как в зарубежных, так и в отечественных изданиях.

Сложность проблемы достижения высокого коэффициента полезного действия, уровня выходной мощности, надежности, минимизации массогабаритных показателей и стоимости рассматриваемых систем обусловлена следующими условиями:

- разрабатываемые и используемые в настоящее время во многих радиотехнических системах устройства ограничения, регулирования и модуляции амплитуды электрических сигналов работают в режиме малой выходной мощности. Поэтому их использование в современных радиосистемах приводит к неоправданному усложнению, снижению надежности, ухудшению характеристик, повышению стоимости этих систем;
- повышение коэффициента полезного действия и выходной мощности передающих радиосистем связано с увеличением коэффициента использования транзисторов выходных каскадов передатчиков по мощности, что приводит к снижению надёжности радиосистем, обусловленной выгоранием транзисторов при работе на несогласованную нагрузку и при перегрузке по входу;
- для минимизации изменения уровня выходной мощности СВЧ генераторов на диодах Ганна и лавинно-пролетных диодах в процессе их работы, применяются возбудители со сложной системой стабилизации амплитуды импульсов возбуждения, что приводит к снижению надежности, возрастанию стоимости и массогабаритных показателей СВЧ генераторов.

В связи с вышесказанным представляется актуальной задача по разработке устройств ограничения, регулирования и модуляции амплитуды гармонических сигналов мощностью в десятки ватт и импульсных сигналов с мгновенной мощностью в единицы киловатт. Кроме того, выпускаемые в настоящее время в мире мощные передатчики систем радиосвязи, систем

УКВ ЧМ и ТВ вещания выходят из строя при рассогласовании по выходу в режиме максимальной выходной мощности. Это связано с применяемой структурой построения мощных передатчиков, когда блок управления, осуществляющий регулировку уровня сигнала подаваемого на вход усилителя мощности передатчика, находится в его малоомощных цепях. Возможность управления мощными сигналами позволяет изменить структуру построения мощных передатчиков и осуществить их защиту при работе в режиме максимальной выходной мощности в условиях рассогласования по выходу. Разработка таких устройств позволит, в свою очередь, значительно повысить коэффициент полезного действия, уровень выходной мощности, надежность, снизить массогабаритные показатели и стоимость вновь создаваемых, а также функционирующих радиотехнических систем различного назначения.

Достижение поставленной задачи возможно благодаря использованию способности биполярных транзисторов с закрытыми переходами к осуществлению двухстороннего симметричного ограничения мощных гармонических и импульсных сигналов. Несмотря на многолетнюю практику использования биполярных транзисторов в радиоэлектронике, эффект двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами до последнего времени не был известен и по этой причине оказался неисследованным.

2.1. Эффект ограничения в схеме устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки

Задача управления амплитудой мощных гармонических сигналов впервые решена в устройстве защиты полосовых усилителей мощности от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу [16], где было использовано свойство биполярного транзистора с закрытыми переходами к двухстороннему симметричному ограничению мощных сигналов [17, 18]. Функциональная схема устройства защиты приведена на рис. 2.1, где НО – направленный ответвитель, R_6 – балластное сопротивление, $U_{упр}$ – напряжение управления.

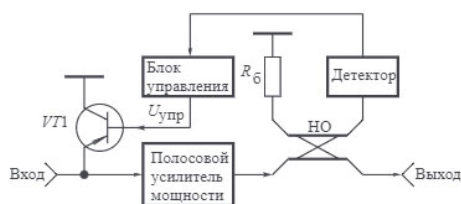


Рис. 2.1. Функциональная схема устройства защиты

Устройство защиты работает следующим образом. На базу транзистора ИТ1 с блока управления подается постоянное напряжение $U_{упр}$, запирающее

оба перехода транзистора. При воздействии на вход усилителя сигнала, амплитуда напряжения которого превышает значение примерно равное $2U_{упр}$, входное воздействие оказывается двухсторонне ограниченным с амплитудой равной $2U_{упр}$.

При рассогласовании нагрузки усилителя с выходным сопротивлением НО, напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны НО, увеличивается, и напряжение $U_{упр}$ начинает уменьшаться, уменьшая амплитуду входного воздействия, поступающего на вход усилителя. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту коэффициента стоячей волны по напряжению нагрузки.

Рассматриваемое свойство биполярного транзистора было использовано в [19, 20] для создания УУ амплитудой мощных гармонических сигналов. На рис. 2.2 приведена принципиальная схема такого устройства.

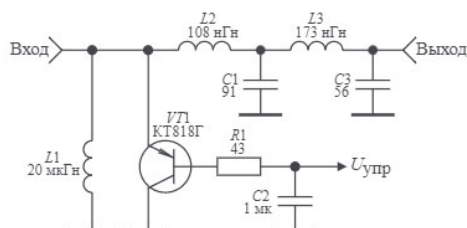


Рис. 2.2. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки.

В качестве транзистора $VT1$ использован транзистор КТ818Г, имеющий граничную частоту коэффициента усиления тока базы f_T равную 3 МГц. Индуктивность $L1$ необходима для создания пути протекания постоянной составляющей тока транзистора $VT1$. Элементы $L2$, $C1$, $L3$, $C3$ образуют фильтр нижних частот (ФНЧ).

Результаты экспериментальных исследований формы сигнала на выходе УУ, при различных значениях напряжения управления и при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 % модуляцией и частотой несущей 1 МГц, приведены на рис. 2.3, где $U_{вых}$ – амплитуда выходного напряжения.

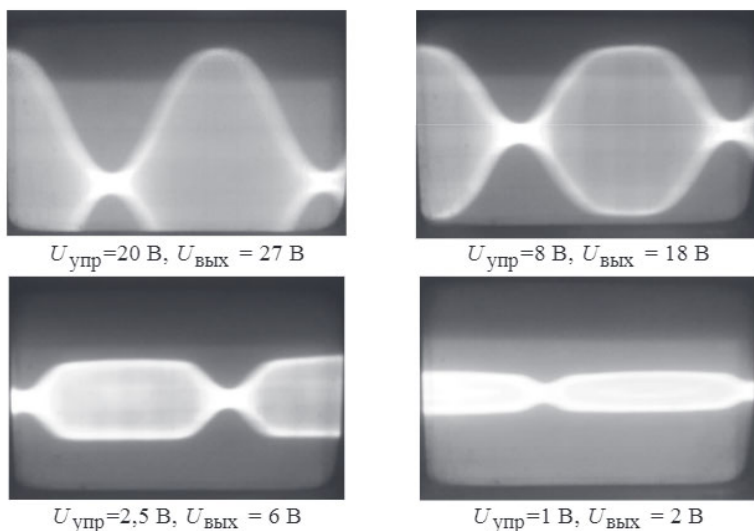


Рис. 2.3. Зависимость формы сигнала на выходе устройства управления при различных его амплитудах

Верхняя граничная частота фильтра нижних частот выбрана равной 60 МГц, что позволяет увидеть на выходе УУ форму двухсторонне ограниченного несущего колебания частотой 1 МГц, которая приведена на рис. 2.4 и соответствует значению $U_{\text{ВЫХ}} = 6 \text{ В}$.



Рис. 2.4. Форма двухсторонне ограниченного несущего колебания

Следует отметить, что в штатном режиме работы УУ верхняя граничная частота ФНЧ выбирается равной частоте сигнала, подаваемого на вход устройства управления, что необходимо для выделения первой гармоники управляемого сигнала.

На рис. 2.5 приведена форма сигнала на выходе УУ (рис. 2.2), соответствующая различным значениям сопротивления $R1$, стоящего в цепи базы, при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 % модуляцией, частотой несущей 1 МГц и при $U_{\text{упр}}=5 \text{ В}$.

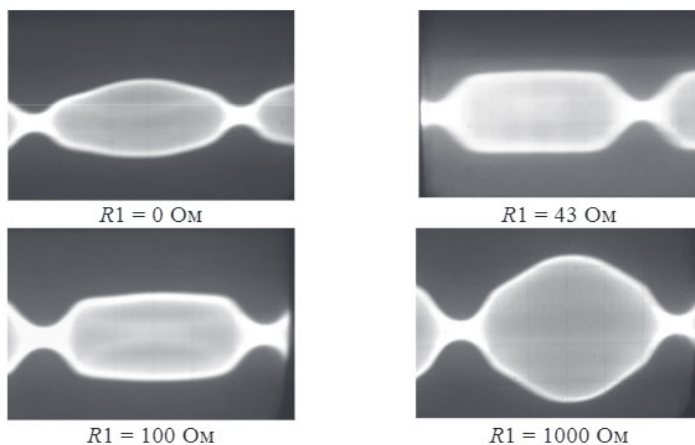


Рис. 2.5. Форма сигнала на выходе устройства управления при различных $R1$

Как следует из рис. 2.5 существует оптимальное значение резистора $R1$, при котором минимизируются искажения в процессе регулирования.

Способность биполярных транзисторов с закрытыми переходами к осуществлению двухстороннего симметричного ограничения мощных сигналов может быть использована для построения устройств ограничения, регулирования и модуляции амплитуды мощных гармонических сигналов. Рассмотрим зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от величины напряжения управления $U_{\text{упр}}$, при неизменном уровне входного моногармонического сигнала, и зависимость $U_{\text{ВЫХ}}$ от амплитуды входного сигнала, при неизменном значении $U_{\text{упр}}$ для нескольких схем УУ.

На рис. 2.6 представлены схемы УУ на транзисторах КТ814А, имеющих граничную частоту 3 МГц. Верхняя граничная частота ФНЧ схемы УУ (рис. 2.6,а) равна 60 МГц, для схемы (рис. 2.6,б) – 200 МГц.

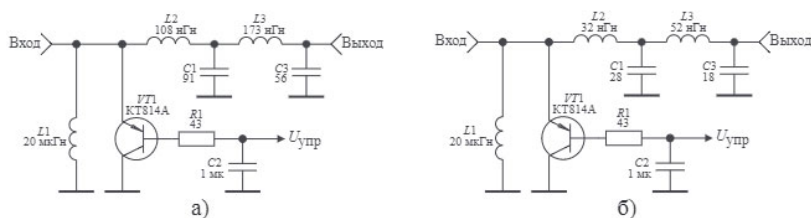


Рис. 2.6. Принципиальные схемы устройств управления на транзисторах КТ814А

На рис. 2.7,а приведены результаты экспериментальных исследований зависимости $U_{\text{ВЫХ}}$ от $U_{\text{упр}}$ схемы (рис. 2.6,а) при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 60 МГц. На рис. 2.7,б приведены результаты экспериментальных исследований зависимости $U_{\text{ВЫХ}}$ от относительной амплитуды напряжения генератора моногармонического сигнала $E_{\text{Г}}/E_{\text{Г max}}$, при различных значениях напряжения $U_{\text{упр}}$.

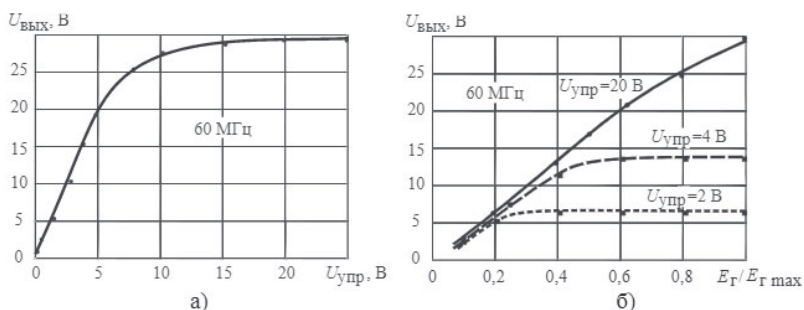


Рис. 2.7. Экспериментальные зависимости выходного напряжения устройства управления на транзисторе КТ814А

На рис. 2.8 приведены те же результаты экспериментальных исследований, что и на рис. 2.7, но для схемы (рис. 2.6,б) и частоты сигнала 170 МГц.

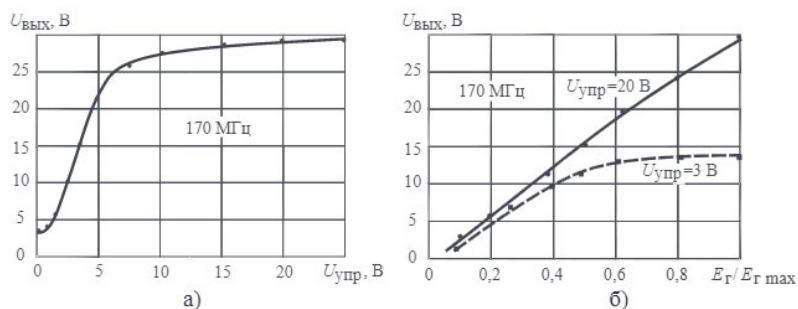


Рис. 2.8. Экспериментальные зависимости выходного напряжения устройства управления на транзисторе КТ814А

На рис. 2.9 приведены результаты экспериментальных исследований УУ (рис. 2.6,а) на транзисторе КТ830Б, имеющем граничную частоту 9 МГц, для частоты сигнала 60 МГц.

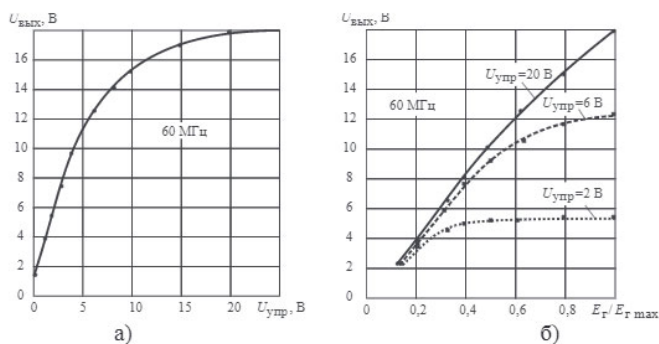


Рис. 2.9. Экспериментальные зависимости выходного напряжения устройства управления на транзисторе КТ830Б

2.2. Эффект ограничения в схеме устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки

Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора в тракт передачи и подачи напряжения управления на базу описана в [20] и приведена на рис. 2.10.

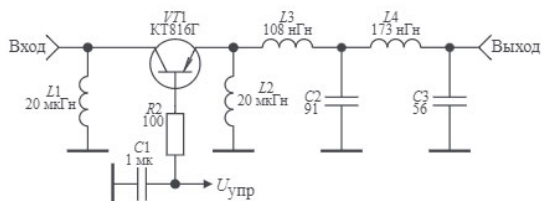


Рис. 2.10. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки.

Результаты экспериментальных исследований формы сигнала на выходе УУ на транзисторе КТ816Г, имеющем граничную частоту 3 МГц, при различных значениях напряжения управления и при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 % модуляцией и частотой несущей 5 МГц, приведены на рис. 2.11,а и 2.11,б. На рис. 2.11,в и 2.11,г – для частоты несущей 60 МГц.

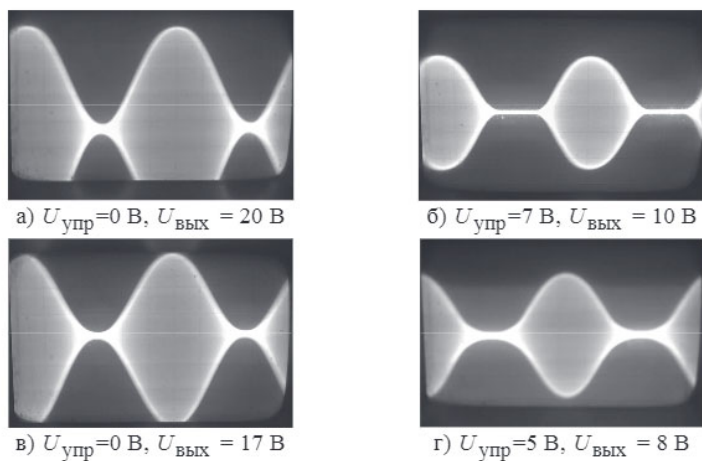


Рис. 2.11. Зависимость формы сигнала на выходе устройства управления при различных его амплитудах

На рис. 2.12,а приведены результаты экспериментальных исследований зависимости $U_{вых}$ от $U_{упр}$ схемы (рис. 2.10) при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 60 МГц. На рис. 2.12,б приведены результаты экспериментальных исследований зависимости $U_{вых}$ от относительной амплитуды напряжения генератора моногармонического сигнала $E_r / E_{r \max}$, при различных значениях напряжения $U_{упр}$.

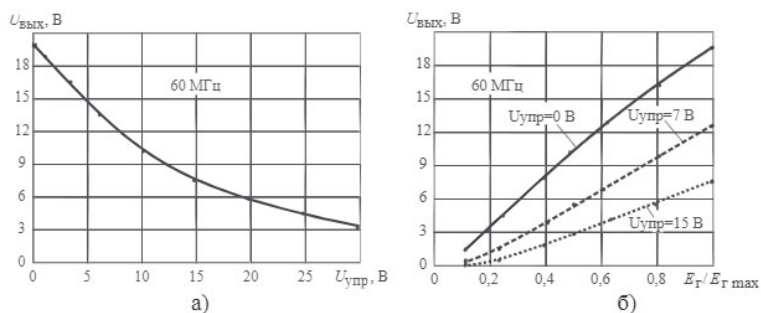


Рис. 2.12. Экспериментальные зависимости выходного напряжения устройства управления на транзисторе КТ816Г

На рис. 2.13 приведены результаты экспериментальных исследований УУ (рис. 2.10), что и на рис. 2.12, но на транзисторе КТ630Г, имеющем граничную частоту 50 МГц, для частоты сигнала 60 МГц.

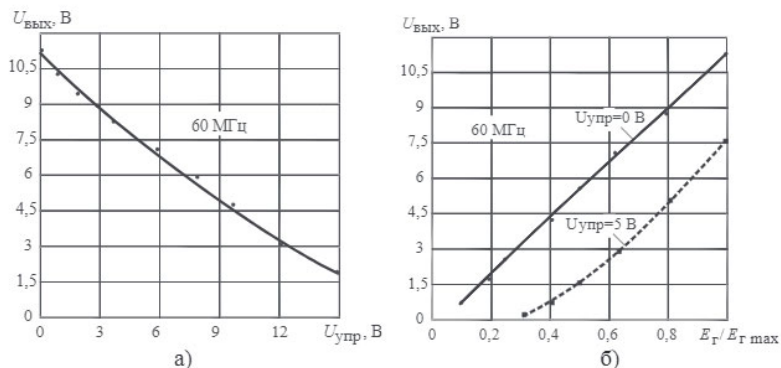


Рис. 2.13. Экспериментальные зависимости выходного напряжения устройства управления на транзисторе КТ630Г

2.3. Физическое объяснение эффекта двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами

По результатам исследований, описанных в пунктах 2.1 и 2.2, можно предложить следующее физическое объяснение эффекта двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами при его включении параллельно либо последовательно с нагрузкой.

В соответствии с [21–23] биполярный транзистор может быть представлен эквивалентной схемой замещения Эберса–Мола, приведенной на рис. 2.14. Каждый из переходов на рис. 2.14 изображен в виде диода, а их взаимодействие отражено генераторами токов. Например, если открыт эмиттерный переход и через него протекает ток I_3 , то в цепи коллектора будет протекать ток, формируемый генератором αI_3 , где α – коэффициент передачи эмиттерного тока.

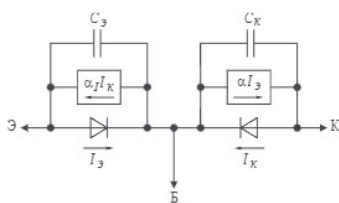


Рис. 2.14. Эквивалентная схема замещения Эберса–Мола.

Рассмотрим как будет вести себя транзистор в схеме, приведенной на рис. 2.15, где E_T – генератор высокочастотных (ВЧ) колебаний; R_T –

внутреннее сопротивление генератора ВЧ колебаний; R_H – сопротивление нагрузки генератора; $R1$ – резистор, исключающий возможность заземления по ВЧ базы транзистора $VT1$ через источник, создающий напряжение управления $U_{упр}$.

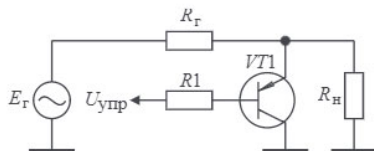


Рис. 2.15. Параллельная схема подключения закрытого транзистора к тракту передачи ВЧ колебаний.

На базу транзистора подается постоянное запирающее оба перехода транзистора напряжение. На сопротивление нагрузки и одновременно на эмиттер транзистора подается переменное высокочастотное напряжение с генератора ВЧ колебаний. Переменное высокочастотное напряжение делится между емкостями закрытых переходов база-эмиттер и база-коллектор. На переходе база-коллектор выделяется переменное напряжение, амплитуда которого равна значению $U_H C_3 / (C_K + C_3)$, где U_H – амплитуда переменного высокочастотного напряжения на нагрузке; C_3 и C_K – емкости запертых переходов база-эмиттер и база-коллектор транзистора. Значения емкостей запертых переходов C_3 и C_K биполярных транзисторов отличаются незначительно [24]. Поэтому пока величина постоянного напряжения на базе транзистора оказывается больше половины амплитуды напряжения на нагрузке, транзистор будет закрыт и не будет шунтировать нагрузку.

При увеличении амплитуды сигнала на нагрузке в положительный полупериод воздействия переменного сигнала напряжение на эмиттере транзистора в определенный момент времени начинает превышать напряжение на его базе. Переход база-эмиттер открывается и через коллекторную цепь начинает протекать ток, равный αI_3 . Для мгновенного значения входного воздействия в этот момент переход эмиттер-коллектор транзистора представляет собой двухполюсник с сопротивлением составляющим доли Ом. В отрицательный полупериод воздействия переменного сигнала на нагрузке, превышающего по амплитуде удвоенное напряжение смещения на базе, открывается переход база – коллектор транзистора и через транзистор начинает протекать ток равный $\alpha_I I_K$, где α_I – коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора, I_K – ток коллектора. Согласно [24], $\alpha \approx \alpha_I$. При отрицательной половине напряжения, амплитуда которого превышает амплитуду номинального напряжения, переход эмиттер-коллектор транзистора также представляет собой двухполюсник, сопротивление которого составляет доли

Ом. В этом случае мощное воздействие оказывается двухсторонне ограниченным.

Теперь рассмотрим схему с последовательным включением транзистора и нагрузки, приведенную на рис. 2.16.

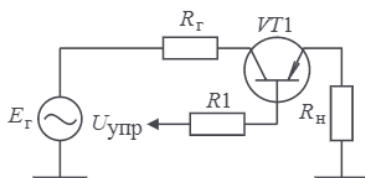


Рис. 2.16. Последовательная схема включения закрытого транзистора в тракт передачи ВЧ колебаний.

Принцип работы транзистора в схеме (рис. 2.16) тот же что и в схеме (рис. 2.15). Изменение амплитуды выходного напряжения, в этом случае, осуществляется благодаря двухсторонней отсечке полуволи гармонического сигнала, мгновенные значения которых меньше определенной величины. Это иллюстрируют зависимости, приведенные на рис. 2.11.

Таким образом, представленные исследования по симметричному двухстороннему ограничению мощных гармонических колебаний биполярным транзистором с закрытыми переходами и приведенное физическое объяснение указанного эффекта образуют теоретическую базу для создания устройств ограничения, регулирования и модуляции амплитуды мощных сигналов.

Глава 3. Устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов

В разделах 2.1 и 2.2 описаны две схемы УУ, анализ которых позволил понять эффект двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами. Однако существуют и другие схемные решения построения УУ амплитудой мощных гармонических сигналов [25–30]. Рассмотрим более подробно достоинства и недостатки каждого из указанных схемных решений.

3.1. Устройство управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу

Функциональная схема УУ с параллельным включением ограничивающего транзистора и нагрузки приведена на рис. 3.1 [19, 20].

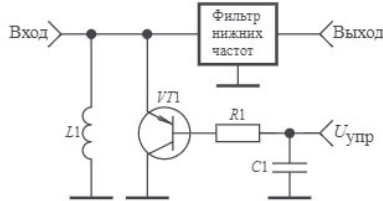


Рис. 3.1. Функциональная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки

Физика работы схемы описана в разделе 2.3. Рассматриваемая схема была использована для экспериментальных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ на частоте 30 МГц при неизменном уровне входного моногармонического сигнала для низкочастотных и высокочастотных транзисторов малой, средней и большой мощности.

В качестве примера на рис. 3.2 – 3.6 приведены зависимости $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{упр}}$ для транзисторов КТ604АМ ($f_T=450$ МГц), КТ913А ($f_T=900$ МГц), КТ914А ($f_T=350$ МГц), КТ962А ($f_T=1200$ МГц), КТ9180А ($f_T=100$ МГц) соответственно.

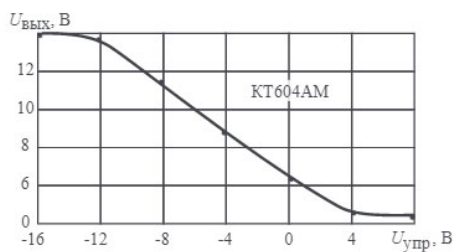


Рис. 3.2. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления УУ на транзисторе КТ604АМ

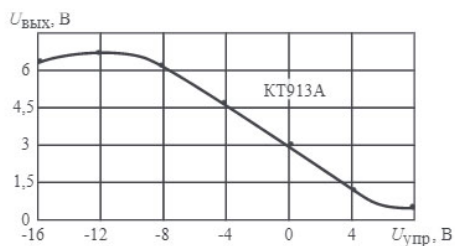


Рис. 3.3. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления УУ на транзисторе КТ913А

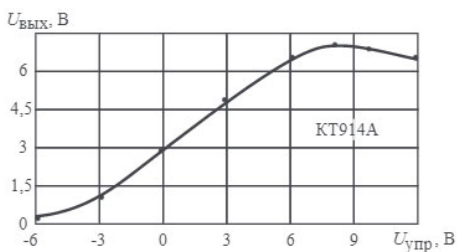


Рис. 3.4. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления УУ на транзисторе КТ914А

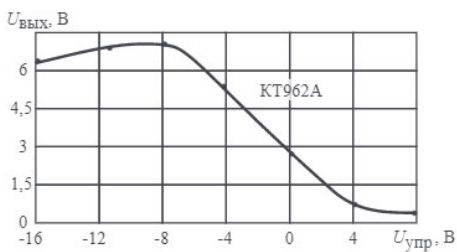


Рис. 3.5. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления УУ на транзисторе КТ962А

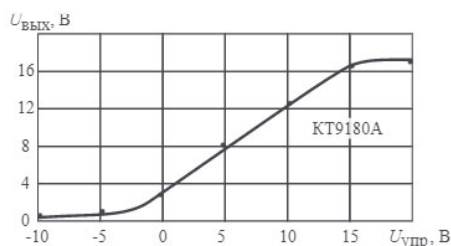


Рис. 3.6. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления УУ на транзисторе КТ9180А

Как следует из представленных зависимостей при определенном значении напряжения управления $U_{упр}$, закрывающего оба перехода транзистора, происходит его пробой. На графиках на начало пробоя указывает уменьшение выходного напряжения при увеличении закрывающего перехода напряжения управления.

В таблице 3.1 приведены максимальные значения амплитуды выходных напряжений $U_{вых, max}$ макета устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки (рис. 3.1) для ряда исследуемых транзисторов.

Таблица 3.1

Тип транзистора	$U_{вых, max}$, В
КТ315Б	6
КТ399А	7
КТ604АМ	14
КТ630Е	9
КТ649А	7
КТ814А	20
КТ816Г	20
КТ817В	20
КТ818Г	20
КТ830Б	20
КТ904А	7
КТ913А	7
КТ914А	7
КТ939А	7,2
КТ962А	7,2
КТ9180А	17

В результате анализа данных, приведенных в таблицах 3.1 можно сделать следующие выводы. Основная часть применяемых транзисторов, при использовании схемы устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки (рис. 3.1), не позволяет получать на выходе амплитуду выходного напряжения более 7÷8 В. В первую очередь, к ним относятся мощные высокочастотные транзисторы. Это обусловлено пробоем закрытых переходов транзисторов база-эмиттер [21] при указанных напряжениях.

3.2. Устройство управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу

Функциональная схема УУ с последовательным включением ограничивающего транзистора и нагрузки приведена на рис. 3.7 [20].

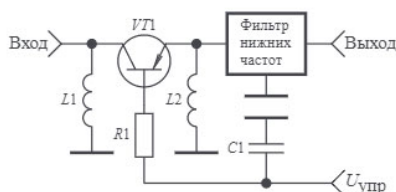


Рис. 3.7. Функциональная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки

Схема УУ с параллельным включением транзистора и нагрузки (рис. 3.1) может работать только от генератора с выходным сопротивлением много большим сопротивления насыщения используемого биполярного транзистора $VT1$. При работе от генератора с малым выходным сопротивлением шунтирующее действие транзистора $VT1$ будет уменьшаться с уменьшением выходного сопротивления генератора и может привести к выходу его из строя, либо выгоранию транзистора $VT1$. Этого не произойдет при использовании УУ с последовательным включением транзистора и нагрузки (рис. 3.7).

Результаты исследований макета УУ с параллельным включением транзистора и нагрузки (рис. 3.1), приведенные в таблице 3.1, полностью повторяются для макета УУ с последовательным включением транзистора и нагрузки. То есть максимальные значения выходных напряжений УУ с параллельным (рис. 3.1) и последовательным (рис. 3.7) включением транзистора и нагрузки, при использовании одного и того же транзистора, равны.

3.3. Модулятор амплитуды с последовательно-параллельным включением транзисторов в тракт передачи

Функциональная схема модулятора с последовательно-параллельным включением транзисторов в тракт передачи и подачей напряжения управления на базы приведена на рис. 3.8 [28].

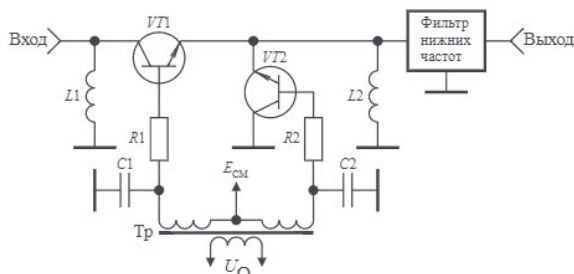


Рис. 3.8. Функциональная схема модулятора с последовательно-параллельным включением транзисторов в тракт передачи

Модулятор с последовательно-параллельным включением транзисторов в тракт передачи работает следующим образом. Модулируемый сигнал, подаваемый на вход устройства, поступает на коллектор транзистора VT1. На базы транзисторов VT1 и VT2 через вторичную обмотку трансформатора Tr и резисторы R1 и R2 от источника смещения $E_{см}$ подается постоянное напряжение, запирающее переходы коллектор-база и база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2. Поэтому в исходном состоянии оба транзистора заперты. Переменное высокочастотное напряжение, подаваемое на вход устройства, делится между емкостями закрытых переходов коллектор-база и база-эмиттер транзистора VT1. Величина постоянного напряжения на базах транзисторов VT1 и VT2 устанавливается равной половине амплитуды переменного высокочастотного напряжения, имеющейся на переходе коллектор-база транзистора VT1, и соответствующей номинальному значению амплитуды переменного высокочастотного напряжения модулируемого сигнала (то есть величина постоянного напряжения на базах транзисторов VT1 и VT2 устанавливается приблизительно равной одной четвертой части амплитуды номинального значения напряжения модулируемого сигнала). Резисторы R1 и R2 служат для уменьшения влияния изменяющегося в процессе модуляции выходного сопротивления источника напряжения модулирующего сигнала U_{Ω} на перераспределение напряжения высокочастотного сигнала на емкостях закрытых переходов транзисторов VT1 и VT2. Индуктивности L1 и L2 необходимы для создания пути протекания постоянных составляющих тока транзисторов VT1 и VT2. Фильтр нижних частот стоящий на выходе

модулятора, предназначен для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала.

В положительный полупериод воздействия переменного высокочастотного напряжения, подаваемого на вход устройства, напряжение на базе транзистора VT_1 в какой-то момент времени начинает превышать напряжение на его эмиттере и транзистор VT_1 открывается. Для мгновенного значения модулируемого сигнала, превышающего половину номинального значения, переход эмиттер-коллектор транзистора VT_1 представляет двухполюсник с сопротивлением, величина которого составляет доли Ом. В отрицательный полупериод модулируемого сигнала, амплитуда которого превышает половину номинального значения, открывается переход коллектор-база транзистора VT_1 . При отрицательной полуволне модулируемого сигнала, амплитуда которого превышает половину амплитуды номинального напряжения, переход эмиттер – коллектор транзистора VT_1 также представляет собой двухполюсник, сопротивление которого составляет доли Ом. В этом случае, соответствующем работе модулятора от генератора модулируемого сигнала с малым выходным сопротивлением, то есть от генератора напряжения, на вход модулятора поступает напряжение модулируемого сигнала по модулю вдвое превышающее постоянное напряжение на базе транзистора VT_1 (транзистор VT_2 не влияет на работу модулятора).

При работе модулятора от генератора модулируемого сигнала с большим выходным сопротивлением, то есть от генератора тока, на его работу не влияет транзистор VT_1 , и изменение амплитуды модулируемого сигнала осуществляется транзистором VT_2 . При этом амплитуда высокочастотного модулируемого сигнала на коллекторе транзистора VT_2 оказывается равна напряжению, вдвое превышающему постоянное напряжение на базе транзистора VT_2 . При работе модулятора от генератора модулируемого сигнала с выходным сопротивлением соизмеримым с сопротивлением нагрузки модулятора, изменение амплитуды модулируемого сигнала осуществляется одновременно транзисторами VT_1 и VT_2 .

Модулирующий сигнал U_{Ω} поступает на базу транзистора VT_1 и одновременно с противоположным знаком на базу транзистора VT_2 , изменяя по закону модуляции амплитуду модулируемого сигнала. Варьируя амплитудой модулирующего сигнала можно изменять глубину модуляции высокочастотного модулируемого сигнала. В среднем за один полупериод колебания модулирующего сигнала сопротивление транзистора VT_1 возрастает, а сопротивление транзистора VT_2 уменьшается, и амплитуда модулируемого сигнала возрастает. В другой полупериод колебания модулирующего сигнала сопротивление транзистора VT_1 уменьшается, а сопротивление транзистора VT_2 возрастает и амплитуда модулируемого сигнала падает.

Недостатком рассматриваемого модулятора является наличие трансформатора. Этого недостатка лишен модулятор описанный в [29] и приведенный на рис. 3.9.

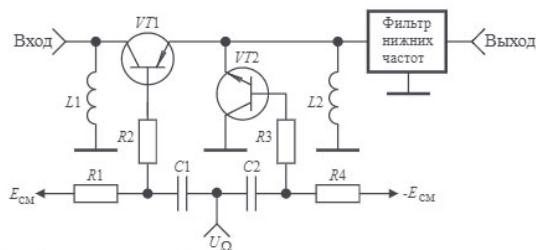


Рис. 3.9. Модифицированный модулятор с последовательно-параллельным включением транзисторов в тракт передачи

Физика работы модулятора (рис. 3.8) ничем не отличается от работы модулятора, схема которого приведена на рис. 3.7. Особенностью является использование транзисторов разного типа проводимости.

На рис. 3.10 приведена принципиальная схема модулятора, реализованная по схеме (рис. 3.9), с рабочей частотой 50...60 МГц.

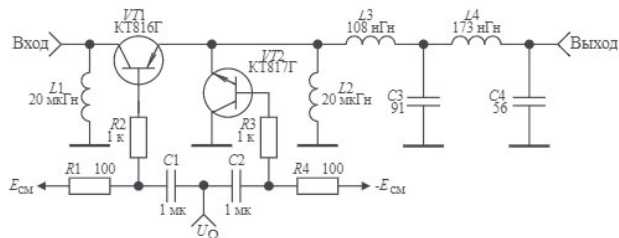


Рис. 3.10. Принципиальная схема модифицированного модулятора

На рис. 3.11 приведена экспериментально измеренная форма огибающей сигнала на выходе модулятора (рис. 3.10), при плавном увеличении напряжения модулирующего гармонического сигнала частотой 0,1 МГц. Амплитуда модулируемого гармонического сигнала была выбрана равной 50 В, а его частота 60 МГц. Масштаб времени на оси абсцисс не приведен. В качестве генератора мощных гармонических колебаний был использован полосовой усилитель мощности описанный в [31].

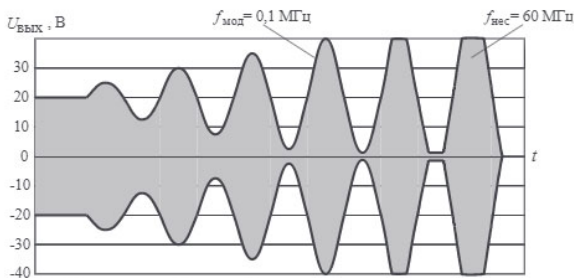


Рис. 3.11. Форма огибающей модулируемого сигнала на выходе модифицированного модулятора

3.4. Модулятор амплитуды с согласованным входом

Рассмотренные выше УУ имеют один общий недостаток. В процессе изменения значения напряжения управления в УУ либо при подаче модулирующего сигнала в модуляторах изменяется уровень двухстороннего ограничения амплитуды мощных гармонических сигналов, подаваемых на их входы. Это приводит к изменению коэффициента отражения мощного сигнала по входу в указанных устройствах.

Для устранения искажений сигнала, обусловленных переотражениями между входом УУ и выходом генератора мощного сигнала, в [30] предложена схема модулятора амплитуды мощных гармонических сигналов с согласованным входом.

Функциональная схема модулятора с согласованным входом приведена на рис. 3.12, где $E_{СМ}$ – напряжение смещения, НО1 и НО2 – направленные ответители (НО).

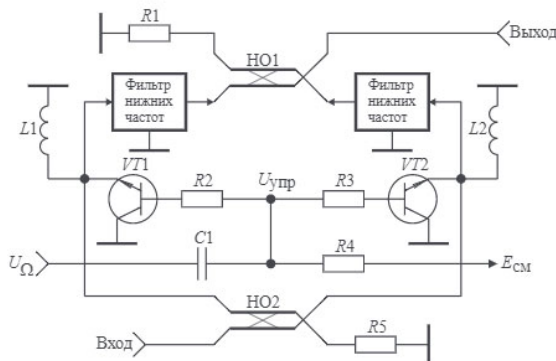


Рис. 3.12. Модулятор амплитуды с согласованным входом

Модулятор амплитуды с согласованным входом работает следующим образом. Высокочастотный модулируемый сигнал подается на вход модулятора, поступает на вход второй линии второго направленного ответвителя НО2 и делится на две части, которые поступают на вход его первой линии и выход второй линии. Далее эти сигналы проходят через первый и второй фильтры нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 и подаются на вход второй линии и выход первой линии первого направленного ответвителя НО1. Складываясь в фазе на НО1, модулируемый сигнал поступает на выход модулятора. На базы транзисторов $VT1$ и $VT2$ через резисторы $R2$, $R3$ и $R4$ от источника смещения $E_{см}$ подается постоянное напряжение, запирающее переходы коллектор-база и база-эмиттер транзисторов $VT1$ и $VT2$. В исходном состоянии оба транзистора заперты. Переменное высокочастотное напряжение модулируемого сигнала, поступающее с входа первой линии НО2 на вход ФНЧ1 и с выхода второй линии НО2 на вход ФНЧ2, делится приблизительно поровну между емкостями закрытых переходов эмиттер-база и база-коллектор транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Модулирующий сигнал U_{Ω} , поступающий на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$, изменяет по закону модуляции амплитуду модулируемого сигнала. Варьируя амплитудой модулирующего сигнала можно изменять глубину модуляции высокочастотного модулируемого сигнала.

В моменты, когда переходы эмиттер-коллектор транзисторов $VT1$ и $VT2$ оказываются открытыми, вход первой линии и выход второй линии НО2 оказываются рассогласованными. Отраженные от мест рассогласования сигналы складываются в фазе в балластном резисторе $R5$ НО2. В этом случае в процессе модуляции не возникает переотражений между входом модулятора и выходом генератора модулируемого сигнала. Отсутствуют и искажения модулированного сигнала на выходе модулятора, обусловленные указанными переотражениями. Индуктивности $L1$ и $L2$ необходимы для создания пути протекания постоянной составляющей токов транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Результаты экспериментальных исследований зависимости КСВН по входу схем приведенных на рис. 3.1 и 3.12, показали следующее. При изменении напряжения управления $U_{упр}$ от 20 В до 0 В, в схеме (рис. 3.1) КСВН изменялся в диапазоне от 1,1 до 9,5, в схеме (рис. 3.12) значение КСВН не превышало величины 1,4. Измерения проводились на частоте 110 МГц, с использованием в качестве $VT1$ и $VT2$ транзисторов типа КТ814А.

Недостатком рассмотренных в разделах 3.1 – 3.4 УУ является невозможность получения на выходе значений амплитуд напряжений более 7÷8 В, при использовании большинства современных транзисторов, что обусловлено пробоем закрытых переходов транзисторов база-эмиттер при указанных напряжениях [21, 24]. Расширение динамического диапазона сигналов на выходе УУ до значений во много раз превышающих предельно допустимые напряжения база-эмиттер современных биполярных транзисторов, возможно при подаче напряжения управления на коллектор либо на эмиттер транзистора.

3.5. Устройство управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на коллектор

Для устранения влияния малого напряжения пробоя закрытых переходов база-эмиттер большинства современных биполярных транзисторов на уровень выходного напряжения УУ в [25] предложена схема УУ, позволяющая расширить динамический диапазон сигналов на его выходе до значений, во много раз превышающих предельно допустимые напряжения база-эмиттер закрытых переходов. На рис. 3.13 приведена функциональная схема такого устройства.

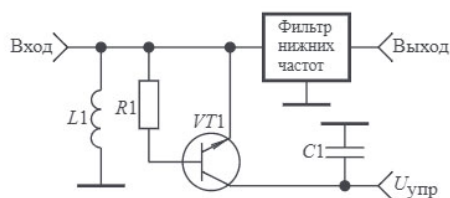


Рис. 3.13. Устройство управления с подачей напряжения управления на коллектор

Устройство работает следующим образом. На вход устройства для управляющего сигнала подается постоянное напряжение управления $U_{упр}$, закрывающее биполярный транзистор $VT1$. В случае использования в качестве биполярного транзистора $VT1$ $n-p-n$ транзистора, как показано на рис. 3.13, это напряжение положительное. При подаче на вход устройства мощного гармонического сигнала, имеющего амплитуду меньше, чем значение напряжения управления $U_{упр}$, биполярный транзистор $VT1$ остается закрытым, входной сигнал беспрепятственно проходит на выход и поступает в нагрузку. При подаче на вход устройства мощного гармонического сигнала, имеющего амплитуду больше, чем значение напряжения управления $U_{упр}$, в определенный момент времени напряжение на эмиттере транзистора $VT1$ становится меньше, чем напряжение на его коллекторе. Транзистор $VT1$ открывается и входит в режим насыщения, глубина которого определяется номиналом резистора $R1$ (транзистор $VT1$ оказывается в режиме инверсного включения [21]). В этом случае происходит отсечка части мощного гармонического сигнала, и мгновенное напряжение становится равным значению напряжения управления. Изменение значения напряжения управления приводит к изменению угла отсечки мощного гармонического сигнала. Катушка индуктивности $L1$ устраняет постоянную составляющую мощного гармонического сигнала на эмиттере транзистора $VT1$. Поэтому при уменьшении напряжения управления $U_{упр}$ до нуля амплитуда напряжения мощного гармонического

сигнала на выходе устройства управления оказывается равной напряжению насыщения транзистора $VТ1$ при его инверсном включении.

В процессе работы устройства управления (рис. 3.13) напряжение база-эмиттер транзистора $VТ1$ как в закрытом, так и в открытом состоянии транзистора не превышает значения 1...2 В. Поэтому в данной схеме максимальная амплитуда выходного напряжения ограничена предельно допустимым значением напряжения коллектор-эмиттер используемого транзистора.

На рис. 3.14 приведена принципиальная схема УУ, реализованная по функциональной схеме приведенной на рис. 3.13 на транзисторе КТ914А ($f_T=350$ МГц) с ФНЧ имеющим частоту среза 35 МГц.

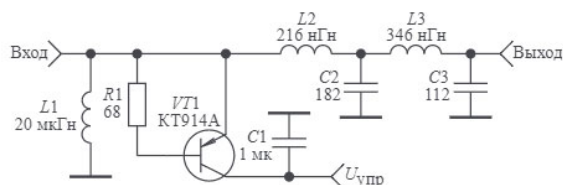


Рис. 3.14. Принципиальная схема устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов

Единственным варьируемым элементом схемы УУ (рис. 3.13) является резистор $R1$. Рассмотрим влияние резистора $R1$ на закон регулирования схемы, приведенной на рис. 3.14. На рис. 3.15, 3.16, 3.17 представлены осциллограммы сигналов на выходе УУ при неизменной величине напряжения управления $U_{упр}$, значениях резистора $R1$ равных 27 Ом, 68 Ом, 1,2 к, и при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания с частотой несущего колебания 30 МГц и 100 % глубиной модуляции.

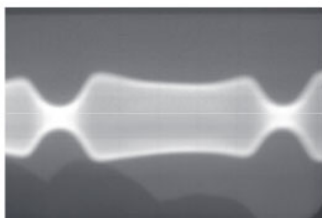


Рис. 3.15. Форма сигнала при $R1 = 27$ Ом

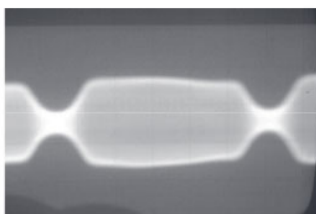


Рис. 3.16. Форма сигнала при $R1 = 68 \text{ Ом}$

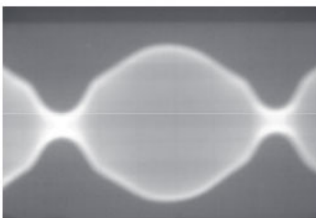


Рис. 3.17. Форма сигнала при $R1 = 1,2 \text{ к}$

Как следует из приведенных осциллограмм, неизменное значение амплитуды сигнала на выходе УУ (рис. 3.14) при неизменной величине $U_{упр}$ достигается при значении $R1 = 68 \text{ Ом}$. Следует отметить, что оптимальное значение сопротивления резистора $R1$ для разных транзисторов различно и определяется экспериментально.

На рис. 3.18 приведены зависимости $U_{вых}$ от $U_{упр}$ схемы (рис. 3.14), при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 30 МГц и амплитудой 40 В, что соответствует условиям эксперимента результаты которого приведены на рис. 3.4, а также для частоты сигнала равной 170 МГц и при использовании ФНЧ с частотой среза 200 МГц.

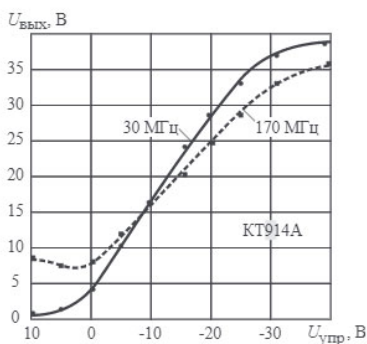


Рис. 3.18. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления

Сравнивая зависимости представленные на рис. 3.4 и 3.18 видим, что использование УУ с подачей $U_{упр}$ на коллектор позволяет избежать пробоя закрытого перехода база-эмиттер используемого транзистора.

На рис. 3.19 приведены результаты экспериментальных исследований зависимости $U_{вых}$ от $U_{упр}$ на частотах 30 МГц и 170 МГц для схемы приведенной на рис. 3.13 и реализованной на транзисторе КТ814Г ($f_T=3$ МГц).

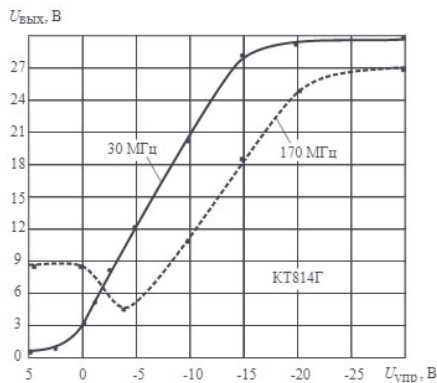


Рис. 3.19. Экспериментальные характеристики УУ на транзисторе КТ814Г

Из сопоставления зависимостей, приведенных на рис. 3.18 и 3.19, следует, что с ростом частоты управляемого сигнала растет минимальное значение амплитуды выходного напряжения УУ при малых значениях напряжения управления. Это обусловлено влиянием индуктивной составляющей последовательного соединения транзистора $VT1$ и конденсатора $C1$ (рис. 3.13) на работу схемы. Кроме того, характер изменения зависимостей $U_{вых}$ от $U_{упр}$ на частотах 30 МГц и 170 МГц для транзисторов КТ814Г и КТ914А практически совпадает. Согласно справочным данным транзисторов КТ814Г и КТ914А [24] их граничные частоты равны 3 МГц и 350 МГц соответственно. Исходя из этого можно сделать вывод о том, что граничная частота используемых в УУ транзисторов практически не влияет на область рабочих частот этих устройств.

Для минимизации указанной индуктивной составляющей в [26] предложено использовать схему приведенную на рис. 3.20.

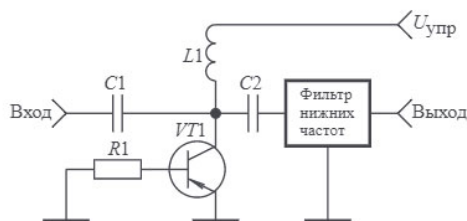


Рис. 3.20. Устройство управления с минимизацией индуктивной составляющей

Физика работы схемы (рис. 3.20) ничем не отличается от работы схемы приведенной на рис. 3.13. Экспериментальная зависимость $U_{\text{ВЫХ}}$ от $U_{\text{УПР}}$ для схемы (рис. 3.20) на частоте 170 МГц и использовании транзистора КТ814Г, представлена на рис. 3.21 (кривая 1). Здесь же повторно дана аналогичная зависимость для схемы представленной на рис. 3.13 (кривая 2).

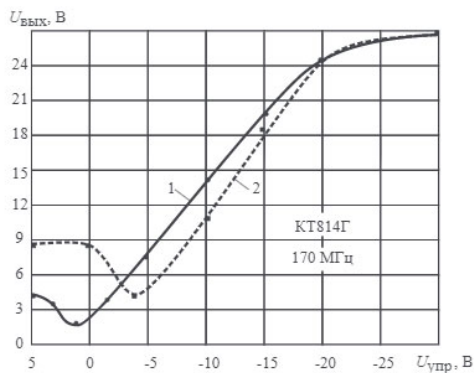


Рис. 3.21. Экспериментальная характеристика УУ на транзисторе КТ814Г

Из сравнения кривых 1 и 2 видно, что использование схемы УУ (рис. 3.20) позволяет увеличить динамический диапазон управления амплитудой выходного напряжения в области малых значений.

Анализируя зависимости, приведенные на рис. 3.18 и 3.19, в области больших напряжений $U_{\text{ВЫХ}}$ можно сделать вывод, что, при неизменном уровне входного моногармонического сигнала, максимальное значение $U_{\text{ВЫХ}}$ уменьшается с ростом частоты управляемого сигнала.

На рис. 3.22 и 3.23 приведены результаты экспериментальных исследований зависимостей $U_{\text{ВЫХ}}$ от $U_{\text{УПР}}$ устройства управления, схема которого приведена на рис. 3.20, и реализованного на транзисторах КТ818Г ($f_T=3$ МГц) и КТ926А ($f_T=50$ МГц). Частота входного сигнала изменялась в

диапазоне 4...32 МГц, его амплитуда, при работе на сопротивление нагрузки 50 Ом и отключенном транзисторе VT_1 , составляла 32 В.

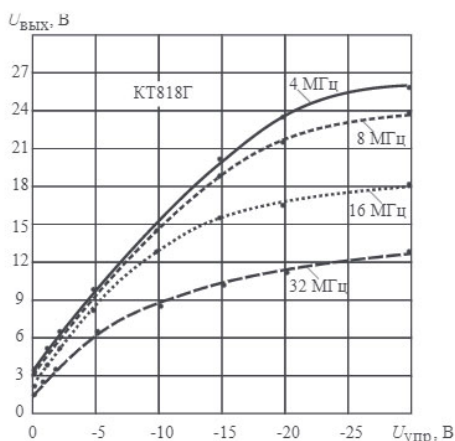


Рис. 3.22. Зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления устройства управления на транзисторе КТ818Г

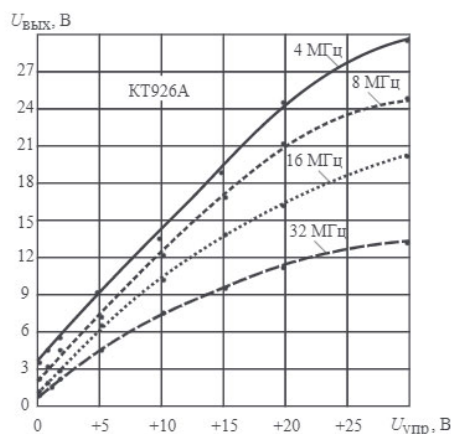


Рис. 3.23. Зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления устройства управления на транзисторе КТ926А

Из графиков приведенных на рис. 3.22 и 3.23 можно сделать следующие выводы. Уменьшение области регулирования и увеличение начальных потерь в УУ с ростом частоты входного сигнала обусловлено шунтирующим действием последовательного соединения барьерных емкостей коллекторного C_K и эмиттерного C_3 переходов. В соответствии со

справочными данными на транзисторы КТ818Г и КТ926А [24] значения их емкостей C_K и C_3 близки, а сами емкости C_K и C_3 примерно одинаковы. Этим и объясняются примерно равные начальные потери в УУ на этих транзисторах (см. рис. 3.22 и 3.23) при равных значениях частоты входного сигнала.

Примем допустимое уменьшение динамического диапазона изменения амплитуды выходных напряжений рассматриваемых УУ в области больших значений выходных напряжений равным 0,7 от максимального значения амплитуды выходных напряжений на низких частотах. В этом случае не сложно получить формулу для расчета верхней частоты f_B до которой рассматриваемые устройства управления могут работать при использовании заданного транзистора:

$$f_B = \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{Н}}}{2\pi C_K R_{\Gamma} R_{\text{Н}}}, \quad (3.1)$$

где R_{Γ} – сопротивление генератора, подключаемого ко входу УУ;

$R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки, подключаемой к выходу УУ;

C_K – емкость коллекторного перехода используемого в УУ транзистора, определенная при напряжении $U_{\text{КЭ}}$ равном амплитуде сигнала подаваемого на вход УУ.

Характеристики, приведенные на рис. 3.22 и 3.23, снимались при условиях: $R_{\Gamma}=R_{\text{Н}}= 50$ Ом; амплитуда входного сигнала составляла 32 В; емкости C_K транзисторов КТ818Г и КТ926А при напряжении $U_{\text{КЭ}}=32$ В равны 400 пФ. Из (3.1) найдем: $f_B= 16$ МГц. Полученная величина качественно совпадает с данными приведенными на рис. 3.22 и 3.23.

У ряда транзисторов коллектор конструктивно соединен с корпусом. В этом случае целесообразнее вместо схемы (рис. 3.20) использовать схему УУ, приведенную на рис. 3.24.

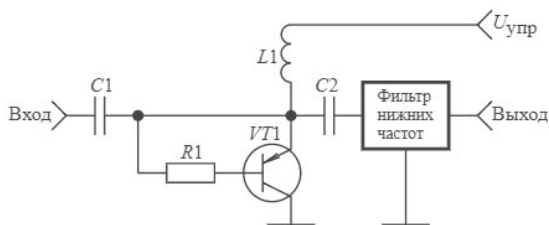


Рис. 3.24. Устройство управления с заземленным коллектором

Схемы УУ, приведенные на рис. 3.20 и 3.24, имеют полностью совпадающие характеристики и являются взаимозаменяемыми.

Приведенные выше исследования УУ (рис. 3.20) подтверждают возможность построения УУ с амплитудой выходного напряжения во много

раз превышающей предельно допустимые напряжения база-эмиттер современных биполярных транзисторов.

3.6. Устройство управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на эмиттер

Функциональная схема УУ с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на эмиттер описана в [27] и приведена на рис. 3.25.

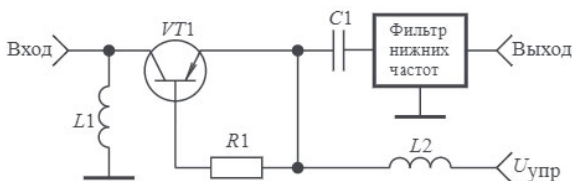


Рис. 3.25. Устройство управления с подачей напряжения управления на эмиттер

УУ предназначено для работы от генератора сигналов с малым выходным сопротивлением и позволяет получить на выходе амплитуду напряжения ограниченную допустимым напряжением коллектор-эмиттер используемого транзистора.

Рассматриваемое УУ амплитуды мощных гармонических сигналов работает следующим образом. На вход устройства для управляющего сигнала подается постоянное напряжение управления $U_{упр}$, закрывающее биполярный транзистор $VT1$. В случае использования в качестве биполярного транзистора $VT1$ $p-n-p$ транзистора, как показано на рис. 3.25, это напряжение положительное. При подаче на вход устройства мощного гармонического сигнала, имеющего амплитуду меньше, чем значение $U_{упр}$, транзистор $VT1$ остается закрытым и входной сигнал не поступает в нагрузку, подключаемую к выходу устройства. При подаче на вход устройства мощного гармонического сигнала, имеющего амплитуду больше, чем значение $U_{упр}$, в определенный момент времени напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ становится больше, чем напряжение на его эмиттере. Транзистор $VT1$ открывается и входит в режим насыщения, глубина которого определяется номиналом резистора $R1$ (транзистор $VT1$ оказывается в режиме инверсного включения [21]). В этом случае часть мощного гармонического сигнала, превышающая значение $U_{упр}$, беспрепятственно проходит в нагрузку. Изменение значения $U_{упр}$ приводит к изменению угла отсечки мощного гармонического сигнала. Катушка индуктивности $L1$ устраняет постоянную составляющую мощного гармонического сигнала на коллекторе транзистора $VT1$. Поэтому при уменьшении $U_{упр}$ до нуля амплитуда напряжения

мощного гармонического сигнала на выходе устройства оказывается равной напряжению на его входе за вычетом напряжения насыщения транзистора $VT1$ при его инверсном включении.

На рис. 3.26 приведена принципиальная схема УУ, реализованная по функциональной схеме приведенной на рис. 3.25 на транзисторе КТ914А ($f_T=350$ МГц) с ФНЧ имеющим частоту среза 35 МГц.

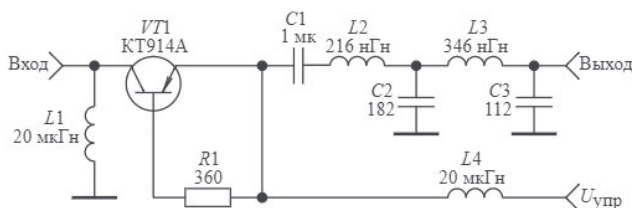


Рис. 3.26. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки

Результаты экспериментальных исследований зависимости $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{упр}}$ УУ (рис. 3.26), для частоты входного сигнала 30 МГц, представлены на рис. 3.27.

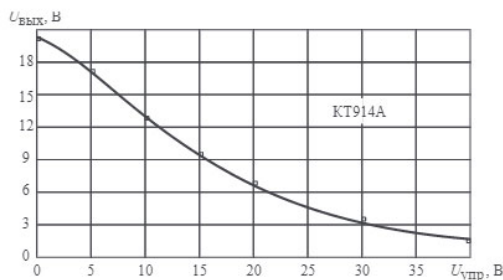
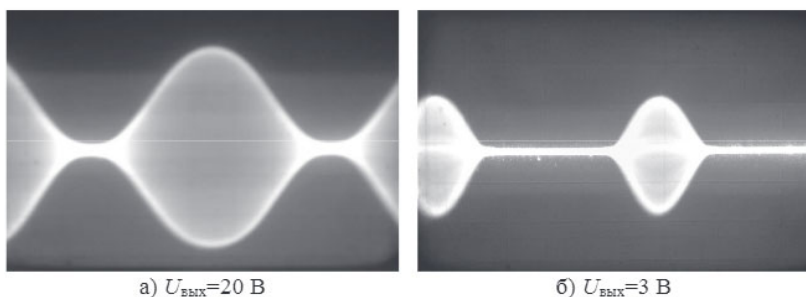


Рис. 3.27. Экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления

Результаты экспериментальных исследований формы сигнала на выходе схемы УУ (рис. 3.26) при различных выходных напряжениях и подаче на вход амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 30 МГц приведены на рис. 3.28.



а) $U_{\text{вых}}=20$ В
 б) $U_{\text{вых}}=3$ В
 Рис. 3.28. Форма сигнала на выходе схемы устройства управления при различных выходных напряжениях

Из приведенных выше исследований можно сделать следующие выводы:

1. В устройствах управления с подачей напряжения управления на базу управляющего транзистора, при использовании большинства современных транзисторов, не удается получить амплитуду выходного напряжения более 7 – 9 В, что обусловлено пробоем закрытых переходов база-эмиттер этих транзисторов при указанных напряжениях.
2. Построение устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов с выходным напряжением во много раз превышающим предельно допустимые напряжения база-эмиттер современных биполярных транзисторов возможно при подаче напряжения управления на коллектор либо на эмиттер транзистора.
3. Динамический диапазон изменения амплитуды выходных напряжений устройств управления на заданной частоте в области малых значений выходных напряжений определяется индуктивной составляющей импеданса коллектор-эмиттер открытого управляющего транзистора, в области больших значений выходных напряжений – последовательным соединением барьерных емкостей коллекторного и эмиттерного переходов управляющего транзистора.
4. Граничная частота используемых в устройствах управления транзисторов практически не влияет на область рабочих частот этих устройств.

Глава 4.

Устройства управления амплитудой мощных импульсных сигналов

Известные в настоящее время устройства управления амплитудой импульсных сигналов рассчитаны на уровни мощности в импульсе не превышающие 0,5...1 Вт [32]. Задача управления амплитудой более мощных импульсов решена в устройстве защиты усилителей однополярных импульсов от перегрузки по входу и рассогласования по выходу, описанном в [33], где в качестве самоуправляемого ограничителя мощных импульсных сигналов использован биполярный транзистор. Свойство биполярного транзистора играть роль самоуправляемого ограничителя однополярных импульсов может быть применено для построения устройств управления их амплитудой.

4.1. Устройство управления с параллельным включением ограничивающего транзистора и нагрузки

Идея установки самоуправляемого ограничителя мощных сигналов на входе полосового усилителя мощности для исключения перегрузки по входу и защиты от рассогласования по выходу, описанная в [16], использована в [33] для защиты от перегрузок усилителей однополярных импульсов. Функциональная схема устройства защиты от перегрузок усилителей однополярных импульсов приведена на рис. 4.1, где $Tr1$ – трансформатор тока [34]; $U_{упр}$ – напряжение управления.

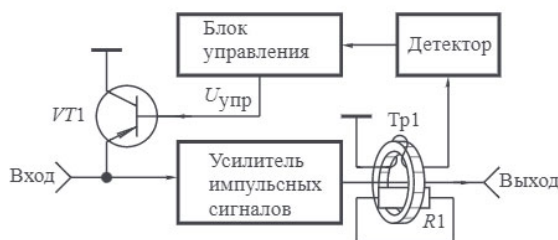


Рис. 4.1. Функциональная схема устройства защиты от перегрузок усилителей импульсных сигналов

Устройство защиты работает следующим образом. На базу транзистора $VT1$ с блока управления, имеющего малое выходное сопротивление, подается постоянное запирающее оба перехода транзистора напряжение $U_{упр}$. В случае использования $p-n-p$ транзистора это напряжение положительное. При подаче на вход усилителя импульсов положительной полярности транзистор $VT1$ будет заперт до тех пор, пока амплитуда усиливаемых импульсов будет

меньше запирающего напряжения $U_{\text{упр}}$. При превышении амплитуды усиливаемых импульсов значения $U_{\text{упр}}$, транзистор $VT1$ открывается, и его выходное сопротивление будет составлять доли Ом. Поэтому в этом случае $VT1$ будет играть роль самоуправляемого ограничителя и защищать усилитель от перегрузки по входу.

Известно [35], что, при неизменном значении напряжения возбуждения и уменьшении сопротивления нагрузки усилителя, значение сигнального тока, отдаваемого транзистором выходного каскада усилителя в нагрузку, увеличивается. Поэтому в случае работы выходного усилительного каскада в режиме номинальной выходной мощности и при уменьшении сопротивления нагрузки сигнальный ток может превысить допустимое значение, что приведет к выгоранию транзистора выходного каскада усилителя. Устройство защиты препятствует этому. При превышении выходным сигнальным током допустимого значения напряжение, подаваемое с детектора на вход блока управления, начинает превышать порог срабатывания блока управления и напряжение $U_{\text{упр}}$ на его выходе уменьшается. Это приводит к уменьшению сигнального напряжения на входе усилителя.

При использовании устройства защиты в усилителе со средней выходной мощностью более 10...20 Вт отсутствие резистора $R1$ приводит к перегреву ферритового кольца трансформатора тока $Tr1$ и потере им своих магнитных свойств. Резистор $R1$ и его выводы образуют замкнутый вокруг ферритового кольца контур с сопротивлением равным сопротивлению резистора. Использование $R1$ позволяет уменьшить нагревание ферритового кольца. Изменяя сопротивление резистора $R1$, можно изменять уровень магнитного поля в ферритовом кольце и потери мощности в нем.

Рассмотренное выше свойство биполярного транзистора играть роль самоуправляемого ограничителя использовано в [36] для построения УУ амплитудой мощных однополярных импульсов. На рис. 4.2 приведена принципиальная схема такого УУ.

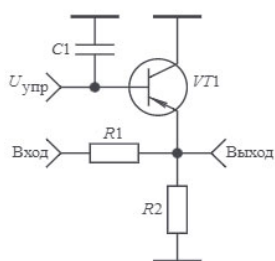


Рис. 4.2. Устройство управления с параллельным включением транзистора и нагрузки

По сравнению со схемой (рис. 4.1) здесь на входе введен делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R2$, необходимый для сохранения работоспособности УУ при работе от генератора с малым выходным сопротивлением. При отсутствии делителя шунтирующее действие транзистора $VT1$ с уменьшением выходного сопротивления генератора будет уменьшаться и может привести к выходу из строя генератора, либо к выгоранию транзистора $VT1$.

На рис. 4.3 приведена принципиальная схема УУ амплитудой однополярных импульсов, реализованного с использованием схемы (рис. 4.2) и предназначенного для работы на произвольную нагрузку [36].

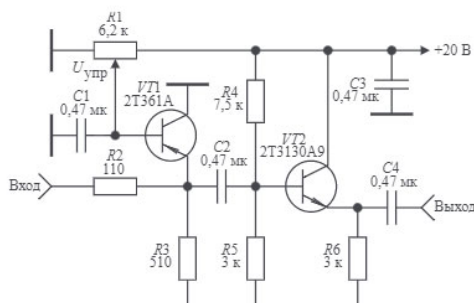


Рис. 4.3. Принципиальная электрическая схема макета устройства управления

Устройство содержит: транзистор $VT1$, играющий роль самоуправляемого ограничителя; блок управления, в виде потенциометра $R1$; делитель напряжения на резисторах $R2$ и $R3$; эмиттерный повторитель на транзисторе $VT2$.

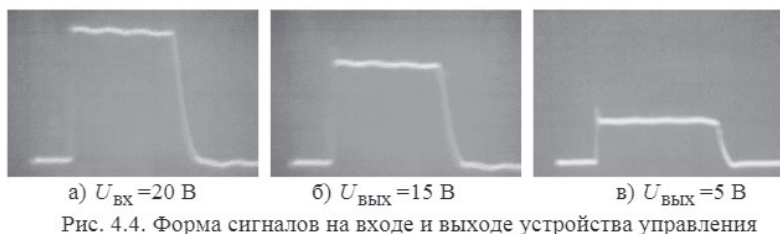
Изменение положения движка резистора $R1$ приводит к изменению напряжения на базе транзистора $VT1$ и к соответствующему изменению выходного импульсного напряжения. При больших амплитудах входных сигналов, амплитуда напряжения импульсов на выходе устройства строго соответствует напряжению, подаваемому на базу транзистора $VT1$. При амплитудах входных сигналов, не превышающих напряжения на базе транзистора $VT1$, он заперт и не влияет на работу эмиттерного повторителя.

Эмиттерный повторитель необходим для сохранения работоспособности УУ при работе на произвольную нагрузку. Использование эмиттерного повторителя позволяет сохранять неизменной глубину управления амплитудой импульсов при работе на произвольное сопротивление нагрузки, ограниченное допустимым импульсным током используемого транзистора $VT2$.

Технические характеристики устройства: полярность входных и выходных импульсов положительная; допустимая амплитуда входных импульсов 20 В; диапазон управления амплитудой выходных импульсов 0,7...15 В; при длительности регулируемых импульсов 2 мкс, спад вершины

импульсов на выходе составляет 3%; длительность фронта импульсов на выходе 3 нс; измерения проводились при сопротивлении генератора и нагрузки 50 Ом.

На рис. 4.4,а приведена форма импульса, подаваемого на вход макета УУ (рис. 4.3), амплитудой 20 В. На рис. 4.4,б и 4.4,в представлена форма выходного сигнала рассматриваемого УУ при амплитудах 15 В и 5 В.



Недостатком рассмотренной схемы УУ является невозможность получения на выходе значений амплитуд напряжений более 7÷8 В, при использовании большинства современных транзисторов, что обусловлено пробоем закрытых переходов транзисторов база-эмиттер при указанных напряжениях [21].

4.2. Устройство управления с параллельным включением ограничивающего транзистора и нагрузки и повышенным выходным напряжением

Задача достижения высокого динамического диапазона сигналов на выходе УУ с параллельным включением транзистора и нагрузки (до значений во много раз превышающих предельно допустимые напряжения база-эмиттер современных биполярных транзисторов) решена в [37]. Принципиальная схема такого устройства приведена на рис. 4.5.

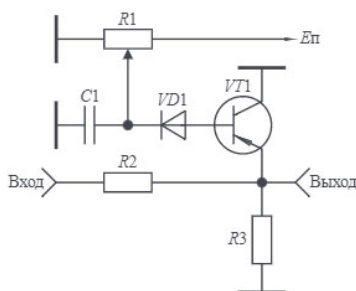


Рис. 4.5. Устройство управления с повышенным выходным напряжением

УУ амплитудой высоковольтных импульсных сигналов работает следующим образом. На подвижном контакте потенциометра $R1$ устанавливается постоянное напряжение, равное требуемой амплитуде импульсов на выходе устройства. В исходном состоянии полупроводниковый диод $VD1$ закрыт. Поэтому постоянное напряжение с подвижного контакта потенциометра $R1$ не подается на базу биполярного транзистора $VT1$ и поэтому может во много раз превышать предельно допустимое напряжение база-эмиттер транзистора $VT1$. При подаче на вход УУ импульсов, имеющих амплитуду меньше, чем значение постоянного напряжения на подвижном контакте потенциометра $R1$, полупроводниковый диод $VD1$ остается закрытым. Биполярный транзистор $VT1$ также оказывается закрытым. В этом случае импульс, подаваемый на вход устройства, беспрепятственно проходит на его выход и поступает в нагрузку, подключаемую к выходу устройства, на которой выделяется импульсное напряжение, равное амплитуде входного импульса за вычетом напряжения, выделяемого на резисторе $R2$. Резистор $R2$ введен для ограничения предельного тока транзистора $VT1$ при его открывании. При подаче на вход устройства импульсов, имеющих амплитуду превышающую значение постоянного напряжения, установленного на подвижном контакте потенциометра $R1$, полупроводниковый диод $VD1$ открывается, и на базе транзистора $VT1$ устанавливается напряжение, равное напряжению на подвижном контакте потенциометра $R1$. Поэтому, как только амплитуда импульса на выходе устройства станет равной напряжению на подвижном контакте потенциометра $R1$, транзистор $VT1$ открывается, препятствуя дальнейшему росту импульсного тока в нагрузке, поскольку напряжение на эмиттере транзистора $VT1$ не может намного превышать напряжения на его базе.

На рис. 4.6 приведена принципиальная электрическая схема макета УУ амплитудой высоковольтных импульсных сигналов, реализованного на транзисторе КТ8126Б ($f_T=4$ МГц).

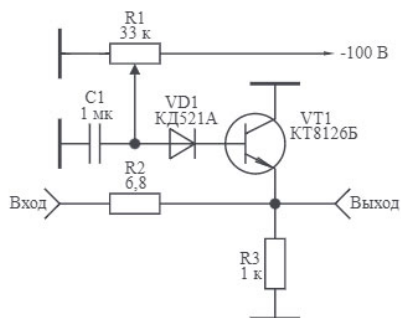
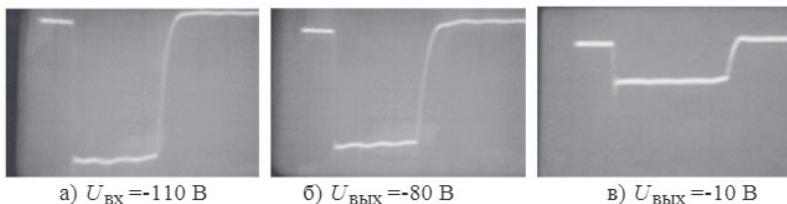


Рис. 4.6. Принципиальная электрическая схема макета устройства управления

Технические характеристики устройства: полярность входных и выходных импульсов отрицательная; допустимая амплитуда входных импульсов 120 В; диапазон регулирования амплитуды выходных импульсов 10...100 В; максимальный ток в импульсе 16 А; длительность фронта импульсов на выходе 15 нс; скважность импульсов, при работе на нагрузку 10 Ом, не менее 50; амплитуда выходных импульсов остается неизменной при изменении сопротивления нагрузки от 10 Ом и более.

Макет устройства управления, реализованный по схеме приведенной на рис. 4.2 с использованием транзистора КТ8126Б, не позволяет получить на нагрузке импульсное напряжение более 17 В, что обусловлено пробоем перехода база-эмиттер транзистора.

На рис. 4.7,а приведена форма импульса, подаваемого на вход макета УУ (рис. 4.6), амплитудой 110 В. На рис. 4.7,б и 4.7,в представлена форма выходного сигнала рассматриваемого УУ при амплитудах 80 В и 10 В на нагрузке 50 Ом.



а) $U_{\text{ВХ}} = -110 \text{ В}$ б) $U_{\text{ВЫХ}} = -80 \text{ В}$ в) $U_{\text{ВЫХ}} = -10 \text{ В}$

Рис. 4.7. Форма сигналов на входе и выходе устройства управления

Общим недостатком устройств управления (рис. 4.2 и 4.5) является то, при отсутствии резистора, включенного между входом и выходом УУ, указанные устройства могут работать только от генератора импульсов с выходным сопротивлением много большим сопротивления насыщения используемого управляющего транзистора. При необходимости управления амплитудами мощных импульсов включение резистора в тракт передачи оказывается проблематичным. Согласно [32] генераторы мощных сигналов имеют, как правило, малое выходное сопротивление, что приводит к ограничению использования рассматриваемых устройств.

4.3. Устройство управления с последовательным включением ограничивающего транзистора и нагрузки

Для устранения указанного недостатка в [38] предложено УУ амплитудой мощных однополярных импульсов с последовательным включением ограничивающего транзистора и нагрузки. На рис. 4.8 приведена принципиальная схема такого устройства.

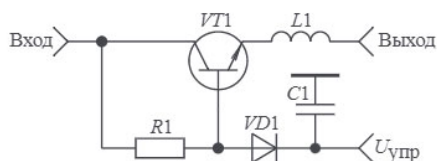


Рис. 4.8. Устройство управления с последовательным включением ограничивающего транзистора и нагрузки

Рассматриваемое УУ работает следующим образом. На вход сигнала управления подается постоянное напряжение управления $U_{упр}$, равное требуемой амплитуде импульсов на выходе устройства. В исходном состоянии полупроводниковый диод $VD1$ закрыт. При подаче на вход устройства импульсов, имеющих амплитуду меньше, чем значение постоянного напряжения управления $U_{упр}$, диод $VD1$ остается закрытым. Биполярный транзистор $VT1$, в момент подачи импульсов на вход устройства, входит в насыщение благодаря поступлению на его базу через резистор $R1$ отпирающего импульсного напряжения. Сопротивление насыщения транзистора $VT1$ составляет десятые доли Ом. В этом случае импульс, подаваемый на вход устройства, беспрепятственно проходит на его выход и поступает в нагрузку, на которой выделяется импульсное напряжение, равное амплитуде входных импульсов. При подаче на вход устройства импульсов, имеющих амплитуду превышающую значение постоянного напряжения управления $U_{упр}$, диод $VD1$ открывается, и на базе транзистора $VT1$ устанавливается напряжение, равное напряжению $U_{упр}$. Поэтому, как только амплитуда импульса на выходе устройства станет равной напряжению $U_{упр}$, транзистор $VT1$ входит в режим ограничения, препятствуя дальнейшему росту тока в нагрузке, поскольку напряжение на эмиттере транзистора не может превышать напряжения на его базе. Кагушка индуктивности $L1$ уменьшает выброс на переднем фронте импульса на выходе устройства, обусловленного прямым прохождением сигнала на выход через последовательное соединение емкостей $C_э$ и $C_к$ транзистора $VT1$.

На рис. 4.9 приведена принципиальная электрическая схема макета УУ амплитудой мощных импульсных сигналов, реализованного на транзисторе $KT9180Г$ ($f_T=100$ МГц).

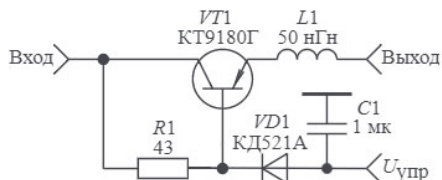


Рис. 4.9. Принципиальная электрическая схема макета устройства управления

Технические характеристики устройства: полярность входных и выходных импульсов отрицательная; допустимая амплитуда входных импульсов 105 В; диапазон регулирования амплитуды выходных импульсов 30...100 В; максимальный ток в импульсе 7 А; длительность фронта импульсов на выходе не более 12 нс; выброс на переднем фронте импульсов не более 6 %; скважность импульсов, при работе на нагрузку 15 Ом, не менее 500; амплитуда выходных импульсов остается неизменной при изменении сопротивления нагрузки от 15 Ом и более. Недостатком УУ является склонность к самовозбуждению при работе на нагрузку с большой емкостной составляющей.

На рис. 4.10,а приведена форма импульса, подаваемого на вход макета УУ (рис. 4.9), амплитудой 100 В. На рис. 4.10,б и 4.10,в представлена форма выходного сигнала рассматриваемого УУ при амплитудах 70 В и 30 В при работе на нагрузку 25 Ом.

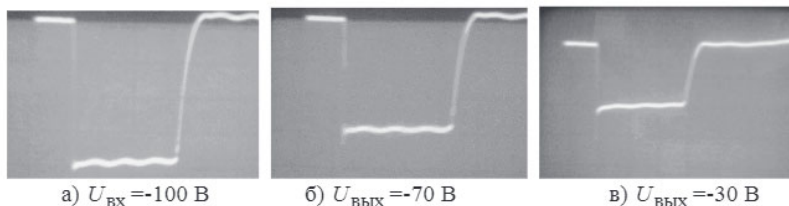


Рис. 4.10. Форма сигналов на входе и выходе устройства управления

В [39] описано применение схемы УУ, приведенной на рис. 4.8, в качестве ограничителя, реализованного на полевом транзисторе типа *IRF640N*. Принципиальная электрическая схема ограничителя приведена на рис. 4.11.

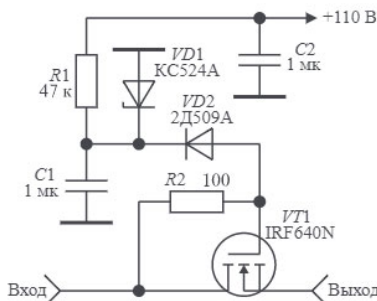


Рис. 4.11. Принципиальная электрическая схема ограничителя

Ограничитель предназначен для стабилизации амплитуды импульса возбуждения диода Ганна импульсного СВЧ генератора. Его использование

позволило стабилизировать частоту генерации диода Ганна в течении действия импульса возбуждения при одновременной минимизации нестабильность частоты генерации и выходной мощности при изменении температуры в диапазоне $\pm 50^{\circ}\text{C}$.

Технические характеристики ограничителя: полярность входных и выходных импульсов положительная; допустимая амплитуда входных импульсов 150 В; диапазон регулирования амплитуды выходных импульсов 30...110 В; максимальный ток в импульсе 30 А; длительность фронта импульсов на выходе не более 7 нс; выброс на переднем фронте импульсов не более 3 %.

Устройство управления (рис. 4.8) может работать от генератора, как с малым, так и с большим внутренним сопротивлением, однако обладает ограниченным диапазоном управления амплитудой выходных импульсов. Это обусловлено следующим. Если сопротивление резистора $R1$ мало, то при выходных импульсных напряжениях много меньше напряжения подаваемого на вход устройства транзистор $VT1$ входит в глубокое насыщение, что приводит к увеличению длительности выходных импульсов. При большом сопротивлении резистора $R1$ и больших выходных напряжениях происходит резкое возрастание времени установления переднего фронта выходных импульсов.

4.4. Устройство управления со стабилизацией уровня насыщения ограничивающего транзистора

Для расширения диапазона управления амплитудой выходных импульсов в [40] предложено УУ амплитудой мощных импульсных сигналов со стабилизацией уровня насыщения ограничивающего транзистора. На рис. 4.12 приведена принципиальная схема такого устройства.

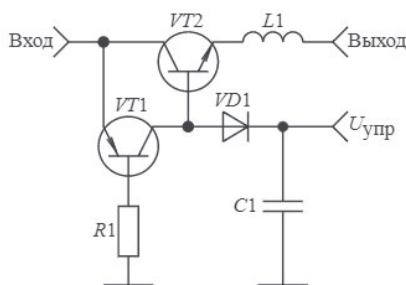


Рис. 4.12. Устройство управления со стабилизацией уровня насыщения ограничивающего транзистора

УУ работает следующим образом. На вход сигнала управления подается постоянное напряжение управления $U_{упр}$, равное требуемой амплитуде импульсов на выходе устройства. В исходном состоянии

полупроводниковый диод $VD1$ закрыт, и при подаче на вход устройства импульсов, имеющих амплитуду меньше, чем значение постоянного напряжения управления $U_{упр}$, полупроводниковый диод $VD1$ остается закрытым. Биполярный транзистор $VT2$, в момент поступления на вход устройства импульсов, входит в состояние близкое к насыщению благодаря подаче на его базу через биполярный транзистор $VT1$ отпирающего импульсного напряжения. Это напряжение ограничено коллекторным током транзистора $VT1$, который в свою очередь определяется сопротивлением резистора $R1$. Изменением сопротивления резистора $R1$ можно регулировать величину максимального импульсного тока транзистора $VT2$. При этом обеспечивается сохранение работоспособности транзистора $VT2$ при работе устройства на короткое замыкание по выходу и не приводит к увеличению длительности импульсов в процессе регулирования их амплитуды, которое было бы возможно в случае, если бы биполярный транзистор $VT2$ входил в режим насыщения. Сопротивление биполярного транзистора $VT2$ в состоянии близком к насыщению составляет десятые доли Ом. В этом случае импульсы, подаваемые на вход устройства, беспрепятственно проходят на его выход и поступают в нагрузку, на которой выделяется импульсное напряжение, равное амплитуде входных импульсов. При подаче на вход устройства импульсов, имеющих амплитуду, превышающую значение постоянного напряжения управления $U_{упр}$, диод $VD1$ открывается, и на базе транзистора $VT2$ устанавливается напряжение, равное напряжению управления. Поэтому, как только амплитуда импульса на выходе устройства станет равной $U_{упр}$, транзистор $VT2$ входит в режим ограничения, препятствуя дальнейшему росту тока в нагрузке, поскольку напряжение на эмиттере транзистора $VT2$ не может превышать напряжения на его базе. Катушка индуктивности $L1$ уменьшает выброс на переднем фронте импульса на выходе устройства, обусловленного прямым прохождением сигнала на выход через емкость коллектора транзистора $VT2$.

На рис. 4.13 приведен пример реализации рассматриваемой схемы УУ амплитудой мощных импульсных сигналов со стабилизацией уровня насыщения ограничивающего транзистора, выполненной на транзисторе $KT898A$ ($f_T=10$ МГц).

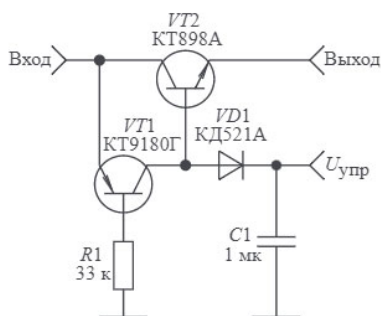


Рис. 4.13. Принципиальная электрическая схема макета устройства управления

Технические характеристики устройства: полярность входных и выходных импульсов положительная; допустимая амплитуда входных импульсов 120 В; диапазон регулирования амплитуды выходных импульсов 10...100 В; максимальный ток в импульсе 20 А; длительность фронта импульсов на выходе 13 нс; скважность импульсов, при работе на нагрузку 8 Ом, не менее 20; амплитуда выходных импульсов остается неизменной при изменении сопротивления нагрузки от 8 Ом и более. Недостатком УУ является склонность к самовозбуждению при работе на нагрузку с большой емкостной составляющей.

На рис. 4.14,а приведена форма импульса, подаваемого на вход макета УУ (рис. 4.13), амплитудой 100 В. На рис. 4.14,б и 4.14,в представлена форма выходного сигнала рассматриваемого УУ при амплитудах 80 В и 10 В и работе на нагрузку 8 Ом.

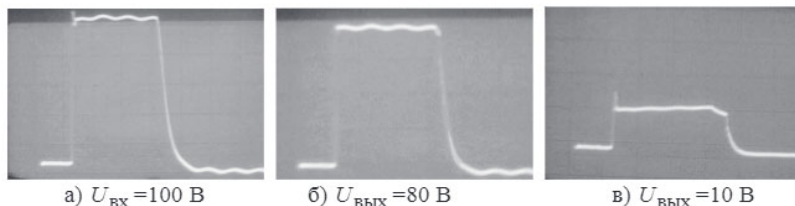


Рис. 4.14. Форма сигналов на входе и выходе устройства управления

Из приведенных выше исследований можно сделать следующие выводы:

1. Устройства управления амплитудой мощных импульсных сигналов с последовательным включением биполярного транзистора в тракт передачи позволяют получать на выходе такие же напряжения как и устройства управления с параллельным включением биполярного транзистора и нагрузки. Однако они не содержат элементов вносящих

активные потери и поэтому при том же выходном напряжении позволяют получить в нагрузке во много раз больший импульсный ток по сравнению с устройствами управления с параллельным включением биполярного транзистора и нагрузки. Недостатком устройств управления с последовательным включением биполярного транзистора в тракт передачи является их склонность к возбуждению при работе на нагрузку с большой емкостной составляющей.

2. Как в устройствах управления мощными импульсными сигналами с последовательным включением биполярного транзистора в тракт передачи, так и в устройствах управления мощными импульсными сигналами с параллельным включением биполярного транзистора и нагрузки граничная частота транзисторов, используемых в этих устройствах, практически не влияет на их быстродействие.
3. Основным параметром, определяющим быстродействие устройств управления мощными импульсными сигналами, является величина барьерных емкостей коллекторного и эмиттерного переходов используемого управляющего транзистора.

Глава 5

Нелинейная модель биполярного транзистора с закрытыми переходами

Для расчета характеристик УУ, использующих эффект двухстороннего ограничения мощных электрических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами, необходимо иметь нелинейную модель транзистора, адекватно описывающую его работу в указанном режиме. Наиболее точное описание биполярного транзистора в области насыщения, отсечки, активной области работы, как в прямом, так и в инверсном включении, дает нелинейная модель Гуммеля–Пуна [21], используемая в известных программных продуктах *Multisim* [41] и *Microwave Office* [42].

5.1. Анализ возможности использования нелинейной модели Гуммеля–Пуна для расчета устройств управления, использующих эффект двухстороннего ограничения

Сравним результаты экспериментальных исследований макета УУ, схема которого приведена на рис. 2.2, и результаты расчета указанного УУ с использованием нелинейной модели Гуммеля–Пуна. Результаты экспериментальных исследований формы сигнала на выходе рассматриваемого УУ, при различных значениях напряжения управления и при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 % модуляцией и частотой несущей 1 МГц, приведены на рис. 2.3. Форма двухсторонне ограниченного несущего колебания частотой 1 МГц приведена на рис. 2.4.

На рис. 5.1 приведена расчетная схема УУ (рис. 2.2) на транзисторе 2N5194, являющегося аналогом отечественного транзистора КТ818Г, реализованная в среде Multisim.

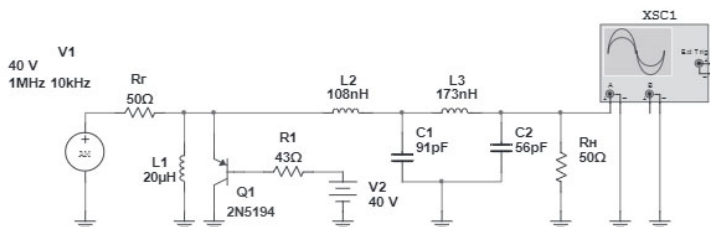


Рис. 5.1. Расчетная схема устройства управления

Результаты расчетов формы сигнала на выходе УУ, при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 % модуляцией, частотой

1 МГц, и при напряжениях управления равных 8 В и 2,5 В, приведены на рис. 5.2.

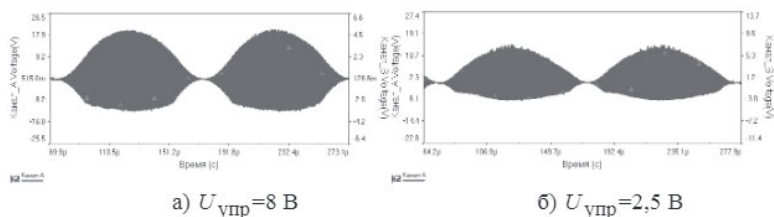


Рис. 5.2. Форма сигнала на выходе устройства управления при различных напряжениях управления

Расчетная форма несущего колебания на выходе схемы (рис. 5.1), при соответствующем выборе развертки осциллографа, приведена на рис. 5.3.

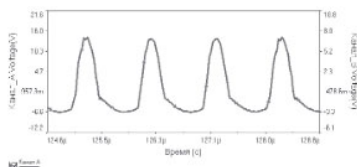


Рис. 5.3. Форма ограниченного несущего колебания

Из сравнения результатов экспериментальных и расчетных исследований, приведенных на рис. 2.3, 2.4 и 5.2, 5.3, следует, что нелинейная модель Гуммеля–Пуна дает качественно неверный результат при её применении для анализа УУ, основанных на использовании эффекта двухстороннего ограничения мощных электрических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами.

5.2. Двухтранзисторная нелинейная модель биполярного транзистора

Для повышения точности описания реальных транзисторов предлагается в качестве нелинейной модели биполярного транзистора в расчетных схемах УУ, основанных на использовании эффекта двухстороннего ограничения мощных электрических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами, применять две нелинейных модели Гуммеля–Пуна транзисторов различного либо одного типа проводимости.

В результате, в расчетных схемах УУ с параллельным включением управляющего транзистора и нагрузки, будем использовать одну из расчетных моделей транзистора по переменному току, приведенных на рис. 5.4.

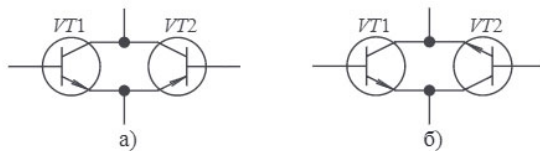


Рис. 5.4. Расчетная модель транзистора при параллельном включении управляющего транзистора и нагрузки

В расчетных схемах УУ с последовательным включением управляющего транзистора и нагрузки, будем использовать модель транзистора состоящую из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна транзисторов, включенных последовательно (рис. 5.5).



Рис. 5.5. Расчетная модель транзистора при последовательном включении управляющего транзистора и нагрузки

На рис. 5.6 приведена расчетная схема УУ (рис. 2.2) с использованием модели транзистора состоящей из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна транзисторов различного типа проводимости (двухтранзисторная модель), реализованная в среде *Multisim* на транзисторах 2N5194 и 2N5192.

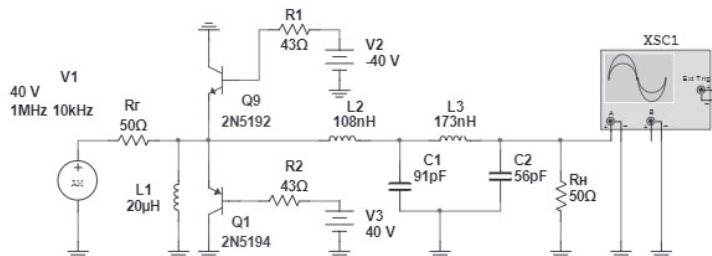


Рис. 5.6. Расчетная схема устройства управления с использованием транзисторов различного типа проводимости

Результаты расчетов формы сигнала на выходе УУ (рис. 5.6), при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 % модуляцией, частотой 1 МГц, и при напряжениях управления равных 8 В и 2,5 В, приведены на рис. 5.7.

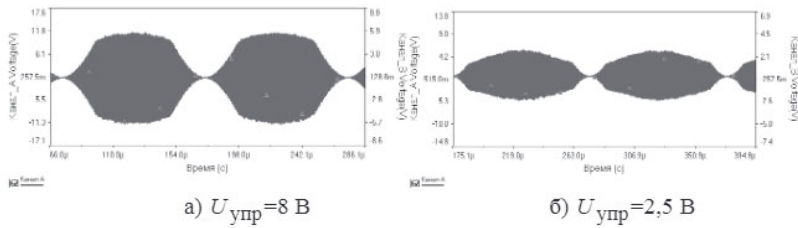


Рис. 5.7. Форма сигнала на выходе устройства управления при различных напряжениях управления

Расчетная форма несущего колебания на выходе схемы (рис. 5.6), при соответствующем выборе развертки осциллографа, приведена на рис. 5.8.

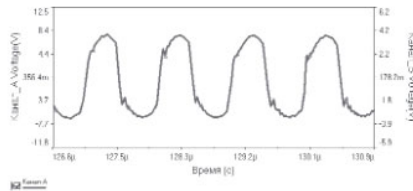


Рис. 5.8. Форма ограниченного несущего колебания

На рис. 5.9 приведена расчетная схема УУ (рис. 2.2) с использованием модели транзистора состоящей из встречно-параллельного включения двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна одного типа транзистора (двухтранзисторная модель), реализованная в среде Multisim на транзисторах 2N5194.

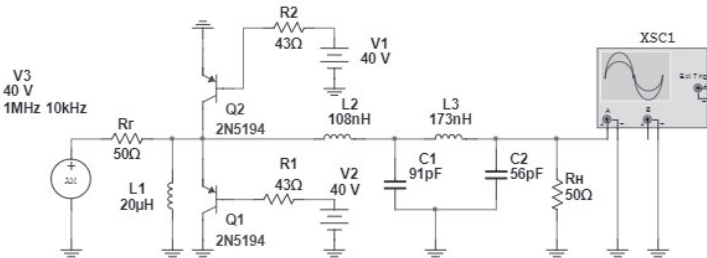


Рис. 5.9. Расчетная схема устройства управления с использованием двух транзисторов одного типа

Результаты расчетов формы сигнала на выходе УУ (рис. 5.9), при подаче на вход амплитудно-модулированного колебания со 100 %

модуляцией, частотой 1 МГц, и при напряжениях управления равных 8 В и 2,5 В, приведены на рис. 5.10.

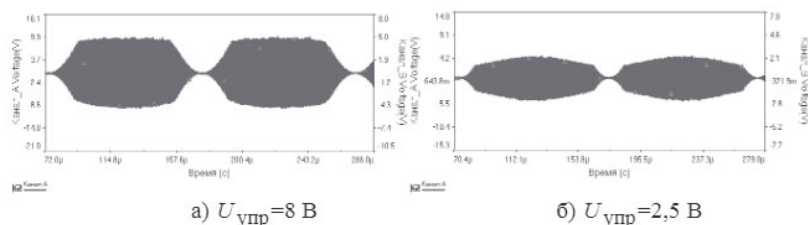


Рис. 5.10. Форма сигнала на выходе устройства управления при различных напряжениях управления

Расчетная форма несущего колебания на выходе схемы (рис. 5.9), при соответствующем выборе развертки осциллографа, приведена на рис. 5.11.

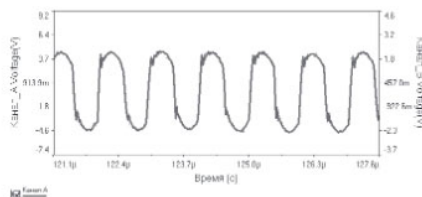


Рис. 5.11. Форма ограниченного несущего колебания

Из сравнения результатов экспериментальных и расчетных исследований, приведенных на рис. 2.3, 2.4, 5.2, 5.3, 5.7, 5.8, 5.10, 5.11 следует, что двухтранзисторная модель (рис. 5.4) позволяет значительно точнее, по сравнению с моделью Гуммеля–Пуна, описать работу УУ, основанных на использовании эффекта двухстороннего ограничения мощных электрических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами.

Осуществим сравнительный анализ результатов экспериментальных исследований УУ, описанных в пунктах 2.1, 3.1, 3.2, 3.5, 3.6, с результатами расчетов с использованием нелинейной модели Гуммеля–Пуна (однотранзисторная модель) и модели транзистора состоящей из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна (двухтранзисторная модель).

5.3. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу

Принципиальная схема УУ с параллельным включением транзистора и нагрузки, и подачей напряжения управления на базу, выполненного на транзисторе КТ818Г, приведена на рис. 2.2. На рис. 5.1 приведена расчетная схема рассматриваемого УУ с использованием нелинейной модели Гуммеля–

Пуна (однотранзисторная модель). На рис. 5.6 приведена расчетная схема рассматриваемого УУ с использованием модели транзистора состоящей из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна транзисторов различного типа проводимости (двухтранзисторная модель).

На рис. 5.12 приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ для схем представленных на рис. 2.2, 5.1, 5.6, 5.9 при подаче на вход немодулированного колебания частотой 50 МГц.

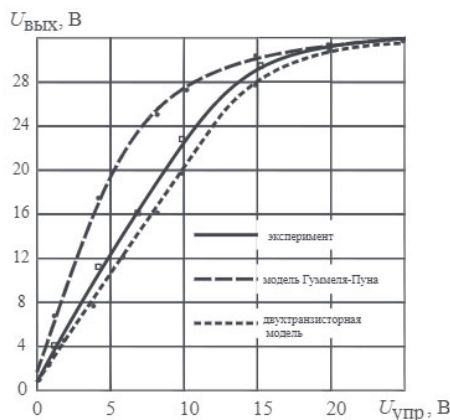


Рис. 5.12. Результаты экспериментальных и расчетных исследований устройства управления

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленных на рис. 2.2, 5.1, 5.6, 5.9 при $U_{\text{ВЫХ}} = 2$ В, и при подаче на вход УУ амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 50 МГц, приведены на рис. 5.13.

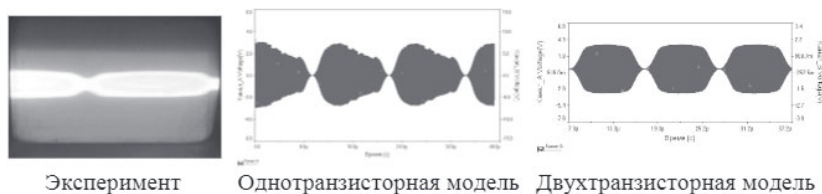


Рис. 5.13. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления

Из анализа характеристик, приведенных на рис. 5.12 и 5.13, следует, что использование, в расчетных схемах УУ с параллельным включением

управляющего транзистора и нагрузки, двухтранзисторных моделей (рис. 5.4) позволяет значительно точнее, по сравнению с моделью Гуммеля–Пуна, описывать работу УУ, основанных на использовании эффекта двухстороннего ограничения мощных электрических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами. При этом сами двухтранзисторные модели (рис. 5.4) оказываются равноценными.

5.4. Анализ устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на базу

Принципиальная схема УУ с последовательным включением транзистора типа КТ817В и нагрузки, с граничной частотой ФНЧ 60 МГц, и подачей напряжения управления на базу приведена на рис. 5.14.

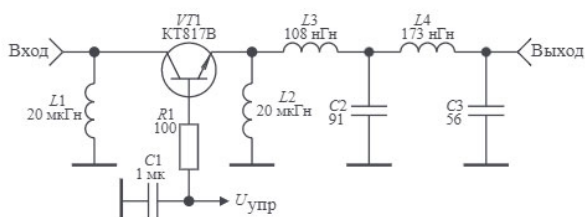


Рис. 5.14. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки

На рис. 5.15 приведена расчетная схема УУ с последовательным включением транзистора в тракт передачи и подачей напряжения управления на базу (рис. 5.14), реализованная в среде Multisim на транзисторе MJE243, являющегося аналогом отечественного транзистора КТ817В.

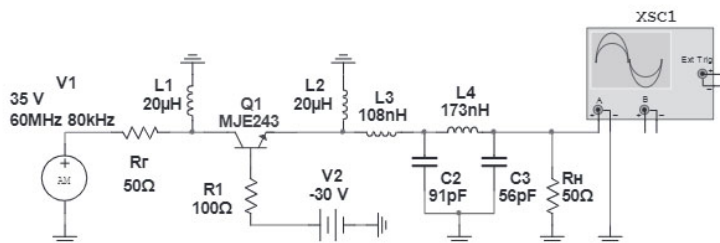


Рис. 5.15. Расчетная схема устройства управления с использованием одностранзисторной модели

На рис. 5.16 приведена расчетная схема рассматриваемого УУ с использованием модели транзистора состоящей из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна транзисторов различного типа проводимости

(двухтранзисторная модель), реализованная в среде Multisim на транзисторах *MJE243* и *BD330*.

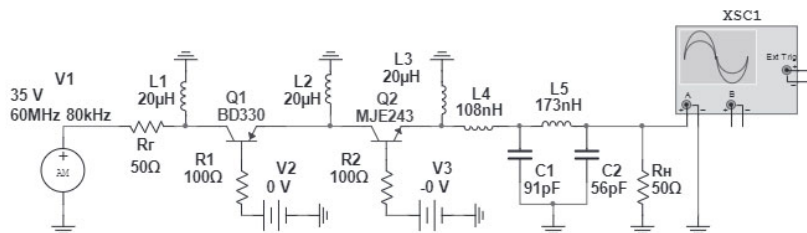


Рис. 5.16. Расчетная схема устройства управления с использованием транзисторов различного типа проводимости

На рис. 5.17 приведена расчетная схема рассматриваемого УУ с использованием модели транзистора состоящей из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна транзисторов одного типа проводимости (двухтранзисторная модель), реализованная в среде Multisim на транзисторах *MJE243*.

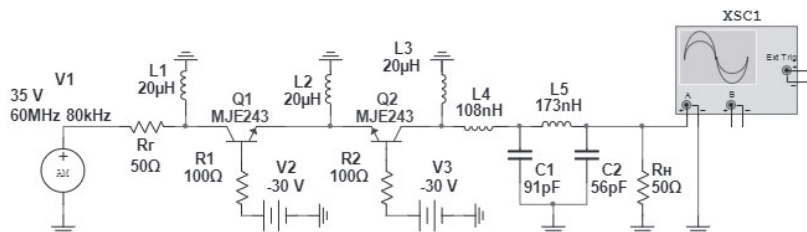


Рис. 5.17. Расчетная схема устройства управления с использованием двух транзисторов одного типа

На рис. 5.18 приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ для схем представленных на рис. 5.14–5.17, при подаче на вход немодулированного колебания частотой 60 МГц.

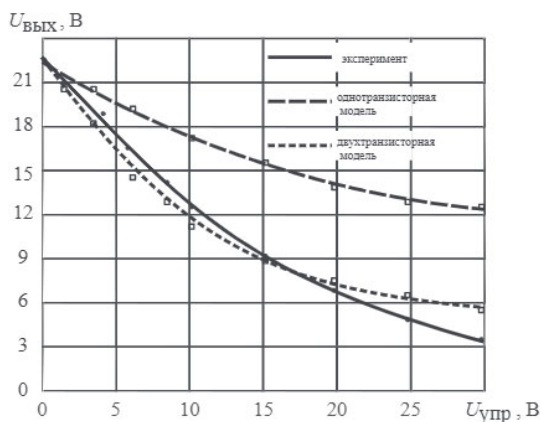


Рис. 5.18. Результаты экспериментальных и расчетных исследований устройства управления

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленных на рис. 5.14–5.17, при $U_{ВЫХ} = 10 В$, и при подаче на вход УУ амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 60 МГц, приведены на рис. 5.19.

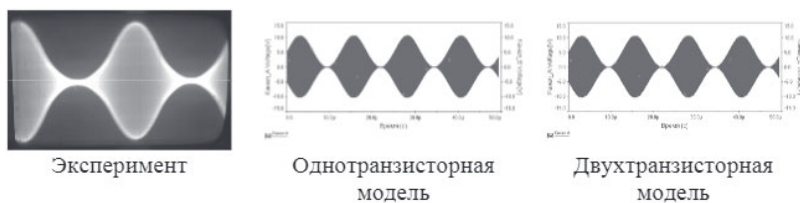


Рис. 5.19. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления

5.5. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на коллектор

Принципиальная схема УУ с параллельным включением транзистора типа КТ814Г и нагрузки, с граничной частотой ФНЧ 30 МГц, и подачей напряжения управления на коллектор приведена на рис. 5.20.

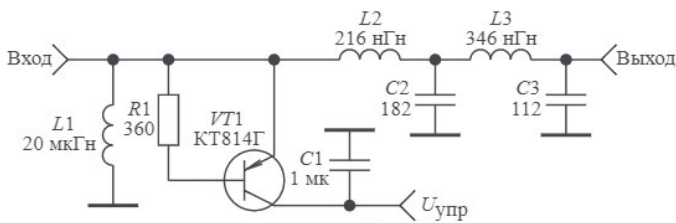


Рис. 5.20. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки

На рис. 5.21 приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от напряжения управления $U_{\text{УПР}}$ для схемы представленной на рис. 5.20, при подаче на вход немодулированного колебания частотой 30 МГц и использовании одностранзисторной (транзистор типа *MJD32*) и двухтранзисторных моделей (рис. 5.4).

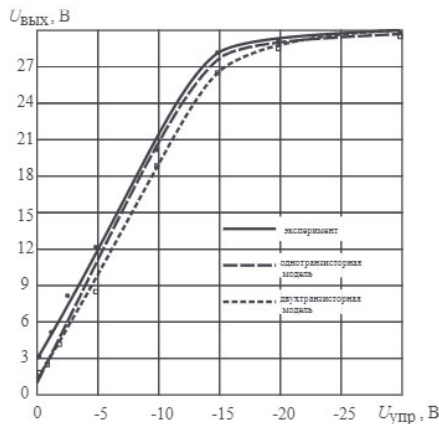


Рис. 5.21. Результаты экспериментальных и расчетных исследований устройства управления

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленного на рис. 5.20, при $U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 30 МГц, приведены на рис. 5.22.

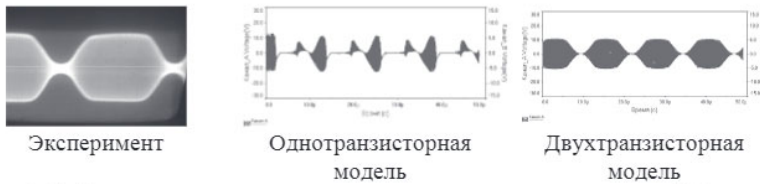


Рис. 5.22. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления

Как следует из результатов расчетов, представленных на рис. 5.22, расчетная схема УУ с использованием однотранзисторной модели оказывается неустойчивой.

5.6. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и заземленным эмиттером

Принципиальная схема УУ с параллельным включением транзистора типа КТ814Г и нагрузки, с граничной частотой ФНЧ 200 МГц, и заземленным эмиттером приведена на рис. 5.23.

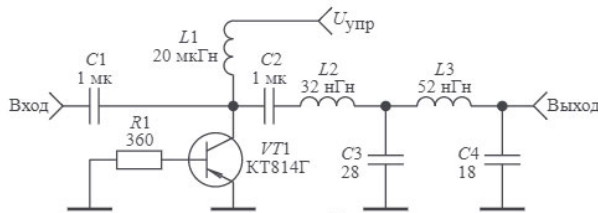


Рис. 5.23. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки

На рис. 5.24 приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от напряжения управления $U_{\text{УПР}}$ для схемы представленной на рис. 5.19, при подаче на вход немодулированного колебания частотой 170 МГц и использовании однотранзисторной (транзистор типа *MJD32*) и двухтранзисторной моделей (рис. 5.4).

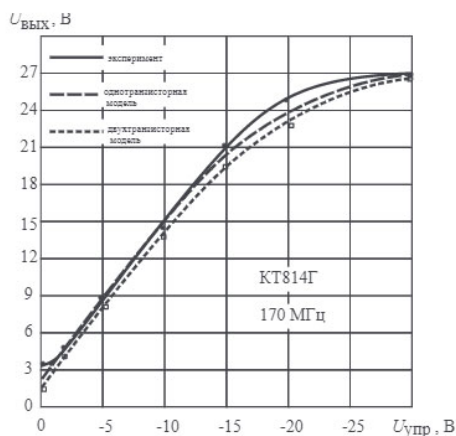


Рис. 5.24. Результаты экспериментальных и расчетных исследований устройства управления

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленного на рис. 5.23, при $U_{\text{ВЫХ}} = 3 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 170 МГц, приведены на рис. 5.25.

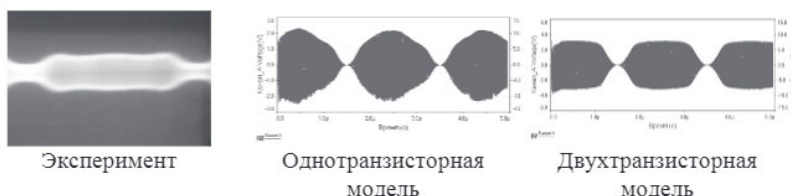


Рис. 5.25. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления

5.7. Анализ устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки и подачей напряжения управления на эмиттер

Принципиальная схема УУ, с последовательным включением транзистора типа КТ914А и нагрузки, с граничной частотой ФНЧ 30 МГц, и подачей напряжения управления на эмиттер, приведена на рис. 5.26.

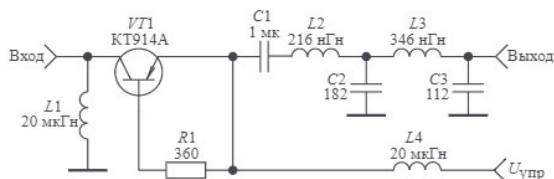


Рис. 5.26. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки

На рис. 5.27 приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ для схемы представленной на рис. 5.26, при подаче на вход немодулированного колебания частотой 30 МГц и использовании однотранзисторной (транзистор типа 2N1132A) и двухтранзисторной моделей (рис. 5.5).

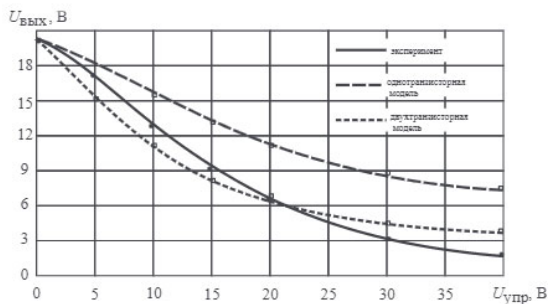


Рис. 5.27. Результаты экспериментальных и расчетных исследований устройства управления

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленного на рис. 5.26, при $U_{\text{ВЫХ}} = 7$ В, и при подаче на вход УУ амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 30 МГц, приведены на рис. 5.28.

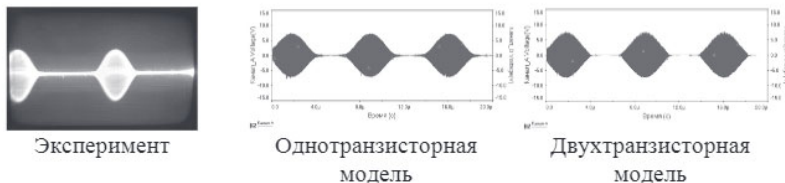


Рис. 5.28. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления

5.8. Анализ устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки и заземленным коллектором

Принципиальная схема УУ с параллельным включением транзистора типа КТ818Г и нагрузки, с граничной частотой ФНЧ 6 МГц, и заземленным коллектором приведена на рис. 5.29.

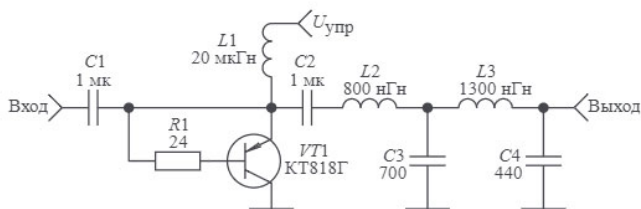


Рис. 5.29. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и нагрузки

На рис. 5.30 приведены результаты экспериментальных и расчетных исследований зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ для схемы представленной на рис. 5.25, при подаче на вход немодулированного колебания частотой 4 МГц и использовании одностранисторной (транзистор типа *MJE4353*) и двухтранисторной моделей (рис. 5.4).

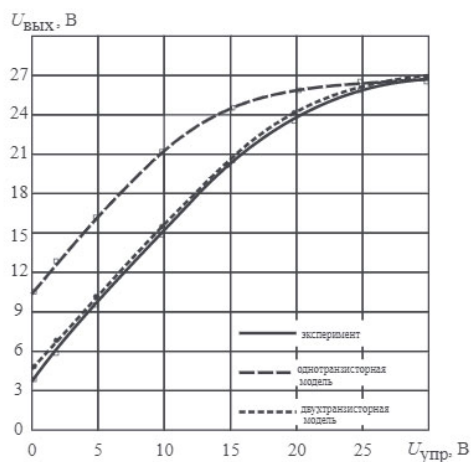


Рис. 5.30. Результаты экспериментальных и расчетных исследований устройства управления

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленного на рис. 5.29, при $U_{\text{ВЫХ}} = 5 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ амплитудно-модулированного сигнала со 100 % модуляцией и частотой несущего колебания 4 МГц, приведены на рис. 5.31.



Рис. 5.31. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления

Из представленных выше результатов экспериментальных и расчетных исследований устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов, проведенных в программной среде *Multisim*, следует:

- Предложенная двухтранзисторная модель, состоящая из двух нелинейных моделей Гуммеля–Пуна транзисторов различного либо одного типа проводимости, позволяет значительно точнее, по сравнению с моделью Гуммеля–Пуна, описывать работу устройств управления, основанных на использовании эффекта двухстороннего ограничения мощных электрических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами.
- Параллельное либо последовательное включение двух моделей Гуммеля – Пуна транзисторов противоположного либо одного типа проводимости позволяет объяснить эффект двухстороннего ограничения мощных гармонических сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами при управлении амплитудой мощных гармонических сигналов.

Глава 6

Использование однотранзисторной и двухтранзисторной моделей для расчета устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов

Рассмотрим возможности использования однотранзисторной и двухтранзисторной моделей биполярных транзисторов для расчета УУ амплитудой мощных радио- и видеоимпульсов.

Схемные решения УУ, описанные в разделе 3 и предназначенные для управления амплитудой мощных гармонических сигналов, могут быть использованы для управления амплитудой мощных радиоимпульсов. Схемные решения УУ, предназначенные для управления амплитудой мощных видеоимпульсов, описаны в разделе 4.

6.1. Анализ устройств управления амплитудой мощных радиоимпульсов

Схемные решения УУ, которые могут быть использованы для управления амплитудой мощных радиоимпульсов, приведены на рис. 2.2, 5.14, 5.20, 5.23, 5.26, 5.29. Экспериментальные исследования показали, что форма выходного сигнала, при подаче на вход УУ мощных радиоимпульсов, для всех указанных выше схемных решений одинакова. Для примера на рис. 6.1 приведена форма сигнала на выходе УУ (рис. 2.2) при различных выходных напряжениях и при подаче на вход мощных радиоимпульсов неизменной амплитуды с частотой несущего колебания 50 МГц.

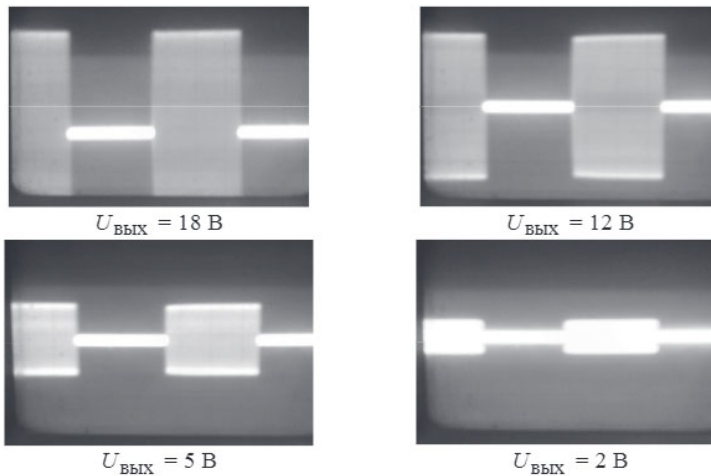


Рис. 6.1. Форма сигнала на выходе устройства управления при различных выходных напряжениях

На рис. 6.2 приведена принципиальная схема устройства управления (рис. 2.2), реализованная в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной модели биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов с частотой несущего колебания 50 МГц.

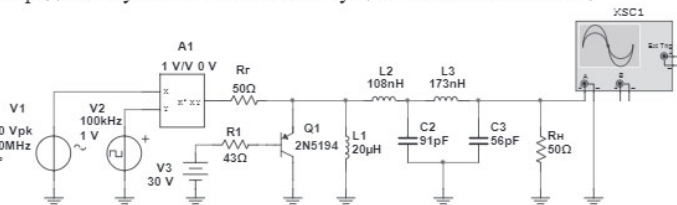


Рис. 6.2. Расчетная схема устройства управления с использованием однотранзисторной модели

На рис. 6.3 приведена принципиальная схема устройства управления (рис. 2.2), реализованная в среде *Multisim* с использованием двухтранзисторной модели биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов.

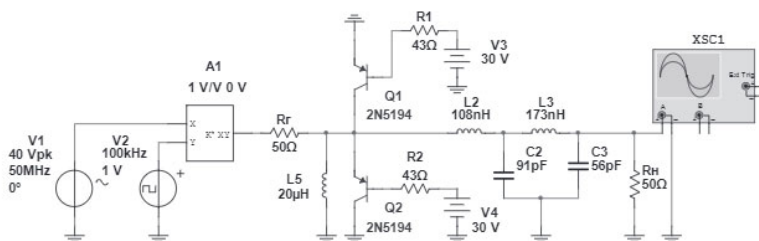
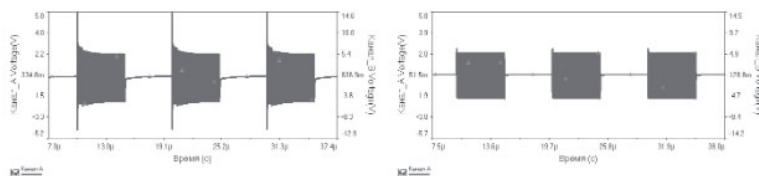


Рис. 6.3. Расчетная схема устройства управления с использованием двухтранзисторной модели

На рис. 6.4 представлены результаты расчетов формы сигнала на выходе устройств управления приведенных на рис. 6.2 и 6.3 при $U_{\text{ВЫХ}} = 2 \text{ В}$.



Однотранзисторная модель Двухтранзисторная модель
Рис. 6.4. Результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 2.2)

На рис. 6.5 представлены результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления, схема которого приведена на рис. 5.14, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной и двухтранзисторной моделей биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов с частотой несущего колебания 60 МГц.

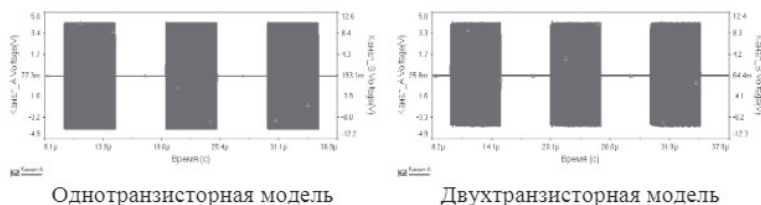


Рис. 6.5. Результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 5.14)

На рис. 6.6 представлены результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления, схема которого приведена на рис. 5.20, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной и двухтранзисторной моделей биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов с частотой несущего колебания 60 МГц.

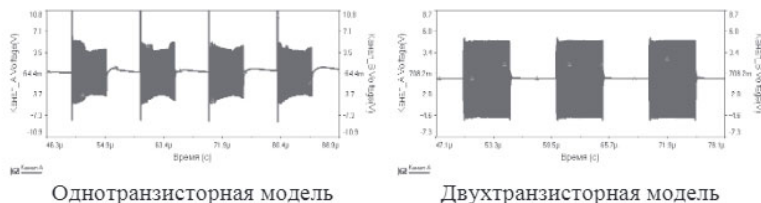


Рис. 6.6. Результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 5.16)

На рис. 6.7 представлены результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления, схема которого приведена на рис. 5.23, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной и двухтранзисторной моделей биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов с частотой несущего колебания 170 МГц.

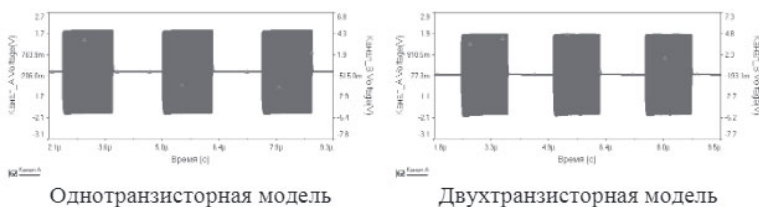


Рис. 6.7. Результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 5.23)

На рис. 6.8 представлены результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления, схема которого приведена на рис. 5.26, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной и двухтранзисторной моделей биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов с частотой несущего колебания 30 МГц.

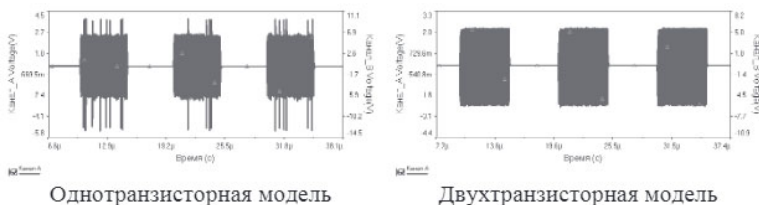


Рис. 6.8. Результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 5.26)

На рис. 6.9 представлены результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления, схема которого приведена на рис. 5.29, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной и двухтранзисторной моделей биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных радиоимпульсов с частотой несущего колебания 30 МГц.

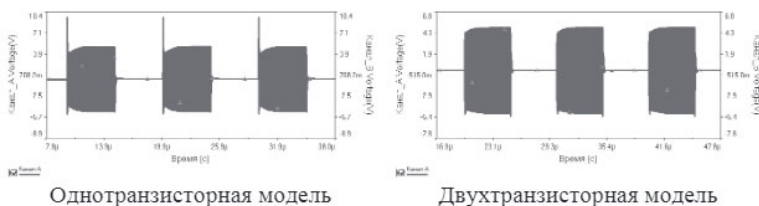


Рис. 6.9. Результаты расчетов формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 5.25)

6.2. Анализ устройств управления амплитудой мощных видеоимпульсов

Схемные решения устройств управления амплитудой мощных видеоимпульсов приведены на рис. 4.3, 4.6, 4.9, 4.13.

На рис. 6.10 приведена принципиальная схема устройства управления (рис. 4.3), реализованная в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной модели биполярного транзистора и подключенным ко входу генератором мощных видеоимпульсов.

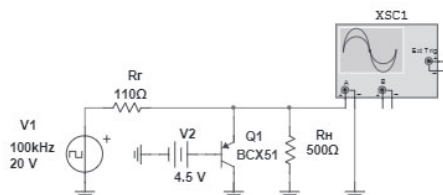
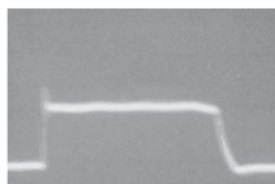
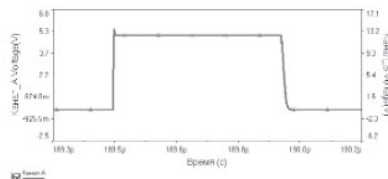


Рис. 6.10. Расчетная схема устройства управления с использованием однотранзисторной модели

Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, представленных на рис. 4.3 и 6.10, при $U_{\text{ВЫХ}} = 5 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ видеоимпульсов положительной полярности амплитудой 20 В, приведены на рис. 6.11.



Эксперимент



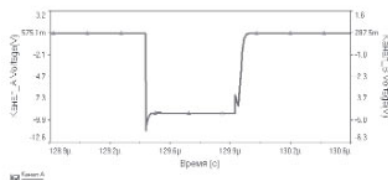
Расчет

Рис. 6.11. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 4.3)

На рис. 6.12 представлены результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, схема которого приведена на рис. 4.6, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной модели биполярного транзистора, при $U_{\text{ВЫХ}} = -10 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ видеоимпульсов отрицательной полярности амплитудой 110 В.



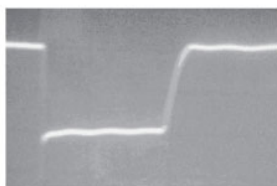
Эксперимент



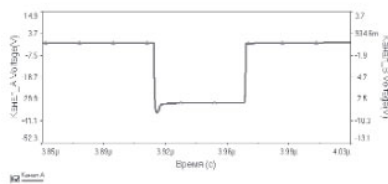
Расчет

Рис. 6.12. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 4.6)

На рис. 6.13 представлены результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, схема которого приведена на рис. 4.9, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной модели биполярного транзистора, при $U_{\text{ВЫХ}} = -30 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ видеопульсов отрицательной полярности амплитудой 100 В.



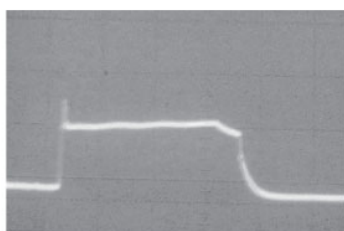
Эксперимент



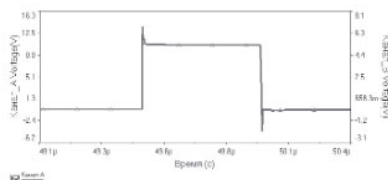
Расчет

Рис. 6.13. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 4.9)

На рис. 6.14 представлены результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе УУ, схема которого приведена на рис. 4.13, реализованного в среде *Multisim* с использованием однотранзисторной модели биполярного транзистора, при $U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В}$, и при подаче на вход УУ видеопульсов положительной полярности амплитудой 100 В.



Эксперимент



Расчет

Рис. 6.14. Результаты экспериментальных и расчетных исследований формы сигнала на выходе устройства управления (рис. 4.13)

Из представленных выше результатов экспериментальных и расчетных исследований устройств управления амплитудой мощных радио- и видеоимпульсов, проведенных в программной среде *Multisim*, можно сделать следующие выводы:

1. Использование предложенных двухтранзисторных нелинейных моделей биполярного транзистора с закрытыми переходами (рис. 5.4 и 55) дает возможность качественно верно рассчитать форму сигнала на выходе устройств управления амплитудой мощных радиоимпульсов.
2. При расчете устройств управления амплитудой мощных видеоимпульсов может быть использована нелинейная модель Гуммеля–Пуна.

Глава 7

Проектирование устройств управления амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов

В разделах 3 и 4 описаны УУ амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов. Рассмотрим методики проектирования указанных устройств по предъявляемым к ним требованиям.

7.1. Методика проектирования устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов

Целью разрабатываемой методики является определение параметров пассивных элементов схем УУ амплитудой мощных гармонических сигналов и требований, предъявляемых к используемым в этих устройствах транзисторам для их оптимального выбора.

При разработке методики проектирования УУ будем полагать известными:

- f_0 – частота гармонического сигнала, подаваемого на вход устройств управления;
- R_r – сопротивление генератора управляемого сигнала;
- $U_{вх\max}$ – максимальное значение амплитуды сигнала, подаваемого на вход устройств управления;
- R_n – сопротивление нагрузки устройств управления;
- в качестве фильтра нижних частот на выходе УУ используется фильтр Чебышева четвертого порядка с неравномерностью амплитудно-частотной характеристики 0,1 дБ, имеющий гарантированное затухание высших гармонических составляющих на выходе фильтра равное 30 дБ.

Для устранения неопределенности при расчетах элементов схем УУ амплитудой мощных гармонических сигналов, описанных в разделах 2, 3, 5 (рис. 2.2, 5.14, 5.20, 5.23, 5.26, 5.29), представим их в виде, приведенном на рис. 7.1 – 7.6.

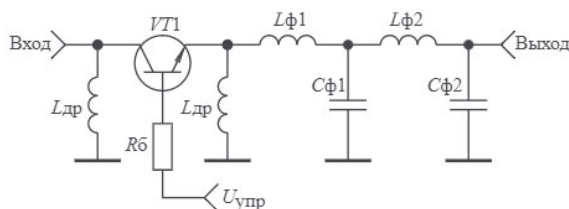


Рис. 7.1. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и подачей напряжения управления на базу

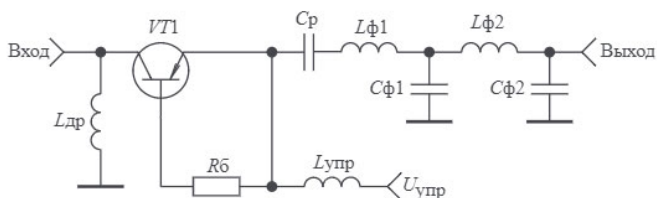


Рис. 7.2. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и подачей напряжения управления на эмиттер

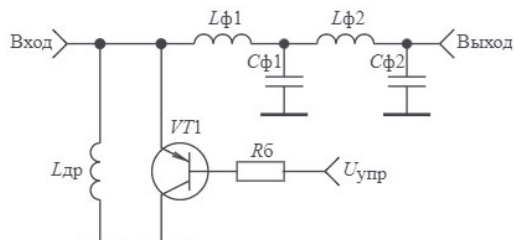


Рис. 7.3. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и подачей напряжения управления на базу

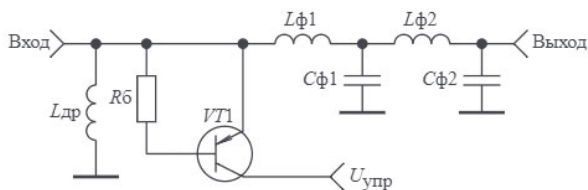


Рис. 7.4. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и подачей напряжения управления на коллектор

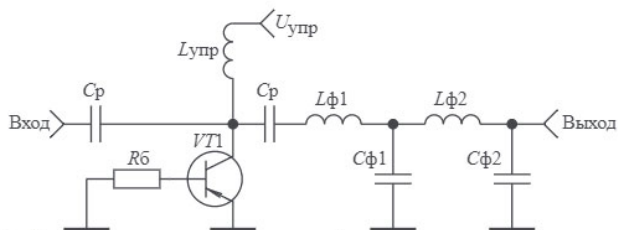


Рис. 7.5. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора, подачей напряжения управления на коллектор и заземленным эмиттером

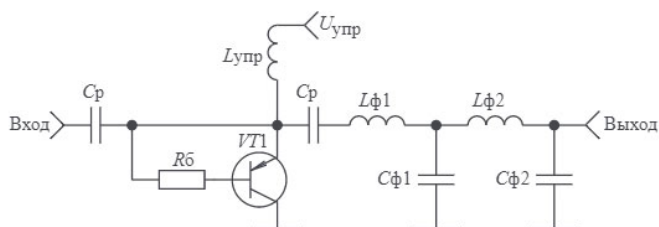


Рис. 7.6. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и подачей напряжения управления на эмиттер

УУ приведенные на рис. 7.1 и 7.2 предназначены для работы от генераторов сигналов с выходным сопротивлением соизмеримым с сопротивлением насыщения применяемых в УУ управляющих транзисторов то есть от генераторов с выходным сопротивлением менее 3 – 5 Ом. УУ приведенные на рис. 7.3–7.6 предназначены для работы от генераторов сигналов с выходным сопротивлением в несколько раз большим сопротивления насыщения применяемых в УУ управляющих транзисторов. Элементы $L_{\phi 1}, L_{\phi 2}, C_{\phi 1}, C_{\phi 2}$ образуют ФНЧ, предназначенный для фильтрации высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала УУ, элементом R_{ϕ} обозначен резистор в цепи базы управляющего транзистора, элементом $L_{др}$ обозначен дроссель, обеспечивающий протекание постоянной составляющей тока управляющего транзистора, элементом C_p обозначен разделительный конденсатор, элементом $L_{упр}$ обозначена катушка индуктивности, устраняющая влияние выходного сопротивления генератора управляющего напряжения на работу УУ.

Во всех схемах УУ элементы ФНЧ рассчитываются по соотношениям [11, 43]:

$$L_{\phi 1} = \frac{0,817 R_{Н}}{2 \pi f_0}; L_{\phi 2} = \frac{1,31 R_{Н}}{2 \pi f_0}; C_{\phi 1} = \frac{1,77}{2 \pi f_0 R_{Н}}; C_{\phi 2} = \frac{1,11}{2 \pi f_0 R_{Н}}. \quad (7.1)$$

Формулы (7.1) соответствуют расчету ФНЧ Чебышева с неравномерностью амплитудно-частотной характеристики 0,1 дБ и гарантированным затуханием высших гармонических составляющих на выходе фильтра равным 30 дБ.

Разделительные конденсаторы C_p , дроссели $L_{др}$ и катушки индуктивности $L_{упр}$ рассчитываются исходя из неравенств [15]:

$$C_p \geq \frac{200}{2 \pi f_0 R_{Н}}; L_{др} \geq \frac{200 R_{Н}}{2 \pi f_0}; L_{упр} \geq \frac{10 R_{Н}}{2 \pi f_0}. \quad (7.2)$$

Сопротивление резисторов R_{ϕ} влияет на линейность зависимости выходного напряжения УУ от напряжения управления $U_{упр}$ и определяется экспериментально либо в процессе расчетов. Исходя из исследований

описанных в [20] оптимальное значение R_6 зависит от типа используемого управляющего транзистора и лежит в пределах от 10 Ом до 500 Ом. В качестве начального приближения можно принять:

$$R_6 = 60 \text{ Ом.} \quad (7.3)$$

Выбор управляющих транзисторов $VT1$ УУ осуществляется исходя из следующего.

Максимальная амплитуда тока, протекающего через транзисторы $VT1$ при использовании схем приведенных на рис. 7.1–7.2, может быть рассчитана по формуле:

$$I_{\max} = U_{\text{вх max}} / R_H \quad (7.4)$$

Максимальная амплитуда тока, протекающего через транзисторы $VT1$ при использовании схем приведенных на рис. 7.3–7.6, может быть рассчитана по формуле:

$$I_{\max} = U_{\text{вх max}} / R_T \quad (7.5)$$

В процессе управления амплитудой сигнала, подаваемого на вход УУ, при использовании схем приведенных на рис. 7.1–7.2, на транзисторах $VT1$ рассеивается мощность, максимальная величина которой определяется из выражения:

$$P_{\max} = U_{\text{вх max}}^2 / 8R_H. \quad (7.6)$$

В процессе управления амплитудой сигнала, подаваемого на вход УУ, при использовании схем приведенных на рис. 7.3–7.6, на транзисторах $VT1$ рассеивается мощность, максимальная величина которой определяется из выражения:

$$P_{\max} = U_{\text{вх max}}^2 / 8R_T. \quad (7.7)$$

Частота, до которой заданный транзистор может работать в качестве элемента управления амплитудой мощных гармонических сигналов, составляет величину [44]:

$$f_B = 1 / p C_K R_T, \quad (7.8)$$

где C_K – емкость коллекторного перехода транзистора, определенная при напряжении коллектор-эмиттер равном значению $U_{\text{вх max}}$.

Исходя из вышесказанного следует, что транзисторы $VT1$ выбираются из условий:

$$\begin{aligned} I_{\text{к доп}} &> I_{\max}; P_{\text{к доп}} > P_{\max}; \\ U_{\text{кэ доп}} &> U_{\text{вх max}}; C_K \leq 1 / \pi f_0 R_T. \end{aligned} \quad (7.9)$$

где $I_{\text{к доп}}$ – максимально допустимый ток коллектора;

$P_{\text{к доп}}$ – максимально допустимая рассеиваемая мощность коллектора;

$U_{\text{кэ доп}}$ – максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер.

Таким образом, по известным f_0 , R_T , R_H и $U_{\text{вх max}}$ для выбранной схемы УУ необходимо, используя соотношения (7.1), (7.2), (7.3), (7.9), найти номиналы всех пассивных элементов и требования к управляющему

транзистору, который выбирается на основании опубликованных справочных данных выпускаемых в настоящее время транзисторов [24].

Пример расчета. Определить номиналы пассивных элементов схемы УУ (рис. 7.5), требования к управляющему транзистору, и выбрать его при условиях: $f_0 = 3$ ГГц; $R_r = R_H = 50$ Ом; $U_{ВХ\ МАХ} = 12$ В.

По (7.1) определим номиналы элементов ФНЧ: $L_{\Phi 1} = 2,2$ нГн; $L_{\Phi 2} = 3,5$ нГн; $C_{\Phi 1} = 1,9$ пФ; $C_{\Phi 2} = 1,2$ пФ. По (7.2) найдем необходимую величину емкости разделительных конденсаторов и катушки индуктивности, устраняющей влияние выходного сопротивления генератора управляющего напряжения на работу УУ: $C_p \geq 210$ пФ; $L_{упр} \geq 27$ нГн. В соответствии с (7.3) примем: $R_G = 60$ Ом. Теперь по (7.9), с учетом (7.5) и (7.7), найдем условия выбора управляющего транзистора: $I_{к\ доп} \geq 0,24$ А; $P_{к\ доп} \geq 0,36$ Вт; $U_{кэ\ доп} \geq 12$ В; $C_K \leq 2,2$ пФ. Указанным условиям удовлетворяет транзистор 2N3417.

На рис. 7.7 приведена расчетная схема спроектированного УУ, реализованная в среде *Multisim*, в которой в качестве нелинейной модели реального транзистора использована модель, приведенная на рис. 5.4,б.

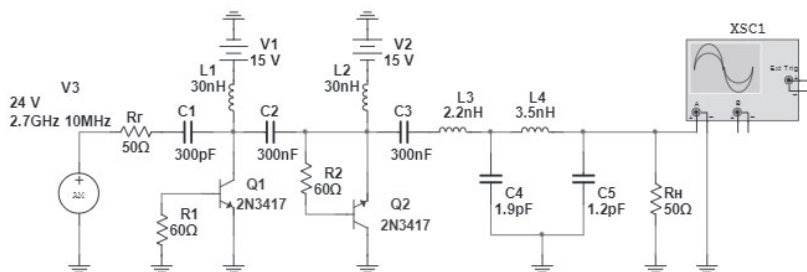


Рис. 7.7. Расчетная схема устройства управления

На рис. 7.8 приведены результаты расчетов зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от напряжения управления $U_{упр}$ для рассматриваемой схемы, при подаче на вход немодулированного колебания частотой 2,7 ГГц. В схеме (рис. 7.7) напряжение управления $U_{упр}$ численно равно напряжению источников напряжения $V1$ и $V2$.

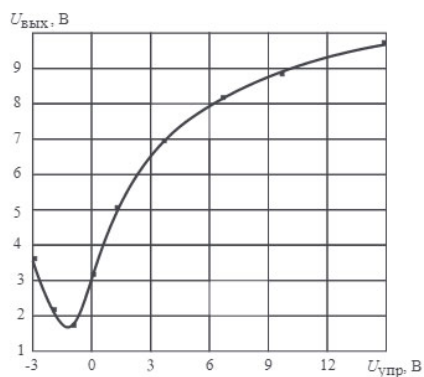


Рис. 7.8. Расчетная зависимость амплитуды выходного напряжения от напряжения управления

На рис. 7.9 приведены результаты расчетов зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ схемы (рис. 7.7) от относительной амплитуды напряжения $E_{Г}/E_{Г,max}$ генератора моногармонического сигнала частотой 2,7 ГГц, при напряжении управления равном 15 В и 0 В. В данном случае УУ работает как устройство ограничения.

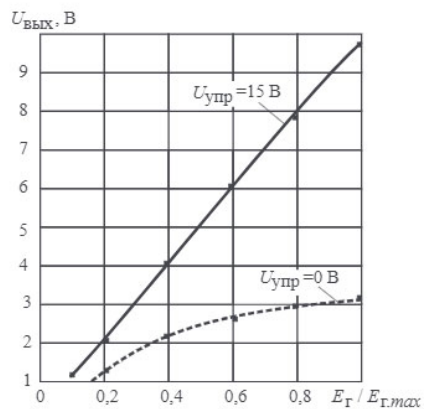


Рис. 7.9. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства управления от относительной амплитуды напряжения генератора

7.2. Методика проектирования согласованного устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов

Все схемы устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов, приведенные на рис. 7.1 – 7.6, имеют один общий недостаток. Как отмечалось в разделе 3.4, в процессе изменения значения напряжения управления изменяется уровень двухстороннего ограничения амплитуды мощных гармонических сигналов, подаваемых на их входы. Это приводит к изменению коэффициента отражения мощного сигнала по входу в указанных устройствах. Рассмотрим принципиальную схему согласованного устройства управления, приведенную на рис. 7.10 и полученную на основе схемы представленной на рис. 3.12.

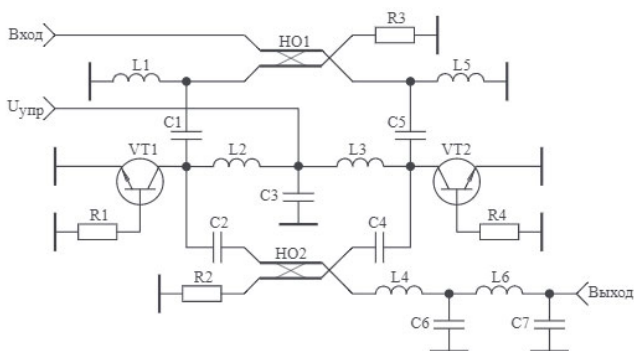


Рис. 7.10. Принципиальная схема согласованного устройства управления

Работа УУ описана в разделе 3.4. Элементы $L4$, $L6$, $C6$, $C7$ образуют ФНЧ, предназначенный для фильтрации высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала УУ. Элементы $L2$, $L3$, $C3$ устраняют шунтирование высокочастотного тракта малым выходным сопротивлением устройства формирования напряжения управления. Индуктивности $L1$ и $L5$ совместно с емкостями коллекторных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$ образуют параллельные колебательные контуры, уменьшающие начальные потери в УУ, обусловленные шунтированием высокочастотного тракта указанными емкостями.

При проектировании согласованного УУ будем полагать известными:

- f_0 – частота гармонического сигнала, подаваемого на вход устройства управления;
- R_0 – волновое сопротивление тракта в котором установлено УУ;
- $R_r = R_0$ – сопротивление генератора управляемого сигнала,
- $R_n = R_0$ – сопротивление нагрузки устройства управления;
- $U_{вх\ max}$ – максимальное значение амплитуды сигнала, подаваемого на вход устройства управления;

- в качестве фильтра нижних частот на выходе УУ используется фильтр Чебышева четвертого порядка с неравномерностью амплитудно-частотной характеристики 0,1 дБ, имеющий гарантированное затухание высших гармонических составляющих на выходе фильтра равное 30 дБ.

Элементы ФНЧ рассчитываются по соотношениям [11, 43]:

$$L4 = \frac{0,817 R_H}{2 \pi f_0}; L6 = \frac{1,31 R_H}{2 \pi f_0}; C6 = \frac{1,77}{2 \pi f_0 R_H}; C7 = \frac{1,11}{2 \pi f_0 R_H}. \quad (7.10)$$

Формулы (7.10) соответствуют расчету ФНЧ Чебышева с неравномерностью амплитудно-частотной характеристики 0,1 дБ и гарантированным затуханием высших гармонических составляющих на выходе фильтра равным 30 дБ.

Разделительные конденсаторы $C1, C2, C4, C5$ и элементы цепи управления $L2, L3, C3$ рассчитываются исходя из неравенств [15]:

$$C1 = C2 = C4 = C5 \geq \frac{200}{2 \pi f_0 R_H}; L2 = L3 \geq \frac{10 R_H}{2 \pi f_0}; C3 \geq \frac{12}{2 \pi f_0 R_H}. \quad (7.11)$$

Резисторы $R1$ и $R4$ определяют линейность зависимости выходного напряжения УУ от напряжения управления $U_{упр}$ и находятся экспериментально либо в процессе расчетов. Исходя из исследований описанных в [20] оптимальное значение сопротивлений резисторов $R1$ и $R4$ зависит от типа используемого управляющего транзистора и лежит в пределах от 10 Ом до 500 Ом. В качестве начального приближения можно принять:

$$R1 = R4 = 60 \text{ Ом}. \quad (7.12)$$

Резисторы $R2$ и $R3$ являются балластными и выбираются равными волновому сопротивлению тракта в котором установлено УУ:

$$R2 = R3 = R_0. \quad (7.13)$$

Направленные ответители НО1 и НО2 согласованного устройства управления (рис. 7.10) могут быть реализованы различными методами. Однако наименьшими размерами обладают НО, изготовленные по методике, описанной в [45, 46]. Два провода марки МГТФ 1 0,35 наматываются вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор с длиной каждого из проводов НО, рассчитанной по формуле [18]:

$$d = c/4 f_0, \quad (7.14)$$

где d – длина проводов марки МГТФ 1 0,35 изготавливаемого НО;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Цилиндрический изолятор НО с намотанными вплотную друг к другу проводами помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В этом случае переходное затухание каждого из НО1 и НО2 составляет 3 дБ [46]. В качестве примера реализации рассматриваемых НО на рис. 7.11 приведена фотография внешнего вида диплексера, описанного в [47]. В диплексере, предназначенном для сложения в антенне мощности радиосигналов изображения и звукового сопровождения передатчика 5

канала телевидения с выходной мощностью 100 Вт, использованы два НО. Габаритные размеры диплексера составляют $180 \times 50 \times 20$ мм, длина каждого из НО равна 40 мм, диаметр 15 мм.

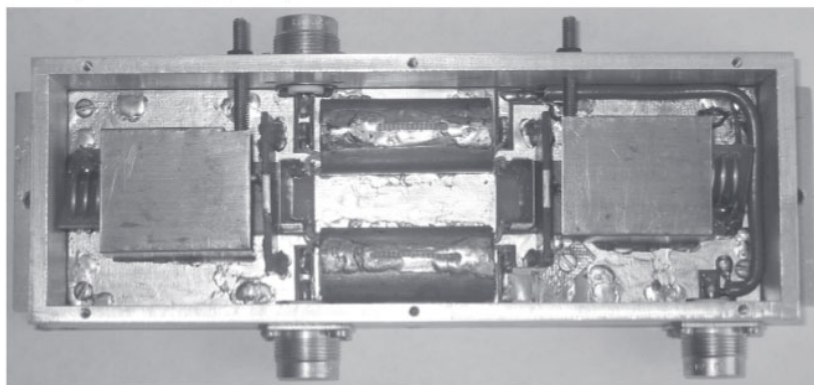


Рис. 7.11. Пример реализации направленных ответвителей

Выбор управляющих транзисторов $VT1$ и $VT2$ согласованного УУ осуществляется исходя из следующего.

Максимальная амплитуда тока, протекающего через транзисторы $VT1$ и $VT2$, определяется соотношением:

$$I_{\max} = U_{\text{вх max}} / \sqrt{2R_{\text{H}}} \quad (7.15)$$

В процессе управления амплитудой сигнала, подаваемого на вход УУ, на транзисторах $VT1$ и $VT2$ рассеивается мощность, максимальная величина которой определяется из выражения:

$$P_{\max} = U_{\text{вх max}}^2 / 4R_{\text{H}} \quad (7.16)$$

Как показано в [44], с ростом частоты управляемого сигнала, при использовании заданного управляющего транзистора, растут начальные потери мощности сигнала на выходе устройства управления. Это приводит к уменьшению диапазона регулирования уровня сигнала на выходе устройства управления с ростом частоты управляемого сигнала. При допустимом уменьшении на высоких частотах динамического диапазона изменения амплитуды выходных напряжений устройств управления в области больших значений выходных напряжений равном 0,7, частота, до которой заданный транзистор может работать в качестве элемента управления амплитудой мощных гармонических сигналов, определяется выражением (3.1), которое может быть представлено в виде:

$$f_{\text{B}} = 1 / pC_{\text{K}}R_0, \quad (7.17)$$

где C_{K} – емкость коллекторного перехода транзисторов $VT1$ и $VT2$, определенная при напряжении коллектор-эмиттер равном значению $U_{\text{вх max}}$.

В [48], для расширения диапазона рабочих частот УУ амплитудой мощных гармонических сигналов, предложено параллельно с емкостью коллекторного перехода C_k управляющих транзисторов включать катушку индуктивности, образующую с указанной емкостью параллельный колебательный контур, уменьшающий начальные потери в УУ. Согласно [48], при заданном допустимом увеличении начальных потерь в УУ с увеличением частоты управляемого сигнала, использование катушки индуктивности, образующей параллельный колебательный контур с емкостью C_k управляющего транзистора, позволяет примерно в три раза увеличить диапазон рабочих частот устройства управления.

В схеме приведенной на рис. 7.10 такими индуктивностями являются $L1$ и $L5$. При их использовании соотношение (7.17) может быть преобразовано к виду:

$$f_B = 3/pC_k R_0. \quad (7.18)$$

Исходя из вышесказанного следует, что транзисторы $VT1$ и $VT2$ необходимо выбирать из условий:

$$\begin{aligned} I_{k \text{ доп}} &> U_{\text{вх max}} / \sqrt{2R_H}; \\ P_{k \text{ доп}} &> U_{\text{вх max}}^2 / 4R_H; \\ U_{kэ \text{ доп}} &> U_{\text{вх max}}; \\ C_k &\leq 3/\pi f_0 R_0. \end{aligned} \quad (7.19)$$

В свою очередь, минимальную величину индуктивности катушек индуктивности $L1$ и $L5$, с учетом (7.18), можно найти из соотношения:

$$L1 = L5 \geq R_0 / 12\pi f_0. \quad (7.20)$$

Таким образом, при заданных f_0 , R_0 и $U_{\text{вх max}}$ проектирование согласованного УУ сводится к нахождению по соотношениям (7.10) – (7.14), (7.19), (7.20) номиналов всех пассивных элементов схемы (рис. 7.10) и требований к управляющим транзисторам $VT1$ и $VT2$, которые выбираются на основании опубликованных справочных данных выпускаемых в настоящее время транзисторов.

Пример расчета. Определить номиналы пассивных элементов схемы согласованного УУ (рис. 7.10), требования к управляющим транзисторам, и выбрать их при условиях: $f_0 = 200$ МГц; $R_T = R_H = 50$ Ом; $U_{\text{вх max}} = 35$ В.

По (7.10) определим номиналы элементов ФНЧ: $L4 = 32$ нГн; $L6 = 52$ нГн; $C6 = 28$ пФ; $C7 = 18$ пФ. По (7.11) найдем необходимую величину емкости разделительных конденсаторов и необходимые параметры элементов цепи управления: $C1 = C2 = C4 = C5 \geq 3200$ пФ; $L2=L3 \geq 400$ нГн; $C3 \geq 200$ пФ. В соответствии с (7.12), (7.13) найдем: $R1 = R4 = 60$ Ом; $R2 = R3 = 50$ Ом. Согласно (7.14) длина каждого из проводов НО1 и НО3 равна: $d = 38$ см. По (7.20) получим, что минимальная величина индуктивности катушек индуктивности $L1$ и $L5$ составляет величину 7 нГн. Теперь по (7.19) найдем условия выбора управляющих транзисторов: $I_{k \text{ доп}} \geq 0,5$ А; $P_{k \text{ доп}} \geq 6,2$ Вт;

$U_{кз доп} \geq 35$ В; $C_k \leq 20$ пФ. Указанным условиям удовлетворяет, например, транзистор *MJD31*.

В [49 – 51] рассматриваемое согласованное УУ использовано в качестве элемента быстродействующей системы защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок. Это позволило создать систему защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок, обеспечивающую сохранение их работоспособности в условиях максимальной выходной мощности, при одновременном внезапном отключении или коротком замыкании нагрузки и многократных перегрузках по входу.

7.3. Методика проектирования устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов

Целью разрабатываемой методики является определение параметров пассивных элементов схем УУ амплитудой мощных импульсных сигналов и требований, предъявляемых к используемым в этих устройствах транзисторам и диодам для их оптимального выбора.

Для устранения неопределенности при расчетах элементов схем УУ амплитудой мощных импульсных сигналов, описанных в разделе 4 (рис. 4.2, 4.5, 4.8, 4.12), представим их в виде, приведенном на рис. 7.12 – 7.15.

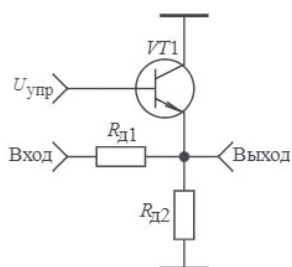


Рис. 7.12. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора

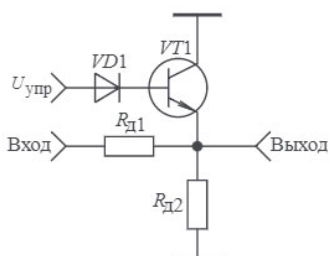


Рис. 7.13. Принципиальная схема устройства управления с параллельным включением транзистора и повышенным выходным напряжением

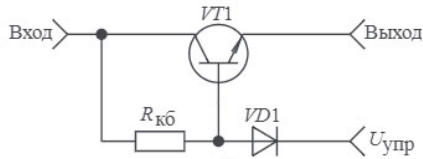


Рис. 7.14. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора

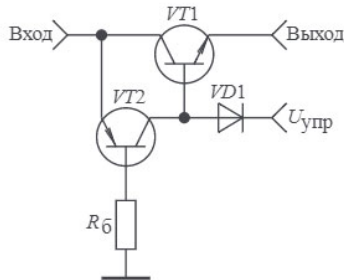


Рис. 7.15. Принципиальная схема устройства управления с последовательным включением транзистора и регулируемым уровнем его насыщения

При разработке методики проектирования УУ будем полагать известными:

- $U_{Г\max}$ – максимальное значение амплитуды выходного напряжения генератора импульсных сигналов;
- Q – скважность управляемых импульсов;
- $R_{Г}$ – внутреннее сопротивление генератора импульсных сигналов;
- $R_{Н}$ – сопротивление нагрузки устройства управления ;
- $t_{у}$ – допустимое время установления фронта импульса на выходе устройств управления;
- δ – допустимый выброс на переднем фронте импульса на выходе устройств управления;
- $U_{\min} - U_{\max}$ требуемый диапазон регулирования амплитуды импульсных сигналов на выходе устройства управления.

При заданных $R_{Г}$ и $R_{Н}$ максимально достижимая величина импульсного напряжения на выходе УУ равна:

$$U_{\text{вых max}} = U_{Г\max} R_{Н} / (R_{Г} + R_{Н}). \quad (7.21)$$

Для выбора одной из схем УУ, приведенных на рис. 7.12 – 7.15, определим допустимое значение падения импульсного напряжения $U_{уу}$ на устройстве управления:

$$U_{уу} = U_{\text{вых max}} - U_{\max}. \quad (7.22)$$

В случае

$$U_{yy} \leq 5 \text{ В} \quad (7.23)$$

при проектировании устройства ограничения, регулирования или модуляции амплитуды мощных импульсных сигналов следует использовать схемные решения приведенные на рис. 7.14, 7.15, поскольку согласно исследованиям этих устройств, описанным в [38–40, 51], потери напряжения в указанных УУ составляют величину лежащую в пределах 1 – 5 В.

При условии

$$U_{yy} \geq 5 \text{ В} \quad (7.24)$$

могут быть использованы схемные решения устройств управления, приведенные на рис. 7.12, 7.13.

Однако следует учитывать, что устройство управления с параллельным включением транзистора и нагрузки, схема которого приведена на рис. 7.12, имеет малый уровень сигналов на его выходе, ограниченный амплитудой выходных импульсов, равной 10 – 15 В, что обусловлено малыми предельно допустимыми напряжениями база-эмиттер большинства современных биполярных транзисторов.

Результаты исследований рассматриваемых устройств управления, приведенные в [36, 38–40, 52], показывают, что динамический диапазон уровней сигналов на выходе устройств управления, приведенных на рис. 7.12, 7.13, 7.15, составляет величину 20 – 26 дБ. Для устройства управления, приведенного на рис. 7.14, этот уровень ограничен значением 10 – 12 дБ.

Исходя из вышесказанного могут быть рекомендованы следующие условия выбора схемы УУ:

$U_{yy} > 5 \text{ В}, U_{\max} < 10 \text{ В}$ – использовать схему (рис. 7.12);	(7.25)
$U_{yy} > 5 \text{ В}, U_{\max} > 10 \text{ В}$ – использовать схему (рис. 7.13);	
$U_{yy} < 5 \text{ В}$ и $U_{\max}/U_{\min} < 4$ – использовать схему (рис. 7.14);	
$U_{yy} < 5 \text{ В}$ и $U_{\max}/U_{\min} > 4$ – использовать схему (рис. 7.15).	

Транзисторы УУ выбираются на основании следующих условий.

В схемах УУ (рис. 7.12 и 7.13) максимальное значение напряжения на переходе коллектор-эмиттер управляющего транзистора равно $U_{Г \max}$. Максимальный ток, протекающий через транзистор, равен величине:

$$I_{\max} = U_{Г \max} / (R_{Г} + R_{д1}), \quad (7.26)$$

Максимальное значение средней рассеиваемой мощности коллектора управляющего транзистора в динамическом режиме равно:

$$P_{\max} = U_{Г \max}^2 / 4Q(R_{Г} + R_{д1}). \quad (7.27)$$

При этом, величина сопротивления резистора $R_{д1}$ рассчитывается по формуле:

$$R_{д1} = U_{yy}(R_{Г} + R_{Н}) / U_{Г \max} \quad (7.28)$$

Допустимая величина емкости коллектора C_K управляющего транзистора ограничена требуемым временем установления фронта импульса t_y на выходе УУ и определяется соотношением [53]:

$$C_K \leq \frac{t_y (R_{\Gamma} + R_{Д1} + R_{Н})}{2,2(R_{\Gamma} + R_{Д1})R_{Н}}, \quad (7.29)$$

Таким образом, управляющие транзисторы УУ, приведенных на рис. 7.12 и 7.13, выбираются из условий:

$$\begin{aligned} U_{кз доп} > U_{\Gamma \max}; I_{к доп} > U_{\Gamma \max} / (R_{\Gamma} + R_{Д1}); \\ P_{к доп} > \frac{U_{\Gamma \max}^2}{4Q(R_{\Gamma} + R_{Д1})}; C_K \leq \frac{t_y (R_{\Gamma} + R_{Д1} + R_{Н})}{2,2(R_{\Gamma} + R_{Д1})R_{Н}}. \end{aligned} \quad (7.30)$$

В схемах УУ (рис. 7.14 и 7.15) максимальное значение напряжения на переходе коллектор-эмиттер управляющего транзистора равно $U_{\Gamma \max}$. Максимальный ток, протекающий через управляющий транзистор, равен величине:

$$I_{\max} = U_{\Gamma \max} / (R_{\Gamma} + R_{Н}). \quad (7.31)$$

Максимальное значение средней рассеиваемой мощности коллектора управляющего транзистора в динамическом режиме равно:

$$P_{\max} = U_{\Gamma \max}^2 / 4Q(R_{\Gamma} + R_{Н}). \quad (7.32)$$

В отличие от схем с параллельным включением транзистора и нагрузки, в схемах (рис. 7.14 и 7.15) наличие емкости коллектора C_K управляющего транзистора приводит к появлению выброса на переднем фронте импульса на выходе рассматриваемых устройств, который увеличивается с уменьшением амплитуды выходного импульса. В соответствии с исследованиями УУ с последовательным включением биполярного транзистора в тракт передачи [51], выброс δ на переднем фронте импульса на выходе рассматриваемых устройств может быть рассчитан по эмпирическому выражению:

$$\delta = \frac{C_K U_{\Gamma \max}}{20 \cdot 10^{-12} R_{Н} U_{\text{ВЫХ}}}, \quad (7.33)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ – текущая амплитуда импульса на выходе.

Таким образом, управляющий транзистор УУ, приведенных на рис. 7.14 и 7.15, выбирается из условий:

$$\begin{aligned} U_{кз доп} > U_{\Gamma \max}; I_{к доп} > U_{\Gamma \max} / (R_{\Gamma} + R_{Н}); \\ P_{к доп} > \frac{U_{\Gamma \max}^2}{4Q(R_{\Gamma} + R_{Н})}; C_K \leq \frac{20 \cdot 10^{-12} \delta R_{Н} U_{\min}}{U_{\Gamma \max}}. \end{aligned} \quad (7.34)$$

В схемах УУ (рис. 7.12 и 7.13) резисторы $R_{Д2}$ необходимы для создания пути протекания постоянной составляющей тока управляющих транзисторов и выбираются из условий:

$$R_{д2} \geq 10 R_H \quad (7.35)$$

Сопротивление резистора $R_{кб}$ в схеме (рис. 7.14) находится из соотношения:

$$R_{кб} = \beta_1 (R_{Г} + R_H) (U_{Г \max} - U_{\max}) / U_{Г \max}, \quad (7.36)$$

где β_1 – статический коэффициент усиления тока базы транзистора $VT1$.

Диоды $VD1$ в схемах (рис. 7.13 – 7.15) выбираются из условий:

$$U_{обр} > U_{\text{вых max}}; \quad I_{пр и} > U_{Г \max} / \beta_1 (R_{Г} + R_H), \quad (7.37)$$

где $U_{обр}$ – допустимое обратное напряжение на диоде;

$I_{пр и}$ – допустимый прямой импульсный ток диода.

В качестве транзистора $VT2$ в схеме (рис. 7.15) может быть использован любой высокочастотный транзистор, для которого выполняются условия:

$$U_{к доп} > U_{Г \max}; \quad I_{к доп} > U_{Г \max} / \beta_1 (R_{Г} + R_H);$$

$$P_{к доп} > \frac{U_{Г \max}^2}{4Q\beta_1 (R_{Г} + R_H)}. \quad (7.38)$$

Сопротивление резистора $R_{б}$ в схеме (рис. 7.15) находится из соотношения:

$$R_{б} \leq \beta_1 \beta_2 (R_{Г} + R_H), \quad (7.39)$$

где β_2 – статический коэффициент усиления тока базы транзистора $VT2$.

Согласно [24] статический коэффициент усиления тока базы подавляющего большинства биполярных транзисторов лежит в пределах 40...200 раз. Исходя из этого при предварительных расчетах можно принять $\beta_1 = \beta_2 = 40$.

Таким образом, алгоритм определения параметров пассивных элементов схем УУ амплитудой мощных импульсных сигналов и требований, предъявляемых к используемым в этих устройствах транзисторов и диодов для их оптимального выбора, сводится к следующему:

1. По соотношению (7.22) вычисляется величина $U_{УУ}$.
2. По условиям (7.25) выбирается одна из схем устройств управления.
3. При выборе схемы (рис. 7.12) по соотношениям (7.28) и (7.35) рассчитываются элементы $R_{д1}$ и $R_{д2}$. Далее по формулам (7.34) определяются значения $U_{кз доп}$, $I_{к доп}$, $P_{к доп}$, $C_{к}$ транзистора $VT1$, необходимые для его выбора.
4. При выборе схемы (рис. 7.13) по соотношениям (7.28) и (7.35) рассчитываются элементы $R_{д1}$ и $R_{д2}$. Далее по формулам (7.34) определяются значения $U_{кз доп}$, $I_{к доп}$, $P_{к доп}$, $C_{к}$ транзистора $VT1$ необходимые для его выбора. И наконец по условиям (7.37) определяются допустимые значения $U_{обр}$, $I_{пр и}$ необходимые для выбора диода $VD1$.

5. При выборе схемы (рис. 7.14) по соотношениям (7.34) определяются значения $U_{кз доп}$, $I_{к доп}$, $P_{к доп}$, C_k транзистора $VT1$ необходимые для его выбора. Далее по выражению (7.36) определяется значение сопротивления $R_{кб}$. И наконец по условиям (7.37) определяются допустимые значения $U_{обр}$, $I_{пр}$ и необходимые для выбора диода $VD1$.

6. При выборе схемы (рис. 7.15) по соотношениям (7.34) определяются значения $U_{кз доп}$, $I_{к доп}$, $P_{к доп}$, C_k транзистора $VT1$, необходимые для его выбора. Далее по выражению (7.38) определяются значения $U_{кз доп}$, $I_{к доп}$, $P_{к доп}$ транзистора $VT2$, необходимые для его выбора. По условиям (7.37) определяются допустимые значения $U_{обр}$, $I_{пр}$ и необходимые для выбора диода $VD1$. И наконец по формуле (7.39) рассчитывается сопротивление резистора R_G .

Пример расчета. При условиях: $U_{Г max} = 100$ В; $Q \geq 10$; $R_G = 0,1$ Ом; $R_H = 200$ Ом; $t_y \leq 10$ нс; $\delta \leq 0,1$; $U_{min} = 10$ В; $U_{max} = 97$ В выбрать схему УУ, определить номиналы пассивных элементов выбранной схемы, требования к активным элементам и выбрать их.

По (7.22) найдем: $U_{уу} = 3$ В. Исходя из условий (7.25) выберем схему УУ, приведенную на рис. 7.15. По соотношениям (7.34) определим условия выбора транзистора $VT1$: $U_{кз доп} > 100$ В; $I_{к доп} > 0,5$ А; $P_{к доп} > 1,25$ Вт; $C_k \leq 10$ пФ. Этим требованиям удовлетворяет, например, транзистор $MJE344$. Далее по (7.38) определим условия выбора транзистора $VT2$: $U_{кз доп} > 100$ В; $I_{к доп} > 0,013$ А; $P_{к доп} > 0,032$ Вт. Этим требованиям удовлетворяет, например, транзистор $BCX53$. По (7.37) определим условия выбора диода $VD1$: $U_{обр} > 100$ В; $I_{пр и} > 0,013$ А. Этим требованиям удовлетворяет, например, диод $1N4245GP$. Используя (7.39) найдем: $R_G \leq 320$ кОм.

На рис. 7.16 приведена расчетная схема спроектированного УУ, реализованная в среде *Multisim*.

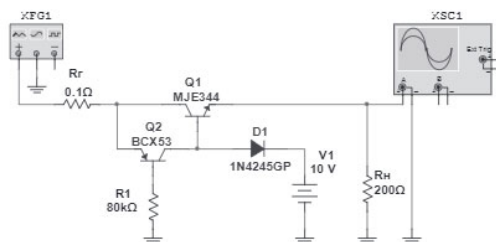


Рис. 7.16. Расчетная схема устройства управления

Результаты расчетов формы сигнала на выходе УУ при выходном напряжении равном 97 В и 10 В, для схемы приведенной на рис. 7.16, даны на рис. 7.17.

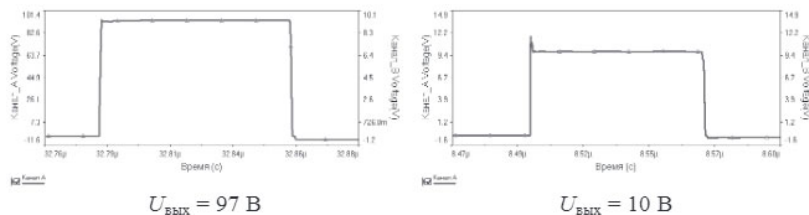


Рис. 7.17. Результаты расчетов формы выходного сигнала в зависимости от его амплитуды.

Время установления фронта выходных импульсов не превышает 1 нс, тогда как по условиям примера допустимое значение t_y составляет 10 нс. В этом случае, за счет увеличения t_y , выброс на переднем фронте выходного импульса может быть уменьшен благодаря введению корректирующей катушки индуктивности [53]. В результате получим расчетную схему, приведенную на рис. 7.18.

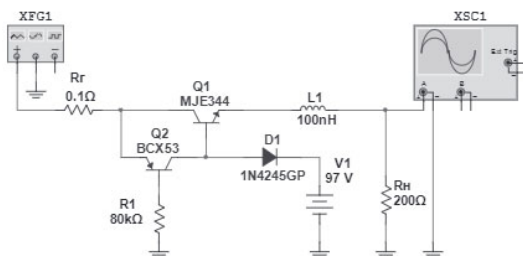


Рис. 7.18. Расчетная схема устройства управления с коррекцией

Результаты расчетов формы сигнала на выходе УУ при выходном напряжении равном 97 В и 10 В, для схемы приведенной на рис. 7.18, даны на рис. 7.19.

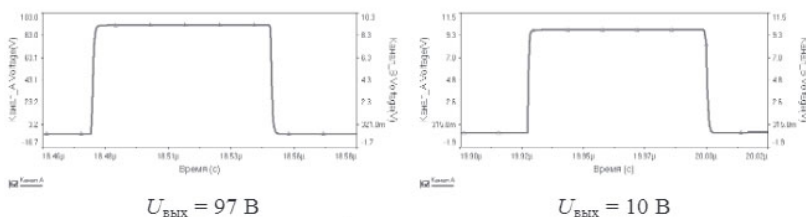


Рис. 7.19. Результаты расчетов формы выходного сигнала в зависимости от его амплитуды.

Как видно из представленных графиков (рис. 7.19), использование корректирующей индуктивности позволило полностью устранить выброс на переднем фронте. Время установления фронта импульсов, при этом, возросло до 2 нс.

Таким образом, разработанные: методика проектирования устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов для шести схемных решений построения этих устройств; методика проектирования согласованного устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов; методика проектирования устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов для четырех схемных решений построения этих устройств, позволяют формализовать процесс разработки устройств ограничения, регулирования и модуляции амплитуды мощных гармонических и импульсных сигналов, что способствует значительному сокращению времени на их изготовление.

Глава 8

Описание экспериментальных макетов устройств управления амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов

Разработка и изготовление экспериментальных макетов устройств управления амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов осуществлялась с использованием схемных решений и методик проектирования этих устройств, описанных в разделах 3, 4, 7.

8.1. Разработка и изготовление устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов ОВЧ диапазона

В основу разработки и изготовления макета УУ амплитудой мощных гармонических сигналов ОВЧ диапазона заложена схема устройства управления с согласованным входом, описанная в подразделе 7.2 (рис. 7.10).

Рабочая частота разрабатываемого УУ выбрана равной 200 МГц, сопротивление генератора и нагрузки – 50 Ом, максимальная амплитуда сигнала подаваемого на вход УУ – 32 В. Принципиальная схема УУ приведена на рис. 8.1.

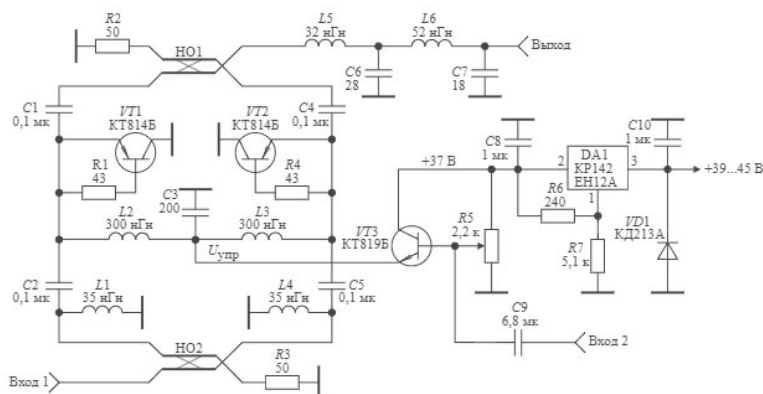


Рис. 8.1. Принципиальная схема устройства управления

Работа УУ описана в разделе 3.4. Фильтр нижних частот, состоящий из элементов $L5$, $L6$, $C6$, $C7$, устраняет высшие гармонические составляющие в спектре выходного сигнала, которые образуются в результате двухстороннего ограничения входного сигнала транзисторами $VT1$ и $VT2$. Индуктивности $L1$ и $L4$ совместно с емкостями коллекторных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$ образуют параллельные колебательные контуры, уменьшающие начальные потери в УУ, обусловленные шунтированием высокочастотного тракта указанными емкостями [48]. Микросхема $DA1$

обеспечивает стабилизацию напряжения питания устройства формирования напряжения управления на транзисторе *VT3*. Элементы *L2*, *L3*, *C3* устраняют шунтирование высокочастотного тракта малым выходным сопротивлением транзистора *VT3*.

Высокочастотный управляемый сигнал подается на вход 1, поступает на вход второй линии НО2 и делится на две части, которые проходят на вход его первой линии и выход второй линии. Далее эти сигналы проходят через конденсаторы *C1*, *C2* и *C5*, *C4* и поступают на вход второй линии и выход первой линии НО1. Складываясь в фазе на НО1, управляемый сигнал поступает на выход УУ.

При использовании УУ в качестве устройства ограничения, требуемое напряжение управления $U_{упр}$ устанавливается с помощью фиксации подвижного контакта потенциометра *R5*. При изменении положения подвижного контакта потенциометра *R5* УУ автоматически переходит в режим устройства регулирования. При фиксации подвижного контакта потенциометра *R5* и подаче на вход 2 модулирующего сигнала УУ переходит в режим модуляции.

Изготовление и настройка УУ состоят из следующих этапов. Печатная плата (рис. 8.2) размером 98×85 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 8.2 показана миллиметровая сетка.

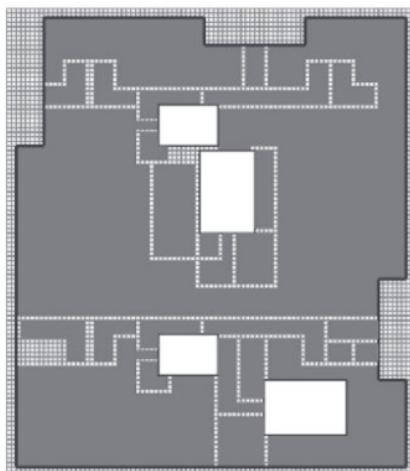


Рис. 8.2. Чертеж печатной платы устройства управления

На рис. 8.3 показано расположение элементов устройства управления. Пунктирной линией показаны места металлизации торцов печатной платы, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления

нужных её участков. Особо следует иметь в виду необходимость металлизации торцов платы в местах припаивания коллекторов транзисторов *VT1* и *VT2*.

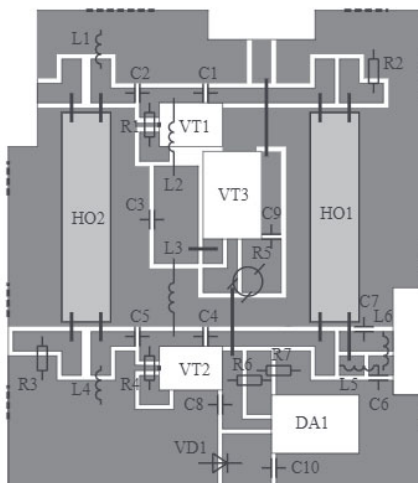


Рис. 8.3. Расположение элементов устройства управления

На рис. 8.4 приведена фотография внешнего вида разработанного устройства управления.

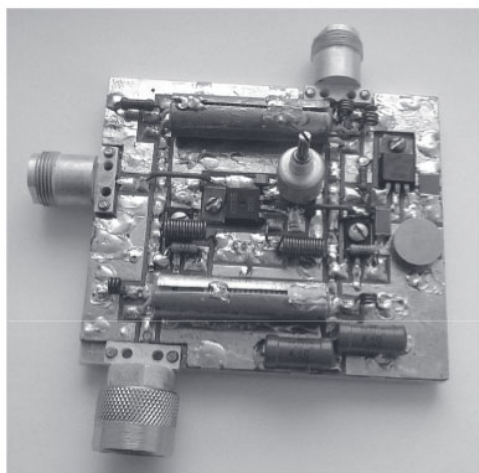


Рис. 8.4. Фотография внешнего вида устройства управления

Все транзисторы УУ крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. Кроме того, между транзистором *VT3*, микросхемой *DA1* и основанием следует установить изолирующие теплопроводящие прокладки.

Каждый из направленных ответвителей НО1 и НО2 изготавливается из двух изолированных проводов марки МГТФ 10,35 длиной 370 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор диаметром 7 мм и длиной 40 мм. Изолятор помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран, имеющий продольную щель вдоль всей длины и плотно обжимающий намотанные на изолятор провода. С помощью регулировки длины продольной щели металлического экрана достигается коэффициент ответвления мощности равный 0,5.

На рис. 8.5 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ УУ, работающего в режиме устройства ограничения, от относительной амплитуды напряжения $E_{\Gamma}/E_{\Gamma,\text{max}}$ генератора моногармонического сигнала частотой 200 МГц при напряжении управления равном 30 В и 2,8 В и максимальном значении амплитуды напряжения генератора $E_{\Gamma,\text{max}} = 32$ В.

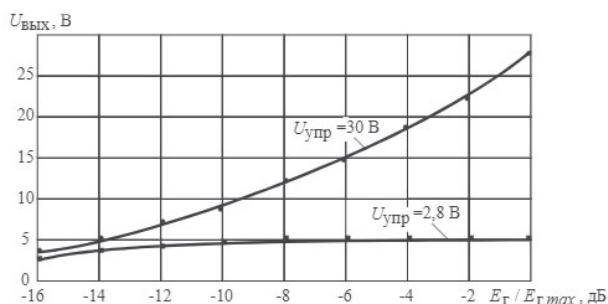


Рис. 8.5. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства ограничения от относительной амплитуды напряжения генератора

Как следует из представленных зависимостей, при изменении амплитуды входного сигнала на 10 дБ амплитуда сигнала на выходе устройства ограничения изменяется на 2 %, то есть на 0,17 дБ.

На рис. 8.6 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ УУ, работающего в режиме устройства регулирования, от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 200 МГц и амплитудой 32 В.

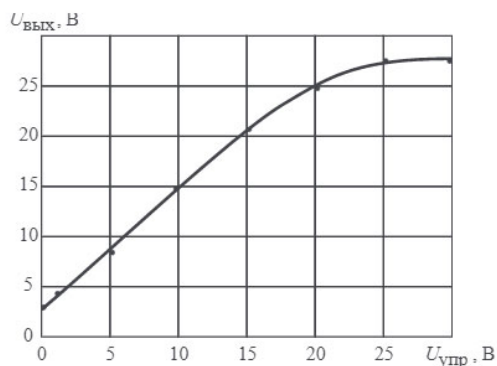


Рис. 8.6. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства регулирования от напряжения управления

На рис. 8.7 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) по входу УУ (рис. 8.1) от напряжения управления $U_{упр}$ при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 200 МГц (кривая 1). Здесь же, для сравнения, (кривая 2) приведена зависимость КСВН по входу УУ (рис. 8.8), реализованного на основе УУ (рис. 8.1) но без использования направленных ответвителей.

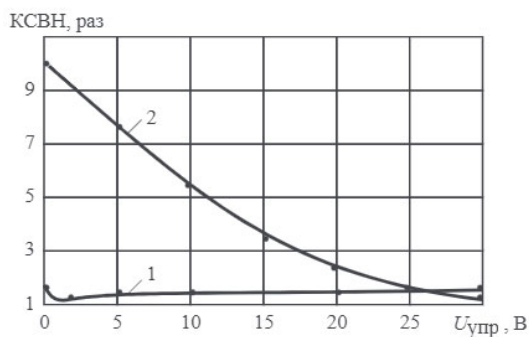


Рис. 8.7. Зависимость КСВН по входу устройств регулирования без использования и с использованием направленных ответвителей

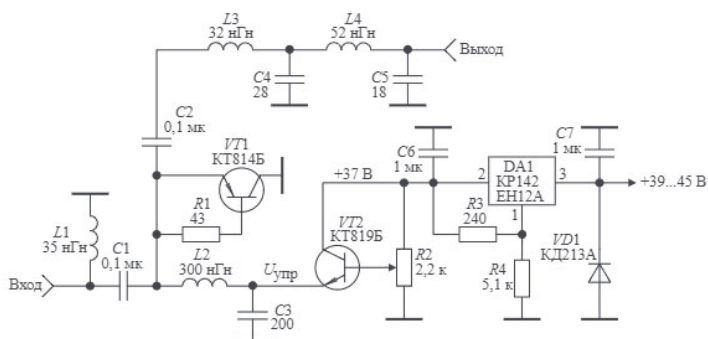


Рис. 8.8. Устройство регулирования без использования направленных ответвителей

Из сравнения кривых 1 и 2 (рис. 8.7) следует, что использование согласованного УУ позволяет уменьшить КСВН по входу с 9,7 раз до 1,6 раза.

На рис. 8.9 приведена форма модулированного сигнала амплитудой 25 В на выходе УУ (рис. 8.1), работающего в режиме устройства модуляции, при подаче на вход 1 модулируемого сигнала частотой 200 МГц амплитудой 32 В, – на вход 2 модулируемого сигнала амплитудой 10 В и частотой 1 кГц, и выборе постоянного оптимального напряжения управления равного 12 В.

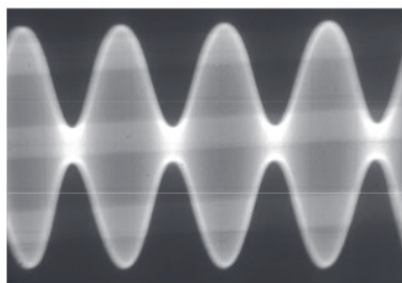


Рис. 8.9. Форма модулированного сигнала на выходе устройства управления

8.2. Разработка и изготовление устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов УВЧ диапазона

В основу разработки и изготовления макетов УУ амплитудой мощных гармонических сигналов УВЧ диапазона заложена схема УУ обладающая минимальными паразитными параметрами, способная работать с использованием любых биполярных транзисторов, описанная в [26] и

приведенная на рис. 3.20. Рабочая частота разрабатываемых УУ выбрана равной 900 МГц, сопротивление нагрузки – 50 Ом.

На рис. 8.10 приведена принципиальная схема устройства ограничения на транзисторе КТ315А.

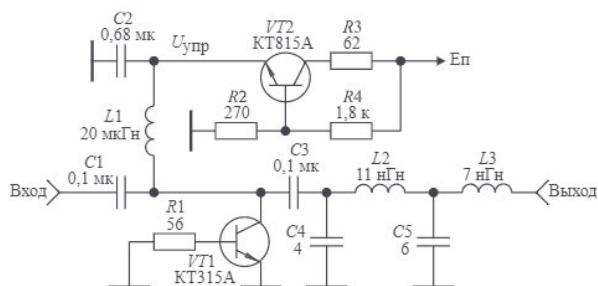


Рис. 8.10. Принципиальная схема устройства ограничения

На рис. 8.11,а представлен чертеж печатной платы устройства ограничения, на рис. 8.11,б – показано расположение элементов. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 8.11,а показана миллиметровая сетка. Пунктирной линией (рис. 8.11,б) показаны места металлизации торцов печатной платы, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков.

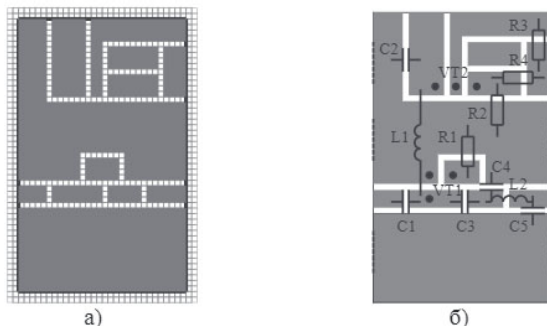


Рис. 8.11. Чертеж печатной платы и расположение элементов устройства ограничения

На рис. 8.12 приведена фотография макета устройства ограничения.

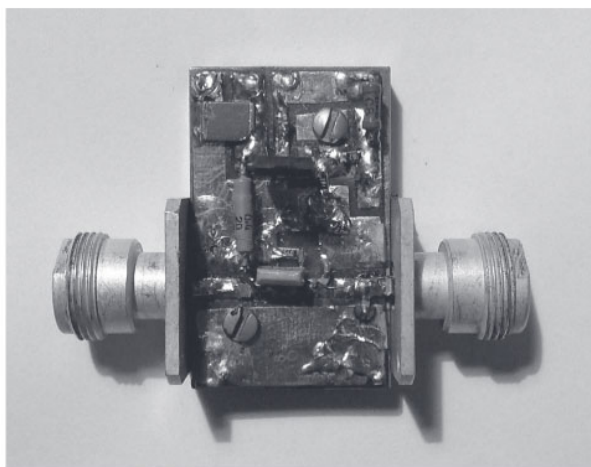


Рис. 8.12. Фотография макета устройства ограничения

На рис. 8.13 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ устройства ограничения (рис. 8.10) от относительной амплитуды напряжения $E_{\Gamma}/E_{\Gamma, \text{max}}$ генератора моногармонического сигнала частотой 900 МГц при напряжении управления равном 10 В и 1,8 В.

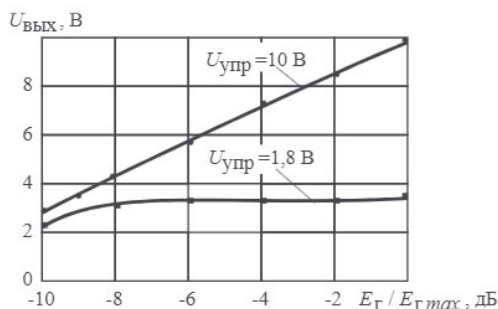


Рис. 8.13. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства ограничения от относительной амплитуды напряжения генератора

Для минимизации изменения выходного напряжения ограничителя при изменении уровня сигнала на входе, предлагается в схеме устройства ограничения (рис. 8.10) ввести резистор автосмещения. В результате получим схему, приведенную на рис. 8.14, где резистором автосмещения является резистор R2.

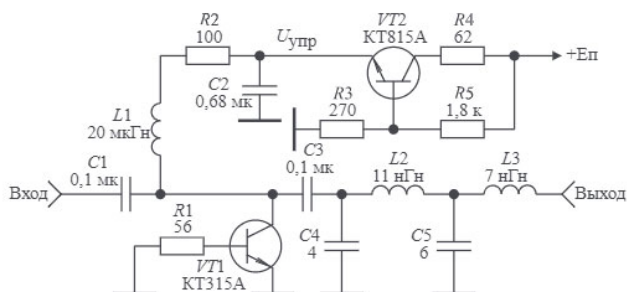


Рис. 8.14. Принципиальная схема устройства ограничения с автосмещением

На рис. 8.15 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ устройства ограничения на транзисторе КТ315А (рис. 8.14) от относительной амплитуды напряжения $E_{\Gamma}/E_{\Gamma,\text{max}}$ генератора моногармонического сигнала частотой 900 МГц при значениях сопротивления резистора R_2 равных 0 Ом, 100 Ом, 200 Ом.

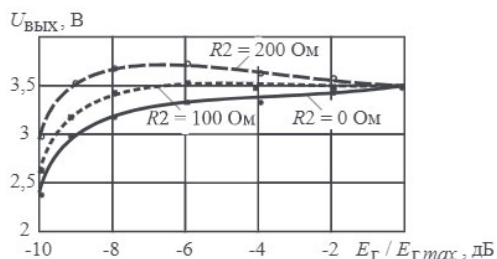


Рис. 8.15. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства ограничения от относительной амплитуды напряжения генератора

Как следует из представленных характеристик при выборе оптимального сопротивления автосмещения изменение сигнала на входе ограничителя на 8 дБ приводит к изменению амплитуды сигнала на выходе ограничителя на 0,18 дБ.

На рис. 8.16 приведена принципиальная схема устройства регулирования, в котором напряжение управления изменяется благодаря изменению положения подвижного контакта потенциометра R_3 . Транзистор VT_2 обеспечивает стабилизацию напряжения управления при изменении постоянной составляющей тока управляющего транзистора VT_1 в процессе регулирования. Рабочая частота разрабатываемого устройства регулирования принята равной 900 МГц, сопротивление нагрузки выбрано равным 50 Ом. В

качестве управляющего транзистора были использованы транзисторы КТ315А и КТ642А.

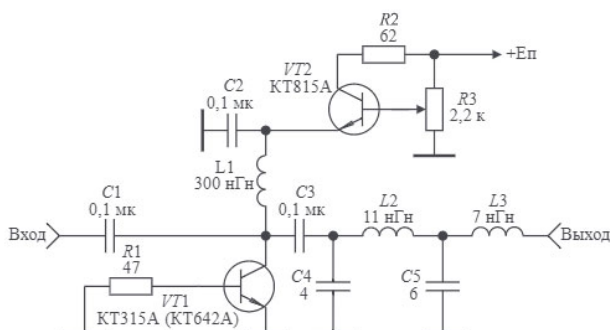


Рис. 8.16. Принципиальная схема устройства регулирования

При разработке устройства регулирования использована печатная плата, приведенная на рис. 8.11,а. На рис. 8.17 приведены фотографии макетов устройств регулирования, реализованных на транзисторах КТ315А и КТ642А.

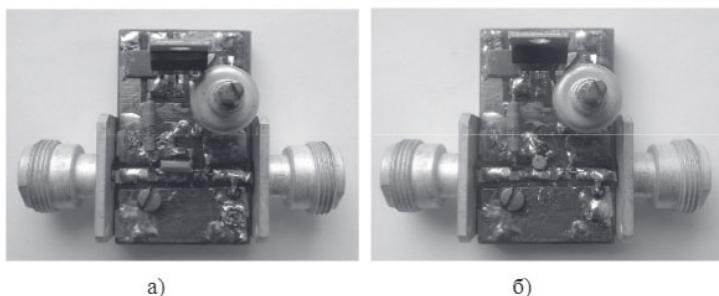


Рис. 8.17. Фотографии макетов устройств регулирования на транзисторах КТ315А и КТ642А

На рис. 8.18 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ устройства регулирования на транзисторе КТ315А от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 900 МГц. На рис. 8.19 – те же измерения для транзистора КТ642А.

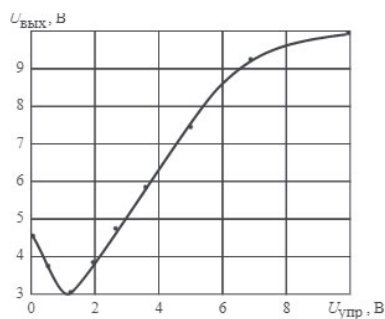


Рис. 8.18. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства регулирования на транзисторе КТ315А от напряжения управления

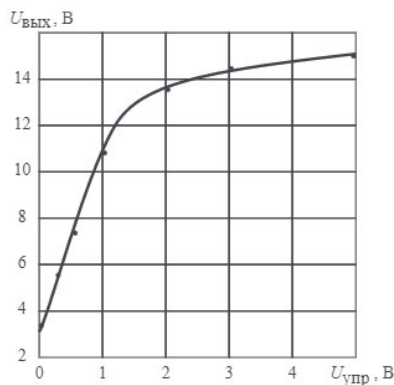


Рис. 8.19. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства регулирования на транзисторе КТ642А от напряжения управления

На рис. 8.20 приведена принципиальная схема устройства модуляции с использованием стабилизатора напряжения на микросхеме DA1. Рабочая частота разрабатываемого устройства модуляции принята равной 900 МГц, сопротивление нагрузки выбрано равным 50 Ом. В качестве управляющего транзистора использован транзистор КТ642А. Требуемое напряжение управления устанавливается благодаря изменению положения подвижного контакта потенциометра R1.

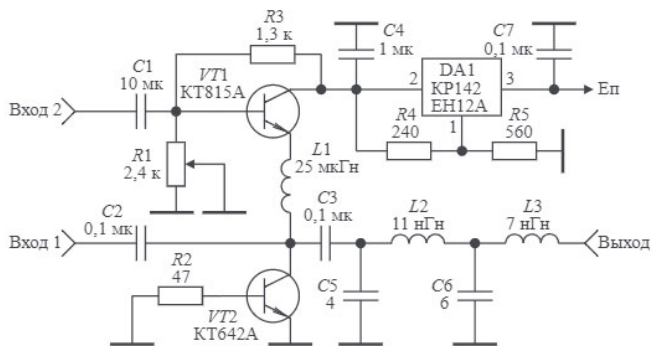


Рис. 8.20. Принципиальная схема устройства модуляции

Транзистор *VT1* обеспечивает стабилизацию постоянного напряжения управления при изменении постоянной составляющей тока управляющего транзистора *VT2* в процессе модуляции. На вход 1 подается модулируемый сигнал частотой 900 МГц, на вход 2 подается модулирующее напряжение.

На рис. 8.21,а представлен чертеж печатной платы устройства модуляции, на рис. 8.21,б – расположение элементов.

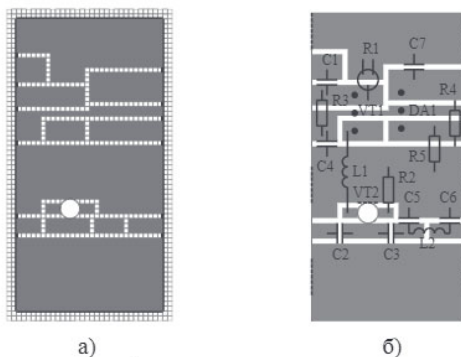


Рис. 8.21. Чертеж печатной платы и расположение элементов устройства модуляции

На рис. 8.22 приведена фотография макета устройства модуляции.



Рис. 8.22. Фотография макета устройства модуляции

На рис. 8.23 приведена форма огибающей сигнала на выходе устройства модуляции (рис. 8.20) амплитуда которого равна 5,5 В, при подаче на вход 1 модулируемого сигнала частотой 900 МГц, на вход 2 – модулирующего сигнала частотой 1 кГц, и выборе постоянного напряжения управления равного примерно 0,7 В.

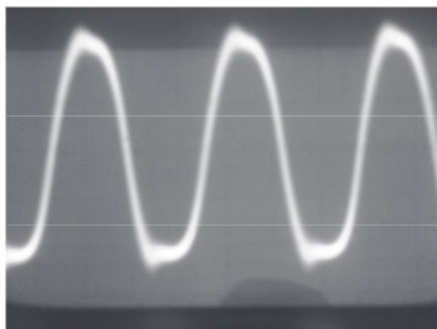


Рис. 8.23. Форма огибающей сигнала на выходе устройства модуляции

8.3. Разработка и изготовление устройств управления амплитудой мощных гармонических сигналов СВЧ диапазона

В основу разработки и изготовления макетов УУ амплитудой мощных гармонических сигналов СВЧ диапазона заложена схема УУ обладающая минимальными паразитными параметрами, способная работать с использованием любых биполярных транзисторов, описанная в [26] и

приведенная на рис. 3.20. Рабочая частота разрабатываемых УУ выбрана равной 3000 МГц, сопротивление нагрузки – 50 Ом.

На рис. 8.24 приведена принципиальная схема устройства ограничения на транзисторе КТ642А.

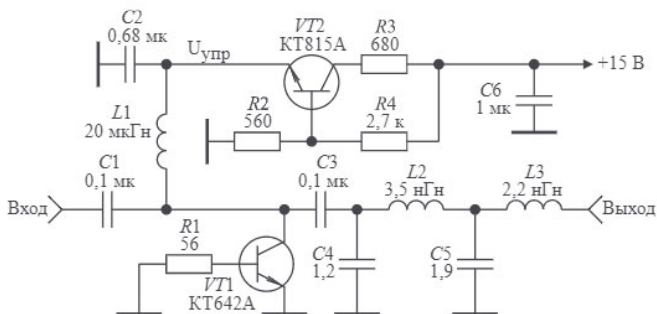


Рис. 8.24. Принципиальная схема устройства ограничения

На рис. 8.25,а представлен чертеж печатной платы устройства ограничения, на рис. 8.25,б – показано расположение элементов. Для удобства изготовления печатной платы на рис. 8.25,а показана миллиметровая сетка. Пунктирной линией (рис. 8.25,б) показаны места металлизации торцов печатной платы, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков.

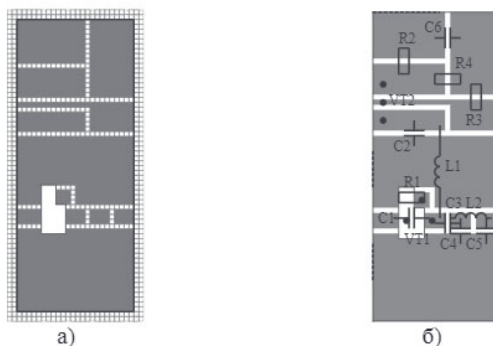


Рис. 8.25. Чертеж печатной платы и расположение элементов устройства ограничения

На рис. 8.26 приведена фотография макета устройства ограничения.

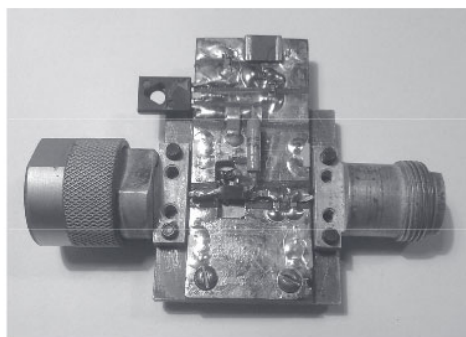


Рис. 8.26. Фотография макета устройства ограничения

На рис. 8.27 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ устройства ограничения (рис. 8.24) от относительной амплитуды напряжения $E_{\Gamma}/E_{\Gamma \max}$ генератора моногармонического сигнала частотой 3000 МГц при напряжении управления равном 8 В и 1,4 В.

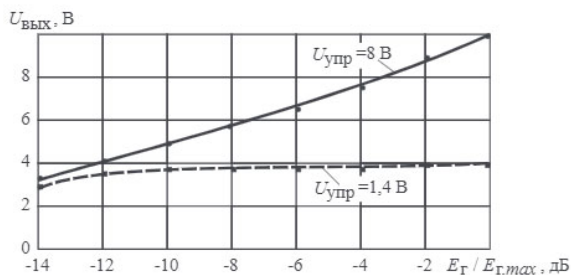


Рис. 8.27. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства ограничения от относительной амплитуды напряжения генератора

На рис. 8.28 приведена принципиальная схема устройства регулирования, в котором напряжение управления изменяется благодаря изменению положения подвижного контакта потенциометра R2. Транзистор VT2 обеспечивает стабилизацию напряжения управления при изменении постоянной составляющей тока управляющего транзистора VT1 в процессе регулирования.

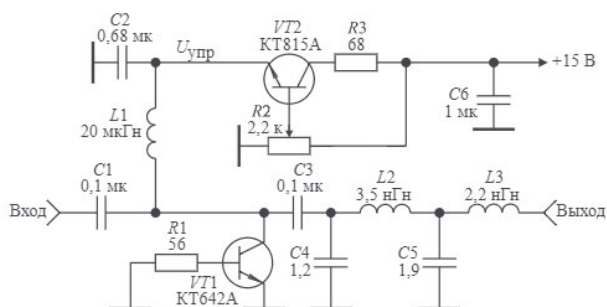


Рис. 8.28. Принципиальная схема устройства регулирования

Чертеж печатной платы устройства регулирования совпадает с чертежом, приведенным на рис. 8.25,а. На рис. 8.29 приведена фотография макета устройства регулирования.

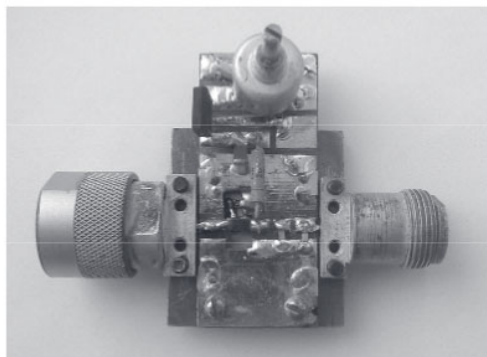


Рис. 8.29. Фотография макета устройства регулирования

На рис. 8.30 приведены результаты экспериментальных измерений зависимости амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ устройства регулирования на транзисторе КТ642А от напряжения управления $U_{\text{упр}}$ при неизменном уровне входного моногармонического сигнала частотой 3000 МГц.

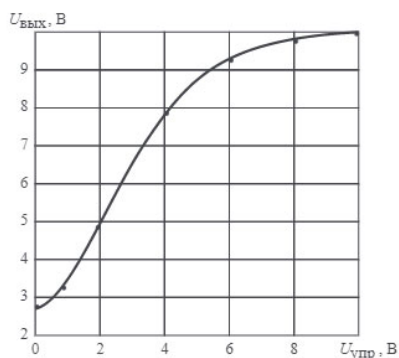


Рис. 8.30. Зависимость амплитуды выходного напряжения устройства регулирования от напряжения управления

На рис. 8.31 приведена принципиальная схема устройства модуляции. Рабочая частота разрабатываемого устройства модуляции принята равной 3000 МГц, сопротивление нагрузки выбрано равным 50 Ом. В качестве управляющего транзистора был использован транзистор КТ642А.

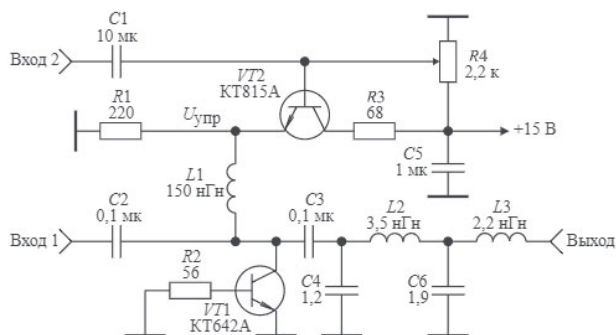


Рис. 8.31. Принципиальная схема устройства модуляции

Транзистор $VT2$ обеспечивает стабилизацию постоянного напряжения управления при изменении постоянной составляющей тока управляющего транзистора $VT1$ в процессе модуляции. На вход 1 подается модулируемый сигнал частотой 3000 МГц, на вход 2 подается модулирующее напряжение.

Чертеж печатной платы устройства регулирования совпадает с чертежом, приведенным на рис. 8.25,а. На рис. 8.32 приведена фотография макета устройства регулирования.

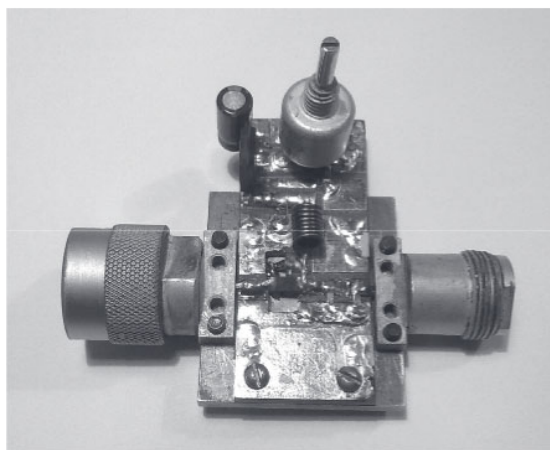


Рис. 8.32. Фотография макета устройства модуляции

На рис. 8.33 приведена форма огибающей сигнала на выходе устройства модуляции (рис. 8.31) амплитуда которого равна 3 В, при подаче на вход 1 модулируемого сигнала частотой 3000 МГц и выборе постоянного напряжения управления равного 3 В.

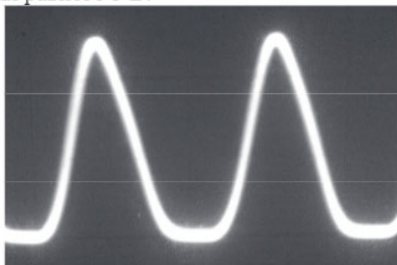


Рис. 8.33. Форма огибающей сигнала на выходе устройства модуляции

8.4. Пример использования устройства управления при построении полосового усилителя мощности с защитой от перегрузок

Принципиальная схема полосового усилителя мощности с защитой от перегрузок приведена на рис. 8.34. На рис. 8.35 приведен чертеж печатной платы, на рис. 8.36 – печатная плата с расположением элементов, на рис. 8.37 – фотография внешнего вида усилителя.

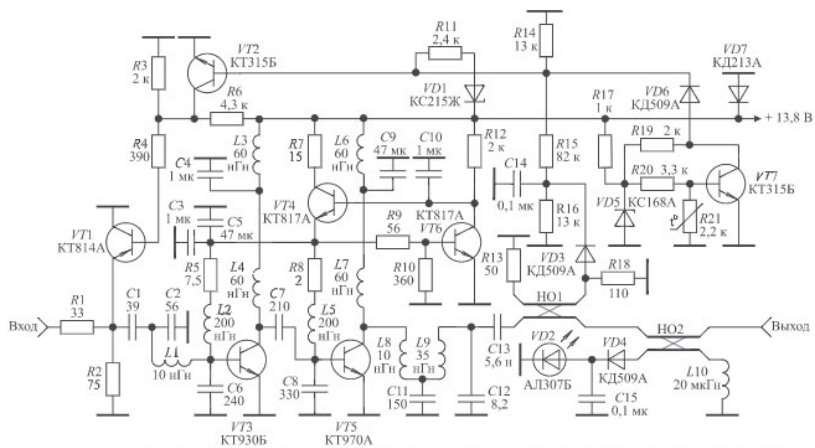


Рис. 8.34. Принципиальная схема полосового усилителя мощности

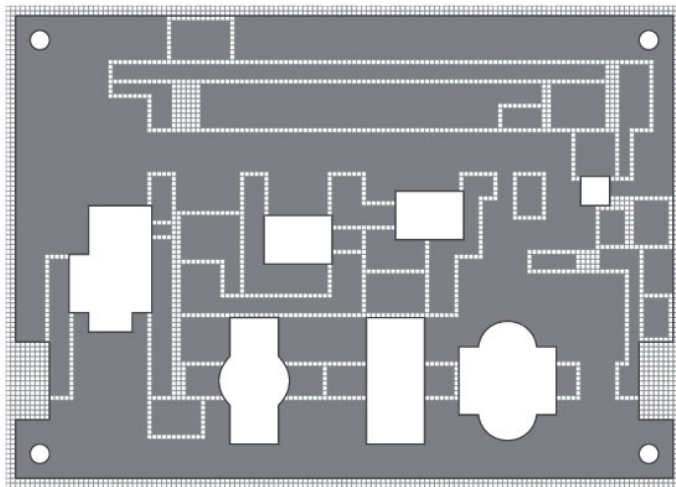


Рис. 8.35. Печатная плата полосового усилителя мощности

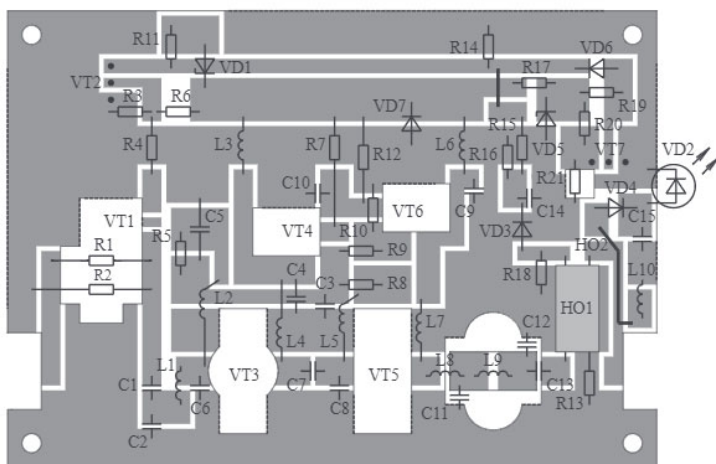


Рис. 8.36. Расположение элементов полосового усилителя мощности

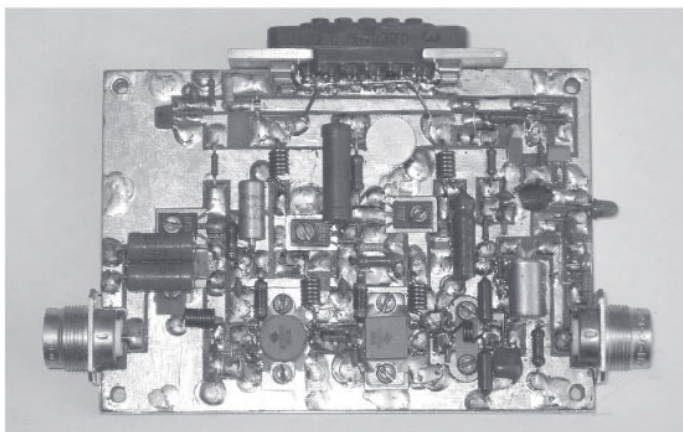


Рис. 8.37. Фотография внешнего вида полосового усилителя мощности

Технические характеристики полосового усилителя мощности:

- полоса рабочих частот – 142...148 МГц;
- выходная мощность, не менее – 75 Вт;
- коэффициент усиления – 12 ± 1 дБ;
- сопротивление генератора и нагрузки – 50 либо 75 Ом;
- напряжение питания – 13,8...15 В;
- потребляемый ток в режиме молчания – 0,1 А;
- максимальное значение потребляемого тока – 12 А;

- при коротком замыкании или отключении нагрузки потребляемый ток уменьшается до 2...5 А;

Усилитель содержит входной резистивный делитель напряжения, два каскада усиления, трансформатор сопротивлений, стабилизатор напряжения базового смещения, защиту от перегрузки по входу, термозащиту, защиту от холостого хода и короткого замыкания нагрузки, защиту от превышения напряжением питания номинального значения.

Резистивный делитель напряжения, стоящий на входе усилителя, обеспечивает его согласования с сопротивлением генератора при срабатывании схем защиты. На фотографии резистор $R1$ делителя не виден, так как использован резистор, выполненный по тонкопленочной технологии на керамическом основании и конструктивно расположенный под двумя двухваттными резисторами нижнего плеча делителя. При необходимости в качестве резистора $R1$ может быть использовано параллельное соединение трех двухваттных резисторов номиналом 100 Ом. Если согласования с генератором сигналов, при внештатном режиме работы усилителя, не требуется, то делитель из схемы можно убрать. В этом случае коэффициент усиления усилителя возрастет примерно в два раза.

Оба каскада усилителя на транзисторах $VT3$ и $VT5$ работают в режиме с отсечкой коллекторного тока. Стабилизация угла отсечки обеспечивается стабилизатором напряжения базового смещения на транзисторах $VT4$ и $VT6$ [54]. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора $R10$, стоящего в цепи базы транзистора $VT6$. При отсутствии резистора $R10$ коллекторные токи транзисторов $VT3$ и $VT5$ составляют несколько миллиампер. При подключении $R10$ напряжение на базе транзистора $VT6$ уменьшается, что приводит к увеличению базового смещения транзисторов $VT3$, $VT5$ и увеличению их коллекторных токов. Во входном и выходном каскадах использованы полосовые межкаскадные корректирующие цепи пятого и третьего порядка [55], обеспечивающие высокие технические характеристики усилителя и обладающие простотой конструктивной реализации и настройки.

Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом. Поэтому на выходе усилителя включен трансформатор импедансов с коэффициентом трансформации 1:25, выполненный в виде фильтра нижних частот четвертого порядка [11] и состоящий из элементов $L8$, $C11$, $L9$, $C12$.

С целью сохранения работоспособности усилителя при перегрузке по входу, на выходе резистивного делителя включен биполярный транзистор $VT1$, играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов. Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах $R3$ и $R6$. С уменьшением постоянного напряжения на базе $VT1$ уменьшается сигнальное напряжение, подаваемое на вход первого каскада. Подробное описание физики работы ограничителя и методика его настройки даны в [20].

Ограничитель на транзисторе $VT1$ используется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защиты от рассогласования по

выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты. С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО1. Это напряжение детектируется детектором на диоде *VD3* и, открывая транзистор *VT2*, приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе *VT1*. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту рассогласования нагрузки. Направленный ответвитель НО1 выполнен из двух проводов марки МГТФ 1 0,35 длиной 40 мм, намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор, который помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран. В рабочем диапазоне частот усилителя переходное затухание НО1 равно около 30 дБ. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором номинала резистора *R15*.

Защита от превышения напряжением питания номинального значения выполнена на стабилитроне *VD1*. Установка схемы термозащиты на заданную температуру срабатывания осуществляется с помощью резистора *R20*. Диод *VD7* установлен для защиты транзисторов усилителя от пробоя при неправильном выборе полярности напряжения питания.

Изготовление и настройка усилителя мощности состоит из следующих этапов. Печатная плата (рис. 8.35) размером 135×95 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Пунктирной линией на рис. 8.36 обозначены места металлизации торцов, что может быть сделано с помощью металлической фольги, которая припаивается к нижней и верхней части платы. В качестве основания может служить радиатор, либо, как это видно на фотографии, дюралевая пластина толщиной 10...15 мм. В этом случае, после настройки, пластина крепится на радиатор. Для многочасовой работы усилителя необходим радиатор размером 300×400 мм, либо использование принудительной вентиляции.

Транзисторы *VT1*, *VT3* и *VT5* крепятся к основанию с использованием теплопроводящей пасты. При креплении транзисторов *VT4* и *VT6* так же используется теплопроводящая паста. Однако между транзисторами и основанием следует устанавливать слюдяную прокладку и перед настройкой усилителя следует с помощью тестера убедиться в том, что не нарушена изоляция между коллекторами транзисторов и земляной шиной.

Один из выводов элементов *L8*, *C11*, *C12* трансформатора импедансов припаивается к керамической подложке размером 19×9 мм, имеющей две металлизированные площадки. У индуктивности *L9* оба вывода припаиваются к металлизированным площадкам подложки. Подложка, как видно на фотографии, прижата к основанию стеклотекстолитовой пластиной. Нижняя часть подложки перед установкой смазывается теплопроводящей пастой. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора. Если нет возможности напыления металлизированных площадок на керамическую подложку, в качестве металлизированных

плошадок могут быть использованы металлические пластинки размером 9×9 мм, прижатые к керамике с использованием теплопроводящей пасты.

Терморезистор схемы термозащиты устанавливается в отверстие печатной платы и приклеивается к основанию эпоксидным клеем.

Направленный ответвитель НО2 выполнен в виде отрезка провода диаметром 0,5...1 мм и длиной 15 мм, который расположен на расстоянии 5...7 мм над полоском длинной линии идущей от НО1 к выходу усилителя. Загорание светодиода VD2 свидетельствует о работе усилителя в штатном режиме.

Вначале производится настройка входного каскада усилителя. Для этого в качестве нагрузки транзистора VT3 через разделительный конденсатор подключается резистор 50 Ом. Вместо индуктивности L3 ставится двухваттный резистор номиналом 10 Ом и с помощью резистора R10 ток покоя транзистора VT3 устанавливается равным 0,2...0,3 А. Двухваттный резистор необходим для защиты транзистора VT3 от выгорания при возможном самовозбуждении схемы во время настройки. С помощью изменения номинала конденсатора C2 изменяется центральная частота полосы пропускания каскада, изменением номинала конденсатора C1 регулируется ширина полосы пропускания каскада. Чем больше номинал конденсатора C1, тем больше полоса пропускания каскада, чем больше номинал конденсатора C2, тем меньше его центральная рабочая частота.

После настройки входного каскада к нему подключается выходной каскад, в котором предварительно вместо индуктивности L6 впаивается двухваттный резистор номиналом 10 Ом. Трансформатор импедансов также подключается к выходному каскаду. Изменением конденсатора C8 достигается максимальный коэффициент усиления усилителя в середине рабочего диапазона частот, изменением конденсатора C7 достигается требуемая ширина его полосы пропускания.

Индуктивности выводов конденсаторов C6, C8, C11 приводят к значительному ухудшению характеристик усилителя. В тоже время безындуктивные конденсаторы типа К10-42 не допускают перепайки. Поэтому в усилителе использованы дисковые керамические конденсаторы, а для уменьшения влияния индуктивностей их выводов каждый из конденсаторов C6, C8 реализован в виде параллельного соединения трех конденсаторов примерно одинакового номинала. Конденсатор C11 выполнен в виде параллельного соединения шести конденсаторов номиналом 24 пФ, что связано с большой выходной мощностью усилителя.

После формирования амплитудно-частотной характеристики усилителя, которое ведется в режиме малого сигнала, резистор R10 выпаявается из схемы, на вход усилителя подается амплитудно-модулированный сигнал и проверяется отсутствие самовозбуждения усилителя при различных уровнях входного воздействия. В случае самовозбуждения усилителя следует параллельно индуктивностям L2 и L5 подключить резисторы, сопротивление которых выбирается равным 24...30 Ом. Это приводит к некоторому уменьшению выходной мощности,

однако значительно повышает надежность работы усилителя. На фотографии видны индуктивности $L2$ и $L5$, намотанные на резисторы сопротивлением 27 Ом и номинальной мощностью 0,5 Вт. Затем 10-омные резисторы в коллекторных цепях транзисторов $VT3$ и $VT5$ заменяются индуктивностями $L3$, $L6$ и осуществляется измерение максимальной величины выходной мощности настраиваемого усилителя. Варьируя в небольших пределах величинами элементов трансформатора импедансов $L8$, $C11$ и $C12$, можно дополнительно подстроить усилитель на максимум отдаваемой мощности. Правильно настроенный усилитель при выходной мощности 75 Вт должен потреблять ток равный 10...14 А.

Теперь, изменяя сопротивление резистора $R3$ или $R6$, устанавливается порог срабатывания ограничителя на транзисторе $VT1$. К примеру, уменьшение сопротивления резистора $R3$ должно приводить к уменьшению выходной мощности при неизменном уровне входного воздействия.

При работе на стандартную нагрузку 50 Ом и уровне выходного сигнала равном 75 Вт на выходе детектора, выполненного на диоде $VD3$, напряжение должно быть не более 0,1...0,2 В. В противном случае следует так подобрать балластное сопротивление направленного ответвителя $HO1$, чтобы это напряжение было минимальным. Далее при уровне выходного сигнала равном 75 Вт параллельно стандартной нагрузке 50 Ом периодически подключается двухваттный резистор 50 Ом и с помощью изменения номинала резистора $R15$ устанавливается порог срабатывания схемы защиты от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. В случае правильного выбора резистора $R15$ подключение дополнительного двухваттного резистора 50 Ом к выходу усилителя должно приводить к небольшому уменьшению потребляемого усилителем тока. В этом случае короткое замыкание нагрузки или ее холостой ход будут сопровождаться уменьшением тока потребления в 3...5 раз.

Изменяя напряжение питания в пределах 13...16 В, следует убедиться, что в определенный момент происходит резкое падение выходной мощности и потребляемого усилителем тока, связанные со срабатыванием защиты от превышения напряжением питания номинального значения.

В последнюю очередь необходимо выбором резистора $R20$ установить схему термозащиты на заданную температуру срабатывания. Чтобы во время настройки усилителя термозащита не мешала работе, диод $VD6$ следует припаивать перед настройкой схемы термозащиты.

8.5. Разработка и изготовление устройства ограничения амплитуды мощных импульсных сигналов

В основу разработки и изготовления макета устройства ограничения амплитуды мощных импульсных сигналов заложена схема устройства управления описанная в [56] и приведенная на рис. 4.2.

Полярность входных и выходных единичных импульсов принята положительной, допустимая амплитуда входных импульсов ограничена

значением 20 В, требуемая амплитуда выходных импульсов 3...3,5 В, сопротивление нагрузки может меняться в пределах от 30 Ом до бесконечности. В результате была разработана принципиальная схема макета ограничителя импульсных сигналов, приведенная на рис. 8.38.

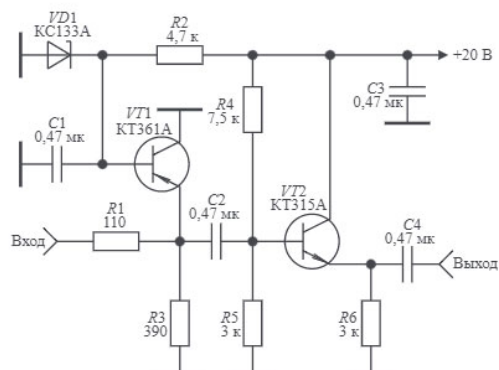
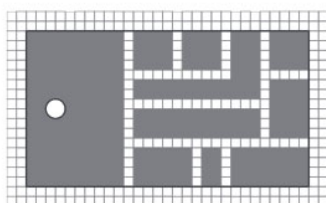


Рис. 8.38. Принципиальная схема устройства ограничения

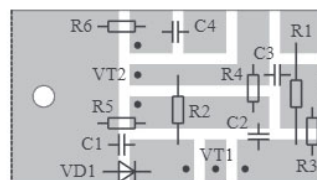
Ограничитель содержит: транзистор $VT1$, играющий роль самоуправляемого ограничителя однополярных импульсных сигналов; стабилизатор напряжения на стабилитроне $VD1$ и резисторе $R2$; делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R3$; эмиттерный повторитель на транзисторе $VT2$.

Важным параметром ограничителя является неизменность формы и амплитуды выходного импульса при изменении амплитуды входного сигнала. Экспериментальные исследования показали, что, при изменении амплитуды входных импульсов в пределах от 4 до 20 В, амплитуда выходных импульсов изменяется в пределах от 3,2 В до 3,36 В. При этом выброс на переднем фронте импульса, в рассматриваемом диапазоне амплитуд входных сигналов, не превышает 3 %.

Печатная плата ограничителя (рис. 8.39,а) размером 29×16 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2 мм. На рис. 8.39,б показано расположение элементов.



а)



б)

Рис. 8.39. Чертеж печатной платы и расположение элементов устройства ограничения

На рис. 8.40 приведена фотография макета устройства ограничения, поясняющая особенности его конструктивной реализации.

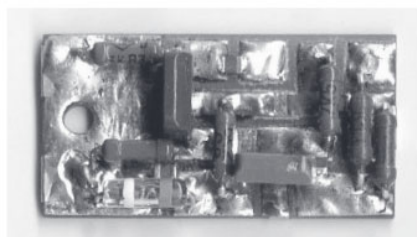


Рис. 8.40. Фотография макета устройства ограничения

Разработанный ограничитель используется для стабилизации напряжения возбуждения в составе стенда по испытанию и проверке выпускаемых в ОАО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», г. Томск ряда лавинно-пролетные диодов и диодов Ганна (рис. 8.41).

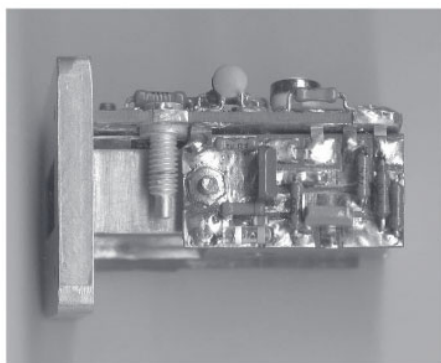


Рис. 8.41. Резонаторная камера стенда по испытанию диодов

Технические характеристики ограничителя:

- полярность входных и выходных импульсовположительная;
- допустимая амплитуда входных импульсов20 В;
- амплитуда выходных импульсов3,2 В;
- минимальная длительность входных импульсов10 нс;
- спад плоской вершины импульсов на выходе при длительности входных импульсов 2 мкс3%;

- длительность фронта импульсов на выходе 5 нс;
- при изменении амплитуды входных импульсов в пределах от 4 до 20 В, амплитуда выходных импульсов изменяется в пределах от 3,2 В до 3,36 В;
- выброс на переднем фронте импульса, в рассматриваемом диапазоне амплитуд входных сигналов, не превышает 3 %.
- измерения проводились при сопротивлении генератора и нагрузки 50 Ом.

8.6. Разработка и изготовление устройства регулирования амплитуды мощных импульсных сигналов

В основу разработки и изготовления макета устройства регулирования амплитуды мощных импульсных сигналов заложена схема устройства управления описанная в [37] и приведенная на рис. 4.5. Полярность входных и выходных единичных импульсов принята положительной, допустимая амплитуда входных импульсов ограничена значением 100 В, требуемая амплитуда выходных импульсов 10...90 В, сопротивление нагрузки может меняться в пределах от 5 Ом до бесконечности. В результате была разработана принципиальная схема макета устройства регулирования амплитуды импульсных сигналов, приведенная на рис. 8.42.

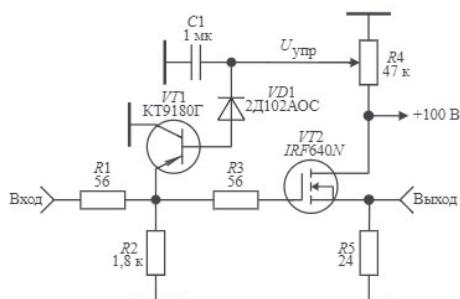


Рис. 8.42. Принципиальная схема устройства регулирования

Устройство регулирования содержит: транзистор $VT1$, играющий роль устройства управления амплитудой однополярных импульсных сигналов; делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R2$; истоковый повторитель на транзисторе $VT2$.

Работа устройства управления амплитудой однополярных импульсных сигналов на транзисторе $VT1$ подробно описана в разделе 4.2.

Делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R2$ служит для сохранения работоспособности устройства регулирования при работе от генератора с малым выходным сопротивлением.

Истоковый повторитель необходим для стабилизации параметров устройства регулирования в случае его работы на изменяющееся

сопротивление нагрузки. Использование истокового повторителя позволяет сохранять неизменной амплитуду выходных импульсов при работе на произвольное сопротивление нагрузки, ограниченное допустимым импульсным током транзистора *VT2*.

Разработанное устройство регулирования было использовано при создании унифицированного СВЧ генераторного модуля, предназначенного для замены генераторов на магнетронах в системах ближней радиолокации и радионавигации. Благодаря использованию устройства регулирования (рис. 8.42) достигнута стабилизация напряжения возбуждения диодов Ганна СВЧ генераторного модуля, что позволило минимизировать влияние изменения дестабилизирующих факторов на характеристики генератора. Генератор состоит из возбуждателя и резонаторной камеры с диодом Ганна типа 3А762Г либо 3А750Г [57].

На рис. 8.43 приведена принципиальная схема возбуждателя.

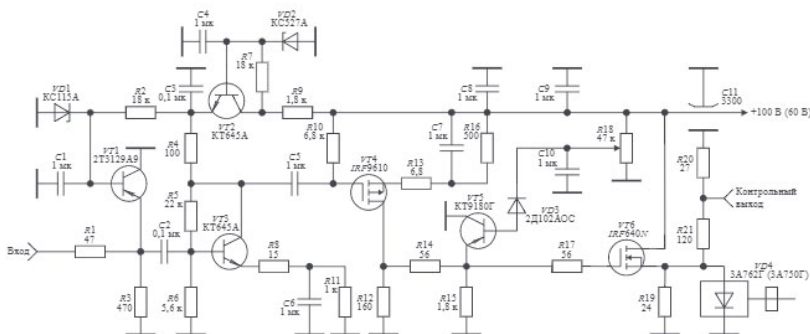


Рис. 8.43. Принципиальная схема возбуждателя

В состав возбуждателя входят: самоуправляемый ограничитель на транзисторе *VT1*; трехкаскадный импульсный усилитель на транзисторах *VT3*, *VT4*, *VT6*; устройство регулирования амплитуды импульса возбуждения диода Ганна на транзисторе *VT5*.

Ограничитель, реализованный на основе схемы (рис. 4.2), осуществляет стабилизацию амплитуды и длительности импульсов на входе импульсного усилителя при многократном изменении амплитуды импульсов на входе возбуждателя.

Трехкаскадный импульсный усилитель на транзисторах *VT3*, *VT4*, *VT6* обеспечивает на выходе получение импульсов положительной полярности амплитудой до 90 В и током до 25 А. В каскадах на транзисторах *VT3*, *VT4* использована последовательная отрицательная обратная связь по току (элементы *R8*, *R13*), обеспечивающая высокие технические показатели, не смотря на свою простоту [18]. Достоинством схемы является стабилизация характеристик усилителя, что позволяет исключить процесс его настройки.

Особенностью работы диодов Ганна является динамическое изменение их сопротивления в зависимости от мгновенного значения приложенного напряжения. Поэтому для стабильной работы СВЧ генераторов на этих диодах требуется возбудитель с выходным сопротивлением, составляющим десятые доли Ом. Для реализации указанного требования выходной каскад усилителя на транзисторе *VT6* выполнен по схеме с общим стоком с выходным сопротивлением не более 0,05 Ом. Каскад с общим стоком имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице. Он обладает высоким быстродействием, что позволяет обеспечить время установления фронта импульса усилителя не более 10 нс при работе на нагрузку с активным сопротивлением более 5 Ом.

Рабочие импульсные напряжения диодов Ганна типа 3А762Г и 3А750Г индивидуальны и лежат в диапазоне 35...90 В. При нормальных условиях максимальная импульсная мощность диодов Ганна типа 3А762Г и 3А750Г в рабочем диапазоне частот составляет 40 Вт и 25 Вт соответственно [57]. Требуемая амплитуда импульса возбуждения для получения указанной мощности для диодов 3А762Г лежит в пределах 70...90 В а для диодов 3А750Г – в пределах 35...50 В. Настройка на оптимальную амплитуду возбуждения конкретного диода достигается с помощью передвижения подвижного контакта потенциометра *R18*. После настройки на оптимальную амплитуду возбуждения потенциометр *R18* может быть заменен делителем, состоящим из резистора и стабилитрона с определенным оптимальным напряжением стабилизации.

Важным достоинством применения устройства регулирования на транзисторе *VT5* является отсутствие спада плоской вершины импульса на выходе возбудителя при неизбежном присутствии спада на выходе усилителя, обусловленного наличием в его составе разделительных и блокировочных емкостей. Отсутствие спада обеспечивает стабилизацию частоты генерации диода Ганна в течении действия импульса возбуждения.

Изготовление и настройка возбудителя состоят из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 8.44) размером 48×40 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 1...2 мм.

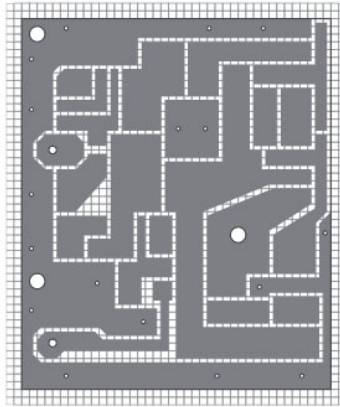


Рис. 8.44. Печатная плата возбuditеля

На рис. 8.45 показано расположение элементов возбuditеля. Пунктирной линией на рис. 8.45 обозначены самые мелкие металлизированные отверстия, что необходимо для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.

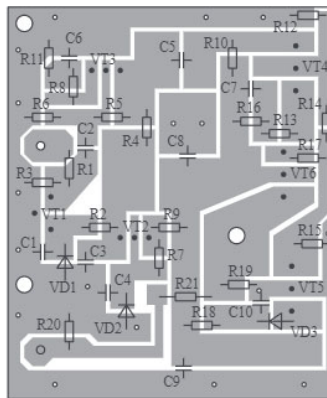


Рис. 8.45. Расположение элементов возбuditеля

Ток покоя транзистора *VT3* выбран равным 3 мА, транзисторы *VT4* и *VT6* при отсутствии сигнала закрыты. В центре печатной платы имеется контактная площадка-крепление. Через этот контакт импульс возбuditения подается на генераторный диод Ганна.

На рис. 8.46 показан внешний вид возбuditеля, поясняющий особенности его конструктивной реализации.

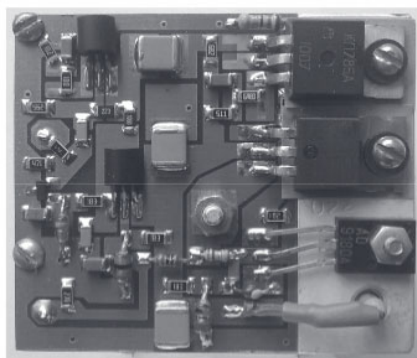


Рис. 8.46. Внешний вид возбудителя

Возбудитель практически не требует настройки. Подстройка коэффициента усиления импульсного усилителя сводится к подбору номиналов резисторов $R8$ и $R13$.

Технические характеристики возбудителя:

- диапазон регулирования выходных импульсов10 – 90 В;
- максимальный выходной ток в импульсе 25 А;
- время установления фронта импульса 10 нс;
- длительность управляющих импульсов, не более 1,5 мкс;
- полярность входных и выходных импульсов положительная.

Резонаторная камера выполнена в виде волновода сечением 23×10 мм и длиной 50 мм. Генераторный диод устанавливается внутри волновода на расстоянии $\lambda/4$, либо $3\lambda/4$ от его закороченного края, где λ – длина волны генерируемого колебания.

Для настройки резонаторной камеры на частоту генерации диода Ганна и получения максимальной выходной мощности СВЧ генератора между диодом и закороченным краем волновода в широкую стенку волновода ввинчивается металлический винт, который фиксируется контргайкой.

На рис. 8.47 показан общий вид СВЧ генератора.

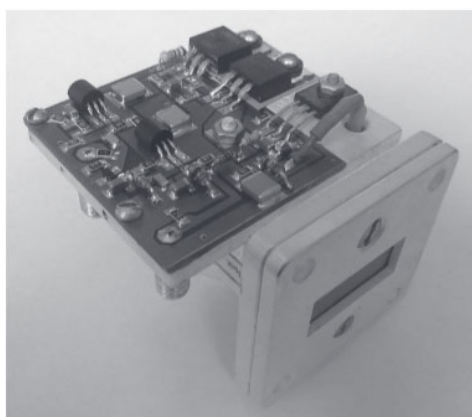


Рис. 8.47. Общий вид СВЧ генератора

Технические характеристики СВЧ генератора:

- амплитуда сигнала запуска 2,5...15 В;
- рабочий диапазон частот 8...12 ГГц;
- длительность импульсов запуска 0,1...1,5 мкс;
- длительность фронта генерируемых радиоимпульсов, не более . 10 нс;
- скважность генерируемых импульсов, не менее 700;
- диапазон рабочих температур ±50 °С;
- выходная мощность СВЧ генератора на диоде 3А762Г, не менее 25 Вт;
- выходная мощность СВЧ генератора на диоде 3А750Г, не менее 10 Вт;
- изменение СВЧ мощности в диапазоне рабочих температур,
не более ±0,3 дБ;
- изменение частоты генерации в диапазоне рабочих температур,
не более 65 МГц;
- напряжение источника питания 100 В;
- максимальное значение потребляемого тока 30 мА.

Основными факторами нестабильности частоты генерации и выходной мощности генераторов на диодах Ганна, согласно [57], являются изменения напряжения возбуждения $U_{\text{возб}}$ и температуры корпуса T диода. Как показали исследования, относительный уход частоты на 1 В напряжения возбуждения рассматриваемого генератора составляет $S_U = (\Delta f / f_0) / \Delta U_{\text{возб}} = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ 1/В}$, изменение выходной мощности на 1 В составляет $S_P = \Delta P / \Delta U_{\text{возб}} = 0,7 \text{ Вт/В}$, относительная температурная нестабильность частоты генерации равна $S_T = (\Delta f / f_0) / \Delta T = 0,5 \cdot 10^{-5} \text{ 1/град}$. Эти характеристики качественно совпадают с результатами исследований [57] и позволяют рекомендовать СВЧ генератор для использования в системах ближней радиолокации и радионавигации.

8.7. Разработка и изготовление устройства модуляции амплитуды мощных импульсных сигналов

В основу разработки и изготовления лабораторного образца устройства модуляции амплитуды мощных импульсных сигналов заложена схема устройства управления описанная в [40] и приведенная на рис. 4.12. Полярность входных и выходных единичных импульсов принята положительной, амплитуда входных импульсов равна 100 В, требуемая глубина модуляции выходных импульсов равна 0,7, сопротивление нагрузки устройства модуляции выбрано равным стандартному сопротивлению 50 Ом. В результате была разработана принципиальная схема макета устройства модуляции амплитуды импульсных сигналов, приведенная на рис. 8.48.

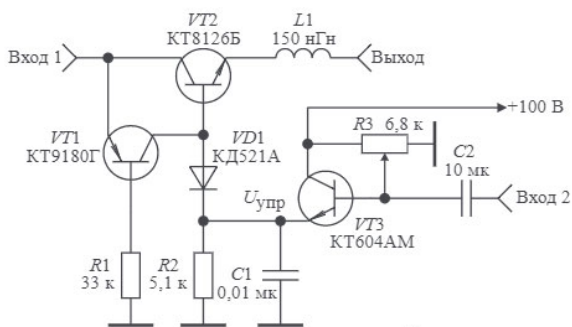


Рис. 8.48. Принципиальная схема устройства модуляции

Устройство модуляции содержит: транзистор $VT2$, играющий роль устройства управления амплитудой однополярных импульсных сигналов; генератор стабильного тока, состоящий из транзистора $VT1$ и резистора $R1$; блок формирования управляющего сигнала на транзисторе $VT3$.

На вход 1 подключается генератор импульсов положительной полярности амплитудой 100 В. На вход 2 подается модулирующий сигнал амплитудой до 50 В. С помощью перемещения подвижного контакта потенциометра $R3$, и при отсутствии модулирующего сигнала, постоянная составляющая напряжения управления $U_{упр}$ равная напряжению на эмиттере транзистора $VT3$ устанавливается равной 50 В. В этом случае при отсутствии модулирующего сигнала амплитуда импульсов на выходе будет равна 50 В.

На рис. 8.49,а представлен чертеж печатной платы устройства модуляции, на рис. 4.49,б показано расположение элементов.

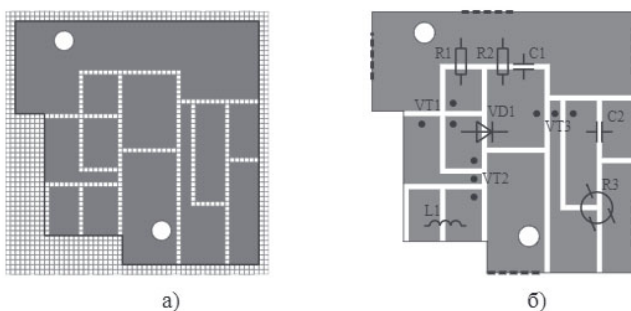


Рис. 8.49. Чертеж печатной платы и расположения элементов устройства модуляции

На рис. 8.50 приведена фотография макета устройства модуляции.

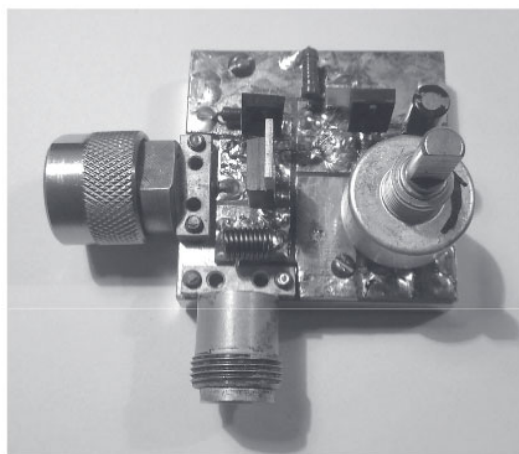


Рис. 8.50. Фотография макета устройства модуляции

На рис. 8.51 приведена форма импульса, подаваемого на вход макета рассматриваемого устройства модуляции (рис. 8.48), амплитудой 100 В и длительностью фронта 10 нс.

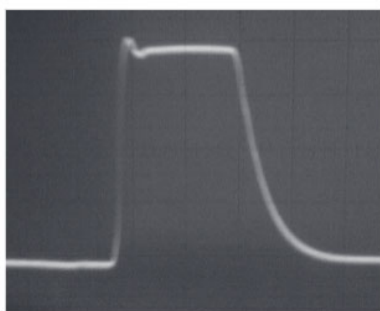


Рис. 8.51. Форма входного сигнала.

Результаты экспериментальных исследований формы выходного сигнала рассматриваемого устройства модуляции при различных мгновенных значениях модулирующего напряжения приведены на рис. 8.52, длительность переднего фронта импульсов на выходе устройства модуляции, при этом, не превышает 13 нс.

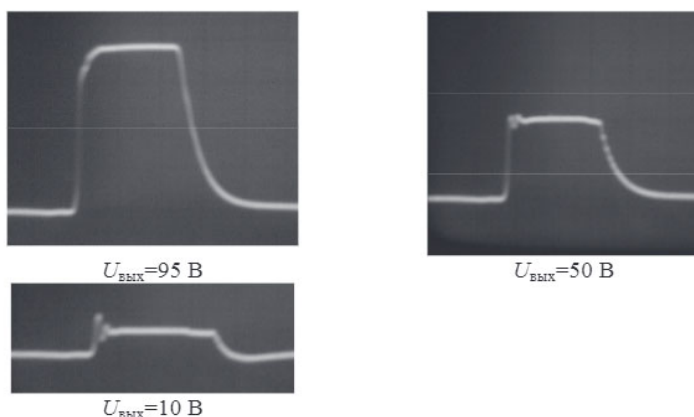


Рис. 8.52. Форма выходного сигнала устройства модуляции при различных мгновенных значениях модулирующего напряжения

Разработанные и изготовленные макеты устройств ограничения, регулирования и модуляции амплитуды мощных гармонических и импульсных сигналов, созданные на основе эффекта двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами, подтверждают возможность создания экспериментальных образцов этих устройств и их использования в качестве составных частей более сложных радиотехнических устройств.

Список использованных источников

1. Ропий А.И., Старик А.М., Шутов К.К. Сверхвысокочастотные защитные устройства. – М.: Радио и связь, 1993. – 128 с.
2. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. – М.: Наука, 1987. – 567 с.
3. Трегубов С.В., Пантелеев В.А., Фрезе О.Г. Общие принципы выбора варисторов для защиты от импульсных напряжений. Режим доступа: – <http://www.meandr.ru/texts/text7.html>.
4. Кадуков А. TVS-диоды – полупроводниковые приборы для ограничения опасных перенапряжений в электронных цепях // Компоненты и технологии. – 2001 – № 1. – С. 32–36.
5. ООО "ТРИТОН-электронные компоненты". Рекламный проспект «TVS-диоды – средство защиты электроники от перенапряжений». Режим доступа: – http://www.trt.ru/products/diotec/articles_tvs.php.
6. Нефедов А. Новые ограничительные и выпрямительно-ограничительные диоды // Ремонт и сервис. – 2007. – № 12. – С. 51–55.
7. ООО ИТЦ «Контур». Рекламный проспект «Конструктивное выполнение фиксированных аттенюаторов и нагрузок». Режим доступа: – <http://www.kip-radio.ru/att/>.
8. Бабунко С.А., Орлов О.С. Самоуправляемые полупроводниковые устройства для ограничения мощности высокочастотных сигналов // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2004. – № 6. – С. 27–30.
9. Карпов Ю. Отечественные электрически управляемые СВЧ-аттенюаторы // Компоненты и технологии. – 2007. – № 8. – С. 18–20.
10. Обихвостов В.Д., Титов А.А., Ильюшенко В.Н., Авдоченко Б.И. Пикосекундный усилитель постоянного тока // Приборы и техника эксперимента. – 2003 – № 1. – С. 47–49.
11. Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. и др. Радиопередающие устройства / Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
12. Авторское свидетельство № 1246333 СССР, МКИ Н 03G 3/30. Усилитель с регулируемым коэффициентом усиления / Авдоченко Б.И., Ильюшенко В.Н. // Открытия. Изобретения. 1986. – № 27.
13. Мелихов С.В., Титов А.А., Файнгерц В.М., Якушевич Г.Н. Сверхширокополосный модуль преобразования частоты и модуляции высокочастотных колебаний // Приборы и техника эксперимента. – 1991. – № 1. – С. 120.
14. Титов А.А. Использование режима А для повышения энергетических характеристик полосовых усилителей мощности МВ и ДМВ // Радиотехника. – 2009. – № 9. – С. 74–80.
15. Титов А.А. Амплитудная манипуляция по цепям смещения и питания в полосовом усилителе мощности на полевых транзисторах // Доклады ТУСУР. 2009. – № 1. – С. 40–43.

16. Титов А.А., Ильющенко В.Н. Устройство для защиты усилителя мощности от перегрузки // Патент РФ № 2217861. – Оpubл. 27.11.2003, Бюл. № 33.
17. Титов А.А., Ильющенко В.Н. Защита усилителей мощности систем радиосвязи, УКВ ЧМ и ТВ вещания от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу // Радиотехника. – 2003. – № 12. – С. 66–69.
18. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. – 325 с.
19. Титов А.А., Ильющенко В.Н. Амплитудный модулятор мощных сигналов // Патент РФ № 2240645. – Оpubл. 20.11.2004, Бюл. № 32.
20. Титов А.А. Регулировка и модуляция амплитуды мощных сигналов // Электросвязь. – 2007. – № 12. – С. 46–48.
21. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12_е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.
22. Старосельский В.И. Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники. – М.: Издательство Юрайт, 2008. – 463 с.
23. Ebers J.J., Moll J.L. Large-signal behaviour of junction transistors. – «Proc. IRE», 1954, № 12, p. 1761–1772.
24. Петухов В.М. Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: «РадиоСофт», 2000.
25. Титов А.А., Семёнов А.В., Акрестина И.А. Устройство управления амплитудой мощных гармонических сигналов // Заявка на изобретение РФ № 2011120669. – Приоритет от 20.05.2011.
26. Титов А.А., Семёнов А.В., Покровский М.Ю. Устройство управления амплитудой мощных периодических сигналов // Заявка на изобретение РФ № 2012100221. – Приоритет от 10.01.2012.
27. Титов А.А., Семёнов А.В., Шанин А.В. Устройство регулирования амплитуды мощных гармонических сигналов // Заявка на изобретение РФ № 2011126547. – Приоритет от 28.06.2011.
28. Титов А.А., Ильющенко В.Н., Титова М.А. Модулятор амплитуды мощных сигналов // Патент РФ № 2307452. – Оpubл. 27.09.2007, Бюл. № 27.
29. Титов А.А., Семенов А.В. Модулятор амплитуды мощных гармонических сигналов // Заявка на изобретение РФ № 2010153467. – Приоритет от 27.12.2010.
30. Титов А.А., Семенов А.В., Шибельгут А.А. Модулятор амплитуды мощных гармонических сигналов // Патент РФ № 2450419. – Оpubл. 10.05.2012, Бюл. № 13.
31. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности на 60..70 МГц // Приборы и техника эксперимента. – 2005. – № 4. – С. 47–50.
32. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильющенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др.; Под ред. В.Н. Ильющенко. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.

33. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П. Устройство защиты усилителя однополярных импульсов от перегрузки по току. / Патент РФ № 2328818 – Оpubл. 10.07.2008. Бюл. № 19.
34. Титов А.А., Ильюшенко В.Н. Широкополосный датчик высокочастотного тока // Свидетельство РФ на полезную модель № 32883– Оpubл. 27.09.2003, Бюл. № 27.
35. Титов А.А. Сверхширокополосные усилители мощности. Эффективность автоматической регулировки режима класса А // Электроника: НТБ. – 2003. – № 4. – С. 32–35.
36. Титов А.А. Управление амплитудой мощных гармонических и импульсных сигналов // Электроника. НТБ – 2010. – № 1. – С. 78-83.
37. Титов А.А., Семёнов А.В. Устройство регулирования амплитуды высоковольтных однополярных импульсов // Заявка на изобретение РФ № 2011117238. – Приоритет от 28.04.2011.
38. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П., Юрченко В.И. Устройство управления амплитудой мощных однополярных импульсов // Патент РФ № 2395897. – Оpubл. 27.07.2010, Бюл. № 21.
39. Титов А.А., Пушкарев В.П., Пелявин Д.Ю., Шухлов И.В. Импульсный сверхвысокочастотный генератор для систем ближней радиолокации и радионавигации // Приборы и техника эксперимента – 2011. – № 5. – С. 111 –115.
40. Титов А.А., Семенов А.В., Пушкарев В.П. Устройство управления амплитудой мощных импульсных сигналов // Патент РФ № 2429558. – Оpubл. 20.09.2011, Бюл. № 26.
41. Хернтер Марк Е. Multisim 7: Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств. (Пер. с англ.) / Пер. с англ. Осипов А.И. – М.: Издательский дом ДМК пресс, 2006. – 488 с.
42. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003 – 496 с.
43. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. - М.: Радио и связь. 1983. – 752 с.
44. Титова А.А., Красько А.С. Быстродействующая система защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок // Доклады ТУСУР. 2011. – № 2. – С. 302–304.
45. Кузнецов В.Д., Аблин Н.Б. Направленный ответвитель для систем коллективного приема телевидения. А.с. № 202252. СССР // Б.И. 1967. № 19.
46. Titov A.A. A two – channel power amplifier with a diplexer output // Instruments and Experimental Techniques. – 2001. – V. 44. – No. 1. – P. 50–53.
47. Titov A.A. Calculation of a power amplifier diplexer for a TV-transmitter // Radioelectronics and Communications Systems. – 2001. – Vol. 44. – No. 2. – P. 52–54.