

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ  
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой РЗИ

\_\_\_\_\_ В. Н. Ильюшенко

\_\_\_\_\_ 2000 г.

**ЗАДАНИЕ**

на дипломное проектирование студенту гр. 145-1 радиотехнического факультета  
Жингелю Алексею Анатольевичу

1. Тема проекта: Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности (утверждена приказом по университету от «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2000г. №\_\_\_)
2. Срок сдачи законченного проекта «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2000г.
3. Назначение, область применения изделия

Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности предназначен для формирования видео импульсов, наносекундной длительности в системе дистанционного неразрушающего контроля и диагностики полупроводящих диэлектрических сред.

4. Требования к составным частям изделия

4.1. Подлежат разработке: блок КТК.

5. Исходные данные для проектирования:

5.1. А. С. Карауш, С. П. Лукьянов, Р. В. Потемин, О. П. Толбанов. "Генераторы импульсов наносекундной длительности на лавинных диодах"//Электронная промышленность, -№1-2, 1998.

5.2. А. С. Карауш, С. П. Лукьянов, Р. В. Потемин, В. Е. Семенчук. "Генератор-излучатель наносекундных импульсов для систем видеоимпульсной подповерхностной РЛ"//Труды меж. научно-тех. конференции "Сибконверс 99", ТУСУР, г. Томск, 18-21 мая 1999г. стр. 439-

5.3. В. С. Белкин, Г. И. Шульженко. Формирователи мощных наносекундных и пикосекундных импульсов на полупроводниковой элементной базе, г. Новосибирск, 1990. -35с.

5.4. Ю. Я. Рябинин. Стробоскопические осциллографирование, -М.: Советское радио, 1972. -270с.

6. Стадия разработки по ЕСКД: Эскизный проект (ГОСТ 2.119-73).

7. Технические требования

7.1. Основные электрические параметры ГНИ

Частота повторения..... 100кГц

Параметры входного сигнала:

импульс длительностью.....  $\approx 200$ нс

амплитудой..... 5В

Параметры выходного сигнала:

импульс длительностью.....  $1 \div 2$ нс,

амплитудой.....  $200 \div 1000$ В

Параметры синхро импульса:

длительность.....  $10 \div 100$ нс

амплитуда..... 5В

Задержка выходного сигнала относительно синхро импульса:

не более..... 6нс

Нестабильность срабатывания S-диода.....  $\pm 25$ нс

Входная емкость..... 30пФ

Входное сопротивление..... 5МОм

7.2. Первичный источник питания - аккумуляторная батарея +12В

7.3. Выход генератора нагружен на симметричную нагрузку, с волновым сопротивлением 25Ом.

7.4. Требования к конструктивному устройству

7.4.1. Общие требования. Габаритные размеры генератора видеоимпульсов наносекундной длительности, не более: 200x250x25мм

7.4.2. Масса блока генератора видеоимпульсов наносекундной длительности, не более: 0,3кг

7.4.3. Конструкторской разработке подлежит блок КТК

7.5. Технологические требования

7.5.1. Технологической проработке в проекте подлежат методики настройки и испытаний по основным электрическим показателям блока КТК.

7.6. Условия эксплуатации

7.6.1. Общие требования - в соответствии с третьей группой

ГОСТ 22261-94

7.6.2. Проработке в проекте подлежит обеспечение допустимых отклонений основных электрических параметров генератора видеоимпульсов наносекундной длительности в интервале температур окружающей среды от -40°C до +50°C.

#### 7.7. Требования к надежности

7.7.1. Общие требования. Среднее время безотказной работы - не менее 10000 час.

7.7.2. Подлежит разработке в проекте:

обоснование среднего времени безотказной работы блока КТК;

обеспечение требуемого времени безотказной работы блока КТК.

7.8. Требования по эргономике, технической эстетике, техники безопасности и производственной санитарии.

7.8.1. Общие требования - в соответствии со стандартом на стадию разработки (ГОСТ 2.119-73).

7.8.2. Подлежит разработке в проекте:

анализ объективных факторов производственной опасности, связанных с блоком "Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности " и мероприятия по защите от них.

#### 7.9. Требования к разработке вопросов стандартизации

7.9.1. Общие требования - в соответствии с ГОСТ 2.119-73.

7.9.2. Подлежит разработке в проекте:

разработка качественных требований по унификации и стандартизации прибора.

разработка ПО для расчета типовых узлов.

#### 7.10. Требования к технико-экономическим показателям

7.10.1. Общие требования - в соответствии со стадией разработки.

7.10.2. подлежит разработке в проекте:

технико-экономическое обоснование целесообразности разработки прибора;

организация и планирование комплекса работ, связанных с выполнением технического проекта прибора (ГОСТ 2.120-73);

расчет сметы затрат на разработку технического проекта блока;

оценка себестоимости генератора видеоимпульсов наносекундной длительности;

расчет экономической эффективности блока.

#### 7.11. Требования к патентной чистоте и конкурентоспособности прибора.

7.11.1. Общие требования - в соответствии с ГОСТ 2.119-73.

7.11.2. Подлежит разработке в проекте:

формуляр патентного поиска на глубину 10 лет по патентным фондам стран СССР, Англии, США, ФРГ, России.

#### 7.12. Требования к макетированию, моделированию

7.12.1. Общие требования - в соответствии с ГОСТ 2.119-73

7.12.2. Подлежит разработке в проекте:

макет блока КТК, макет БП.

### 8. Подлежит разработке в проекте следующая документация

#### 8.1. Чертежи

Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности, схема электрическая функциональная.....1 лист

Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности, схема электрическая принципиальная.....1 лист

Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности, сборочный чертеж.....1 лист

Генератор видеоимпульсов наносекундной длительности, принципиальная схема блока питания и блока диагностики....1 лист

#### 8.2. Демонстрационные плакаты

Варианты блока КТК.....1 лист

### 8.3. Пояснительная записка

В пояснительной записке должны быть приведены:

- 1) Введение
- 2) Аналитический обзор:  
возможные типы генераторов;  
методы создания и проблемы, возникающие на пути создания генераторов наносекундных импульсов;
- 3) Работа генератора видеоимпульсов наносекундной длительности по структурной схеме
- 4) Выбор, обоснование и расчет принципиальной электрической схемы блока КТК
- 5) Экспериментальная часть
- 6) Экономическая часть и разработка вопросов экономической жизнедеятельности
- 7) Выводы, рекомендации

### 9. Задание принято к исполнению

Студент гр. 145-1 Жингель А. А., 20.03.2000 г., подпись студента Жингеля А. А. “ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2000г. \_\_\_\_\_

### 10. Задание согласовано:

Консультант по организационно-экономической части проекта - Аксенова Елена Николаевна, ассистент кафедры Экономики.

подпись Аксеновой Е. Н. “ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2000г. \_\_\_\_\_

Консультант по вопросам охраны труда и техники безопасности - Шангин Александр Сергеевич, доцент кафедры ЭП.

подпись Шангина А. С. “ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2000г. \_\_\_\_\_

Руководитель дипломного проектирования - Карауш Александр Сергеевич, аспирант кафедры РЗИ ТУСУРа.

подпись Карауш А. С. “ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2000г. \_\_\_\_\_

## Реферат

Дипломный проект, стр., рис., таблиц, 14 источников, 3 приложения.

ГЕНЕРАТОР (ФОРМИРОВАТЕЛЬ) ИМПУЛЬСОВ НАНОСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ, ИМПУЛЬСНЫЙ ЛАВИННЫЕ GaAs ДИОДЫ (ДПИЛ ИЛИ S-ДИОДЫ), КЛЮЧЕВОЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД (КТК).

Объектом разработки является генератор импульсов, применяемый в аппаратуре неразрушающего контроля и диагностики полупроводящих диэлектрических сред.

В настоящем дипломном проекте представлены основные этапы работы над прибором.

В пояснительной записке содержатся расчеты и анализ схемы электрической принципиальной, конструкции и соответствующие им пояснения. В графической части проекта приведены чертежи, свидетельствующие о проделанной работе.

Проект содержит анализ разрабатываемого изделия с точки зрения экономической целесообразности разработки. Рассмотрены вопросы охраны труда при разработке и настройке изделия.

Дипломная работа выполнена в текстовом редакторе Microsoft Word 97. Необходимые расчеты проведены с использованием пакета программ Mathcad.

# Содержание

<b>1</b>	<b>Введение.....</b>	
<b>2</b>	<b>Аналитический обзор.....</b>	
<b>3</b>	<b>Разработка функциональной схемы.....</b>	
3.1	Разработка функциональной схемы.....	
3.2	Работа по функциональной схеме.....	
<b>4</b>	<b>Проектирование принципиальной схемы блока КТК.....</b>	
4.1	Выбор схемы и основных ее элементов.....	
4.2	Применение ферритов в генераторах наносекундных импульсов.....	
4.3	Методика расчета трансформатора на ферритовом сердечнике.....	
4.4	Расчет трансформатора.....	
4.5	Ключевые свойства транзистора и работа транзистора в ключевом режиме.....	
4.6	Расчет импульсного ключевого каскада.....	
4.7	Работа по принципиальной схеме.....	
<b>5</b>	<b>Блок питания и блок диагностики.....</b>	
5.1	Блок питания. Работа по принципиальной схеме.....	
5.2	Блок диагностики.....	
5.2.1	Расчет блока диагностики.....	
5.2.2	Работа по принципиальной схеме.....	
<b>6</b>	<b>Разработка печатной платы.....</b>	
<b>7</b>	<b>Расчет надежности и обоснование времени безотказной работы.....</b>	
<b>8</b>	<b>Патентные исследования.....</b>	
8.1	Задание на проведение патентных исследований.....	
8.2	Сравнительная характеристика выявленных аналогов.....	

						<b>РТФ ДП. 468784.001 ПЗ</b>				
Изм	Лист	№ докум	Подпись	Дата	<b>Генератор импульсов наносекундной длительности</b> Пояснительная записка к дипломному проекту			Лит.	Лист	Листов
Разраб.		Жингель						8	8	8
Пров.		Карауш								
Н. контр.										
Утв.						ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ гр. 145-1				

**9 Безопасность жизнедеятельности.....**

9.1 Анализ объективных факторов производственной опасности.....

9.2 Разработка защитных мероприятий.....

9.3 Требования безопасности, Эргономики и технической эстетики.....

к рабочему месту инженера-исследователя.....

9.4 Инструкция по ТБ при работе с макетом прибора.....

**10 Техничко-экономическое обоснование дипломного проекта.....**

10.1 Обоснование целесообразности разработки проекта.....

10.2 Организация и планирование работ по разработке проекта.....

10.3 Расчет затрат на разработку проекта.....

**11 Экспериментальные исследования.....**

**12 Заключение.....**

**Список используемых источников.....**

Приложение А Справочные данные транзистора 2Т916А.....

Приложение Б Справочные данные микросхемы К1401АС1.....

Приложение В Результаты эксперимента.....

РТФ ДП.468784.001 ПЭЗ Генератор импульсов.....

наносекундной длительности. Перечень элементов.....

**Графический материал:**

РТФ ДП.468784.001 Э2 Генератор импульсов наносекундной  
длительности. Схема электрическая функциональная

РТФ ДП.468784.001 Э3 Генератор импульсов наносекундной  
длительности. Схема электрическая принципиальная

РТФ ДП.468784.001 Э3 Генератор импульсов наносекундной  
длительности. Принципиальная схема блока питания  
и блока диагностики

РТФ ДП.468784.001 Э4 Генератор импульсов наносекундной  
длительности. Сборочный чертеж

					РТФ ДП. 468784.001 ПЗ	Лист
Изм	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		9



## *1 Введение*

Необходимость формирования высоковольтных импульсов с нано- и пикосекундными фронтами и такой же длительности возникает во многих областях техники и экспериментальной физике: в качестве запусковых для мощных тиратронов и разрядников, как импульсы накачки полупроводниковых лазеров, для времяпролетных анализаторов масс и энергий частиц и т.п. Так же, в последнее время они с успехом используются в радио и ультразвуковой локации, где их преимущества по сравнению с моночастотными радиоимпульсами проявляются в уменьшении средней излучаемой мощности и увеличении импульсной мощности, что дает выигрыш в разрешающей способности и расширению диапазона применения.

Одной из важных проблемам мониторинга окружающей среды является изучение свойств почвогрунтов, подверженных эрозии, загрязнению промышленными отходами, техногенному воздействию, например мелиорацией, приводящей к увеличению уровня засоленности.

Оперативный неразрушающий контроль возможен при использовании радиофизических дистанционных методов, позволяющих получать информацию с больших площадей почвогрунтов. В настоящее время интенсивно развиваются методы сверхширокополосного подповерхностного зондирования, контролируемые параметрами при этом являются диэлектрическая проницаемость почвогрунтов ( $\epsilon$ ) и тангенс диэлектрических потерь ( $\text{tg } \delta$ ), зависящие от влажности, засоленности, температуры и других факторов. Величина  $\epsilon$  может быть использована для определения толщины слоев, а величина  $\text{tg } \delta$  - для определения уровня засоленности почвогрунтов. При этом наблюдается существенное изменение величины  $\text{tg } \delta$  почвогрунтов в частотном диапазоне в зависимости от уровня их загрязненности.

Радиолокационные системы дистанционного контроля, использующие сверхширокополосные (СШП) зондирующие сигналы, с реализацией векторного анализа структуры рассеянной волны, дают возможность получать высокоинформативные данные о контролируемой среде.

# 1 Аналитический обзор

## 1.1 Принципы формирования импульсов наносекундной длительности

Все формирователи (генераторы) импульсов для схем с сосредоточенными параметрами можно свести к двум типам или их комбинации. Первый тип содержит замыкатель накопителя энергии (емкости или линии) на нагрузку, при этом замыкатель включен последовательно с нагрузкой и накопителем. Вторым типом содержит размыкатель тока, включенный параллельно нагрузке и накопителю (индуктивности или линии). Формирователи внутри одного типа отличаются используемыми ключами. Третьим типом выделим формирователи солитонных импульсов. Они основаны на обострении импульсов линиями с нелинейными элементами (распределенными или квазилинейными).

В формирователях, в качестве ключа, используются следующие основные типы элементов: биполярные транзисторы в лавинном режиме, полевые транзисторы, импульсный лавинные GaAs диоды (ДПИЛ или S-диоды), тиристоры GaAs, тиристоры Si, диод с задержкой лавинного пробоя (ДЗЛП), диод с накоплением заряда (ДНЗ), дрейфовый диод с резким восстановлением запирающих свойств (ДДРВ), лавинный линия с ферритом, линия с варикапом.

Формирователи на лавинных транзисторах обладают невысоким КПД из-за большого остаточного напряжения ключа, отсюда следуют ограничения на  $f$  при формировании высоковольтных импульсов. Лучшие результаты с лавинными транзисторами получены при их последовательном соединении.

Для получения киловольтных импульсов, с фронтом менее 1нс, полупроводниковый диод включается последовательно с нагрузкой, на его вход подается постоянное обратное напряжение, близкое к величине лавинного пробоя, и импульс также обратной полярности с крутизной нарастания сотни вольт за нс. Лавинный пробой диода происходит с задержкой в доли - единицы нс, так что суммарное напряжение на диоде возрастает примерно вдвое выше лавинного, затем диод отпирается с фронтом менее 1нс, причем остаточное напряжение на диоде может в определенных условиях быть существенно меньше лавинного.

В качестве ключей генераторов второго типа используются диоды с накоплением заряда, позволяющие получать при напряжении на выходы 50В длительность фронта 0.2нс, а при напряжении 500В длительность фронта 1нс. А также дрейфовые диоды с резким восстановлением запирающих свойств, позволяющие получить  $f$  до 100кГц.

Формирователи третьего типа, с использованием ферритовых линий позволяют получить амплитуду выходных импульсов десяти киловольт при фронте в единицы наносекунд, их недостатки - большие габариты. Формирователи с варикапными линиями имеют рекордные показатели по длительности фронта, но пока существенно уступают другим формирователям по напряжению.

## 1.2 Схемотехника генераторов импульсов наносекундной длительности

Рассмотрим некоторые конкретные схемы генераторов, реализующие основные типы формирователей с применением различных типов ключевых элементов.

В схеме, изображенной на рис. 2.1 для предварительного формирования служит устройство на транзисторе Т в лавинном режиме, фронт импульсов которого не превышает 1нс.

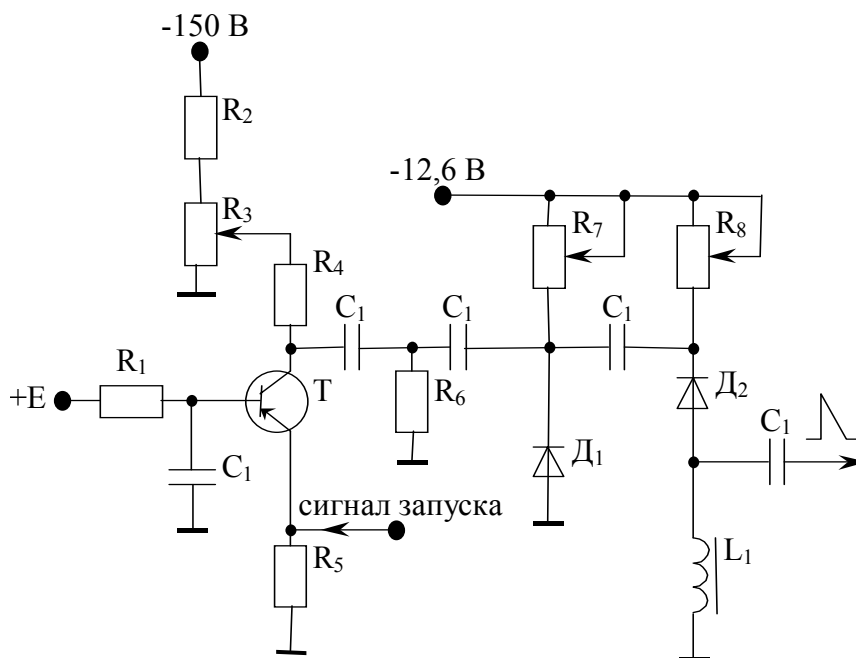


Рис. 2.1 – Схема генератора импульсов на лавинном транзисторе.

В исходном состоянии транзистор заперт небольшим положительным напряжением на базе. Конденсатор  $C_2$  в цепи коллектора заряжен до напряжения примерно 40В. В момент запуска устройства в транзисторе возникает лавинообразный процесс нарастания тока, конденсатор  $C_2$  быстро разряжается через транзистор и резисторы  $R_5$ ,  $R_6$  и на нагрузке выделяется импульс напряжения с фронтом малой длительности. Этот импульс запирает ДНЗ  $D_1$ , образующий перепад напряжения с длительностью порядка 0,2нс. ДНЗ  $D_2$  играет роль ключа, размыкающего цепь через заданный промежуток времени  $t_1$  после

прохождения фронта запирающего импульса и, таким образом, ограничивает длительность импульса. Переменными резисторами  $R_7$  и  $R_8$  регулируют токи через диоды  $D_1$  и  $D_2$ , следовательно управляют длительностью процессов  $t_1$  и  $t'_1$ .

В указанной схеме можно формировать импульсы с длительностью около 0,3нс (на уровне половины амплитуды) при амплитуде до 3В на 75-омной нагрузке. Амплитуда импульса на выходе, определяемая величиной запирающего напряжения, сильно зависит от паразитных параметров схемы - индуктивности и емкости монтажа, уменьшаясь с их ростом.

В схеме генератора наносекундных импульсов, представленной на рис. 2.2, в качестве устройства предварительного формирования используется усилитель-ограничитель на лампе с высокой крутизной. Генерирование крутого перепада осуществляется двумя диодами  $D_1$  и  $D_2$ , укорачивающими фронт импульса до 0,3-0,4нс. Для образования короткого импульса перепад напряжения дифференцируется емкостью  $C_6$ .

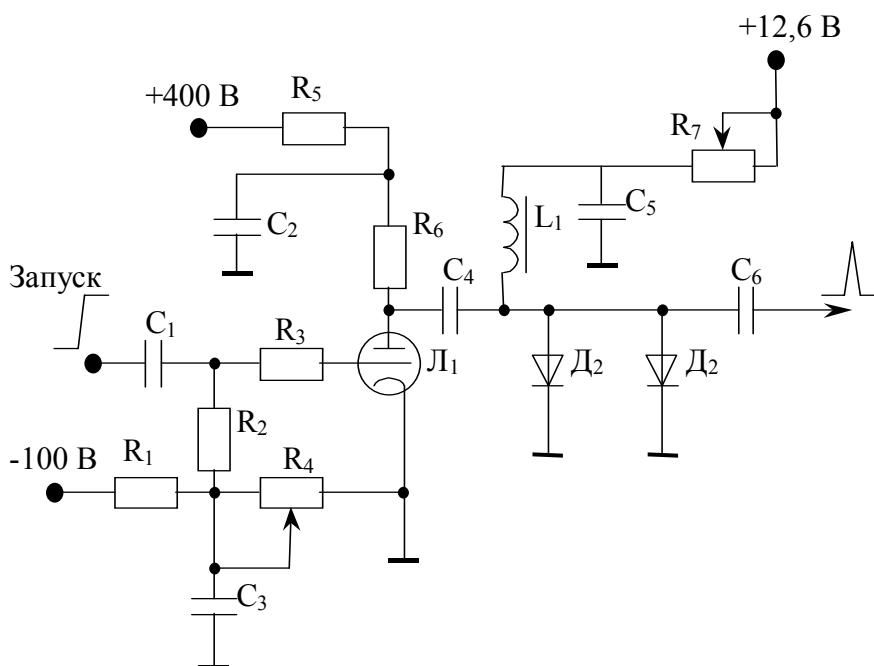


Рис. 2.2 – Схема генератора импульсов на лампе с высокой крутизной.

Схема формирует импульс с амплитудой примерно 4В и с длительностью около 0,8нс.

На рис. 2.3 изображена схема генератора импульсов наносекундной длительности, в котором предварительное формирование осуществляется с помощью транзистора в режиме переключения.

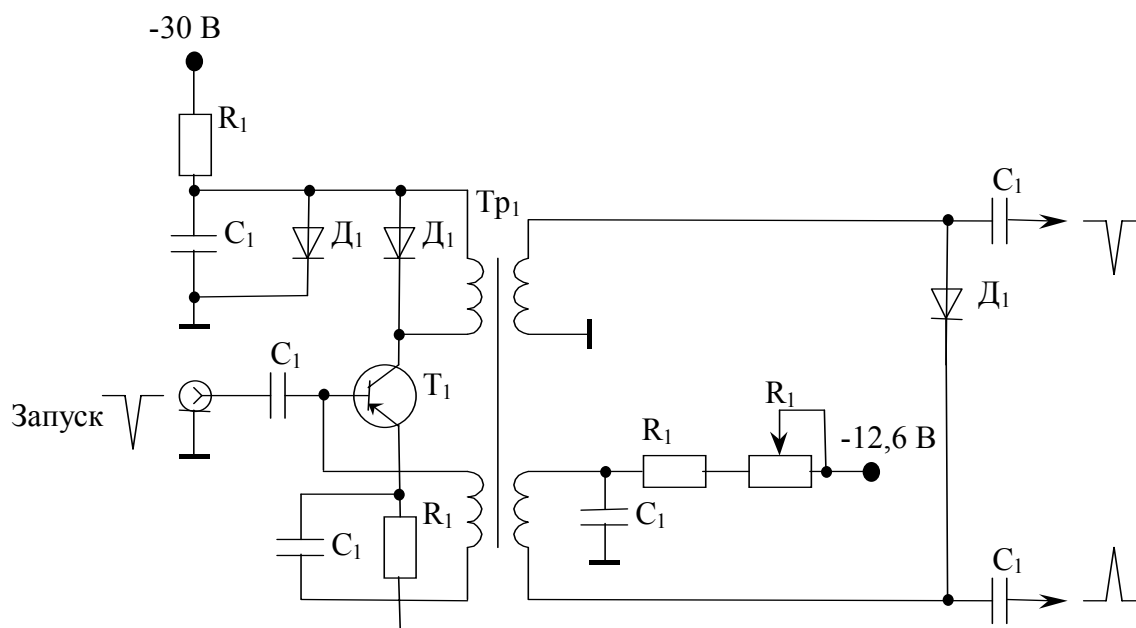


Рис. 2.3 – Схема генератора с симметричной схемой включения обостряющего диода.

Фронт запирающих импульсов в этой схеме составляет 12-15нс и далее уменьшается до 0,2-0,4нс. Выходные импульсы формируются из запирающих, путем дифференцирования последних, причем, параметры выходных импульсов зависят от качества изготовления катушки трансформатора  $Tr_1$ , представляющего собой тороид из высокочастотного ферромагнетика с намотанным бифилярно проводом (6-10 витков в каждой обмотке).

В схеме на рис. 2.4 предварительное формирование осуществляется аналогично схеме рисунка 2.3.

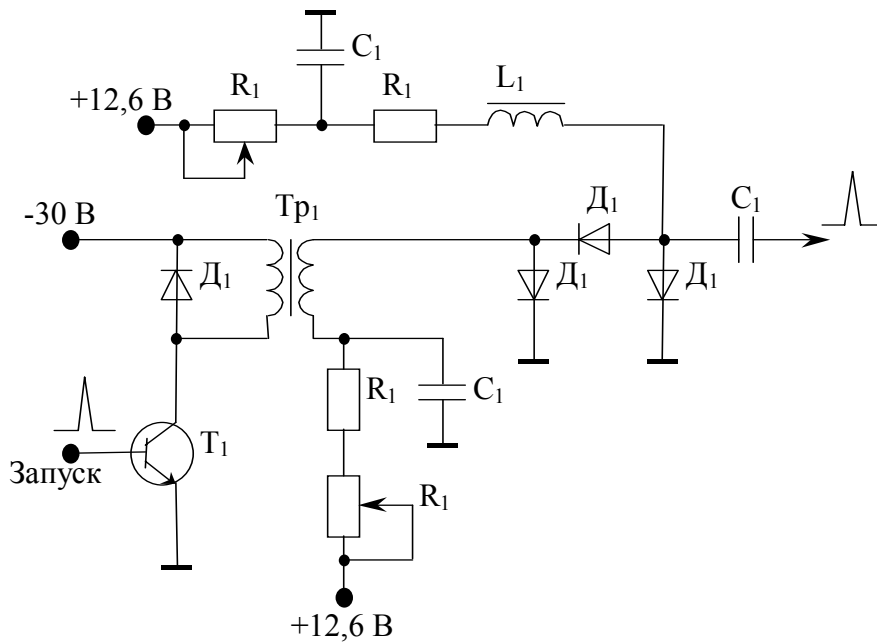


Рис. 2.4.

Для уменьшения длительности импульсов применено последовательное включение обострителей. Импульс со вторичной обмотки трансформатора  $Tr_1$  (с фронтом 15нс) последовательно запирает диоды  $D_2$  и  $D_4$ . После первого обострителя длительность фронта импульса уменьшается до 1,5нс, после второго - до 0,15-0,1нс. Диод  $D_3$  ограничивает напряжение определенного уровня, где скорость нарастания мала, и уменьшает таким образом длительность перепада напряжения, запирающего диод  $D_4$ .

Подобные схемы, при использовании современных ДНЗ, позволяют формировать импульсы с длительностью около 0,1нс при амплитуде до 2В.

В схеме формирователя, представленной на рис. 2.5 в качестве обостряющего элемента использован лавинный диод (S-диод).

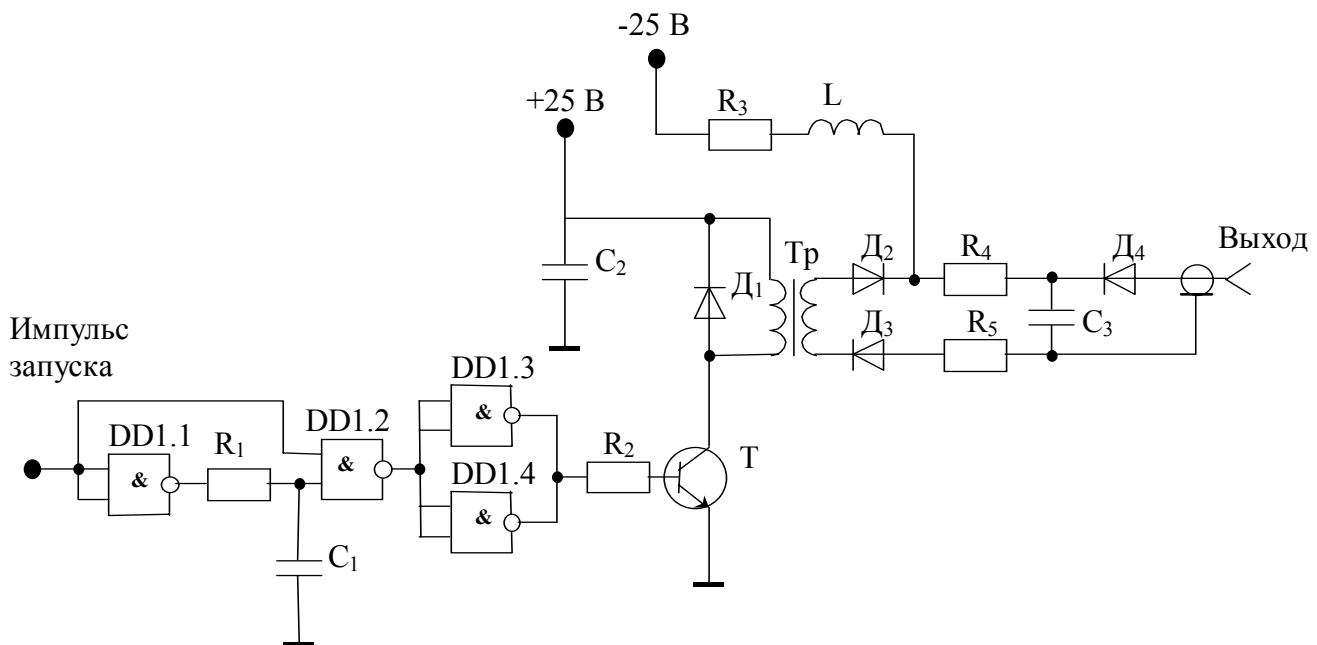


Рис. 2.5.

Схема формирования импульса запуска выполнена на быстродействующей микросхеме DD1, предназначена для выработки управляющего напряжения ключевого каскада. На выходе ключевого трансформаторного каскада, состоящего из транзисторного ключа и импульсного трансформатора, формируется импульс с фронтом  $\approx 50$ нс и амплитудой, достаточной для включения S-диода. В момент включения S-диода на выходе схемы формируется импульс с длительностью переднего фронта 0,5нс и амплитудой равной  $U_p$ . Для ускорения процесса восстановления высокого сопротивления S-диода, на него подается отрицательное смещение. Выход генератора должен быть согласован с симметричной нагрузкой с волновым сопротивлением 25Ом. Схема формирует импульсы амплитудой от 80 до 500В и длительностью переднего фронта до 0,5нс.

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 2.6. Схема содержит управляемый ключ Кл, источник питания E, постоянную индуктивность L, насыщающийся трансформатор Tr, конденсатор C, ДДРВ - Д и нагрузку  $R_n$ .  $C_d$  - емкость диода.



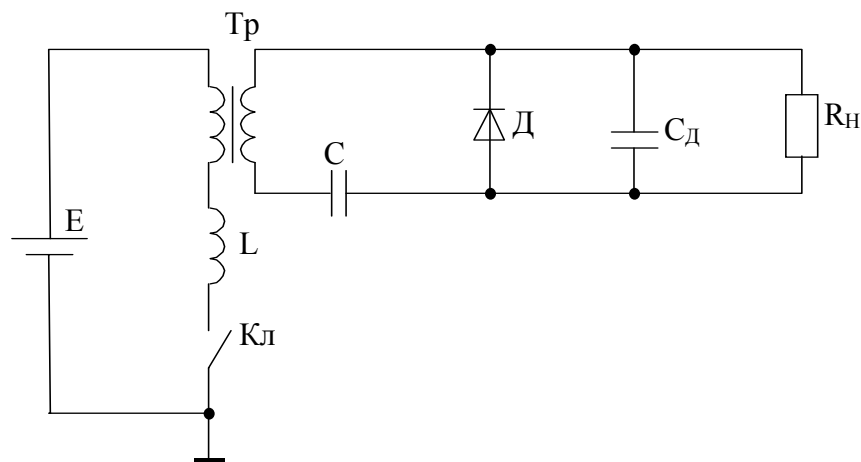


Рис. 2.6 – Схема формирователя с насыщающимся трансформатором.

В момент срабатывания ключа начинается заряд  $C$ . Ток заряда проходит через  $D$  в прямом направлении. Индуктивность в цепи заряда есть сумма  $L$  и индуктивности рассеяния  $Tr-L_s$ , приведенное ко вторичной обмотке. На этапе, когда ключ заперт,  $Tr$  насыщен, индуктивность намагничения  $Tr$  много больше индуктивности в цепи заряда, и их влиянием можно пренебречь. Обмотки  $Tr$  выбраны таким образом, чтобы  $Tr$  замагнился в момент отключения ключа, т.е. в момент максимального заряда  $C$ . Далее происходит разряд  $C$  как через индуктивность вторичной обмотки насыщенного  $Tr$ , так и через ту же цепь, что и при заряде (ключ пропускает обратный ток), но обычно током в цепи заряда на этом этапе можно пренебречь. Ключ можно закрывать сразу после наступления момента максимального заряда  $C$ , при этом он выключается при нулевом или обратном токе, что способствует быстрому его выключению. После формирования импульса  $Tr$  размагничивается из-за прекращения тока обмоток. Время полного размагничивания определяется свойствами применяемого материала магнитопровода и составляет обычно не менее нескольких микросекунд.

Схема, представленная на рис. 2.7, содержит управляемый ключ  $Кл$ , насыщающийся дроссель  $Др$ , конденсатор  $C$ , ДДРВ -  $D$  и нагрузку  $R_n$ .  $C_d$  - емкость диода.

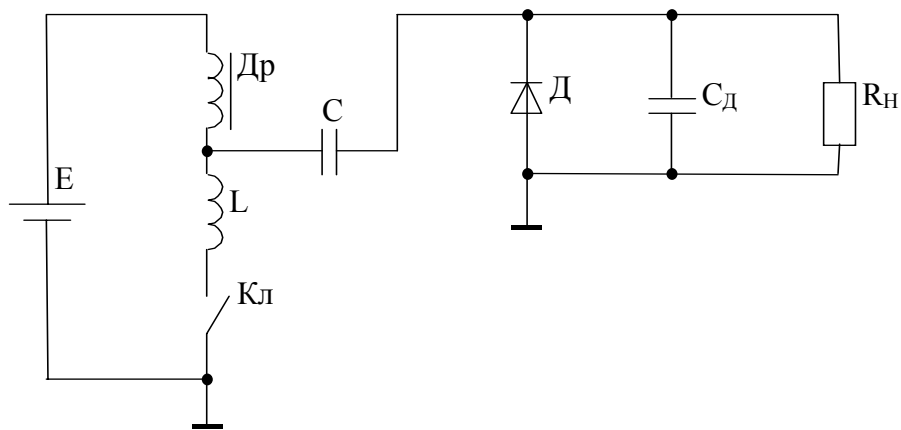


Рис. 2.7 – Схема формирователя с насыщающимся дросселем.

Работа данной схемы полностью аналогична работе предыдущей (рис. 2.6). В момент срабатывания ключа емкость  $C$  разряжается, а после запираия ключа заряжается.

Схемы рис. 2.6 и 2.7 не имеют каких либо дополнительных сопротивлений в цепях формирования прямого и обратного токов диода. Это определяет достаточно высокий КПД схем и следовательно большую частоту повторения. Потери здесь в основном определяются потерями в магнитопроводе. Допустимый перегрев его задает предельную  $f$ . Преимущество данных схем в достаточности только одного ключа и в возможности каскадирования схемы без введения дополнительных ключей.

Двухкаскадная схема с насыщающимися трансформаторами показана на рис. 2.8.

Второй каскад работает аналогично первому, но если для первого каскада входным импульсом является напряжение после ключа, то для второго - выходной импульс первого каскада. Во втором каскаде могут применяться диоды с меньшим временем жизни неосновных носителей заряда ( $t_{ж}$ ), а поскольку время запираия пропорционально  $t_{ж}$ , то двухкаскадная схема позволяет формировать импульсы с меньшим временем фронта.

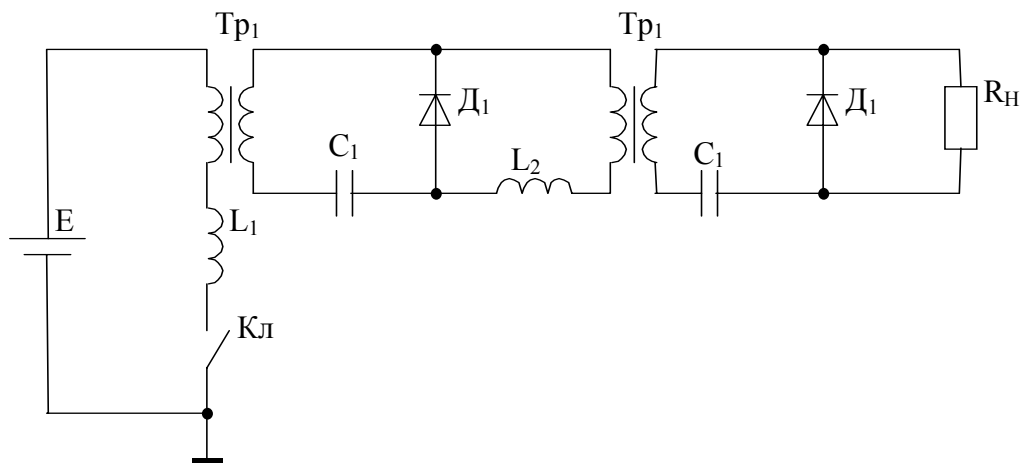


Рис. 2.8 – Схема двухкаскадного формирователя с насыщающимся трансформатором.

Схемы рис. 2.6 и 2.7 требуют применения полностью управляемого ключа (транзисторы, лампы). Использование неуправляемых по выключению ключей (тиристоры, тиратроны и т.п.) в них практически не возможно, так как такой ключ может закрыться только во время импульса обратного тока, длительностью  $t_{\text{off}}$ . А для большинства типов подходящих в качестве ДДРВ диодов это время составляет  $\approx 50 \div 500 \text{ нс}$ . Этого времени не хватает для закрывания даже самых быстродействующих неуправляемых ключей. Для них схема может быть модифицирована введением зарядного сопротивления с током заряда меньше тока удержания ключа. Однако, введение зарядного сопротивления как минимум вдвое снижает КПД и дополнительно ограничивает  $f$ .

Рассмотрим некоторые причины выбора между трансформаторной схемой (рис. 2.6) и схемой с дросселем (рис. 2.7). Схема с трансформатором более удобна тем, что допускает легкую смену полярности выходного импульса, получение одновременных разнополярных выходных импульсов, для чего включают четное число диодов последовательно, а в качестве общей точки берется средняя точка диодов. Трансформаторная схема обладает большей степенью свободы еще и за счет возможности менять соотношение витков первичной и вторичной обмоток. Недосток трансформаторной схемы - появление высокочастотных колебаний на выходном импульсе в некоторых реализациях из-за межобмоточной емкости. У схемы с дросселем может быть еще одно преимущество, т.к. в принципе дроссель с теми же параметрами по

напряжению и времени может быть выполнен на магнитопроводе меньшего размера, что дает меньшую индуктивность насыщения.

С конца 50х годов известны схемы магнитных формирователей импульсов, основанных на применении насыщающихся индуктивностей в LC линиях. Существуют два типа звеньев таких линий: А и Б, показанных на рис. 2.9.

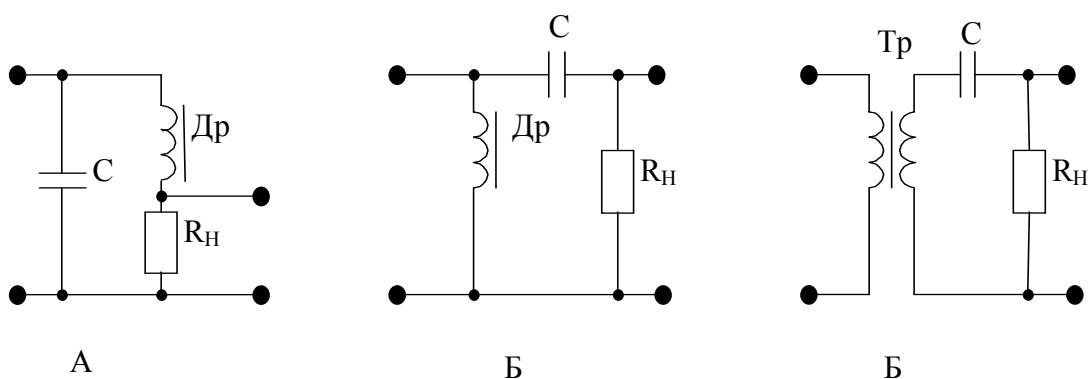


Рис. 2.9.

Легко заметить, что схемы рис. 2.6 и 2.7 за вычетом ключа являются гибридом звена типа Б магнитного формирователя и ДДРВ. Схема, представленная на рис. 2.10 демонстрирует гибридный многокаскадный магнитный формирователь и ДДРВ. Первый каскад схемы  $L_1, C_1$  является звеном типа А.

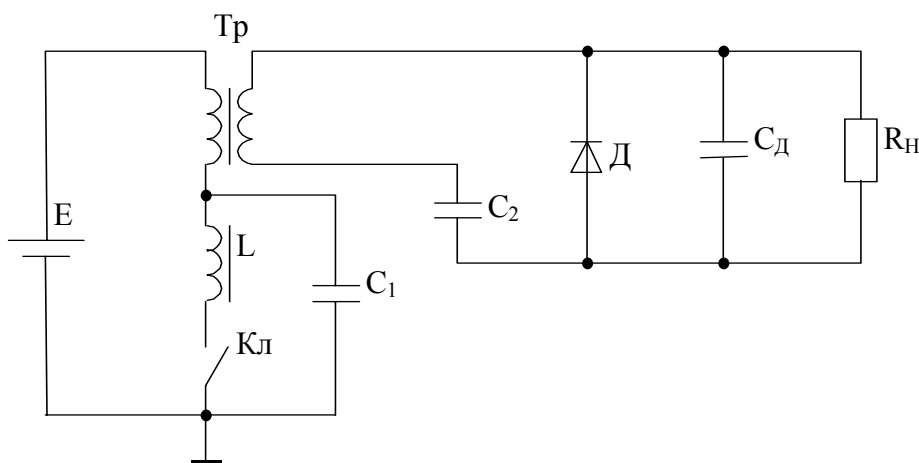


Рис. 2.10 – Схема совмещения многокаскадного магнитного формирователя и ДДРВ.

По результатам исследования различных типов промышленных диодов в качестве ДДРВ можно выявить следующие особенности их применения в схемах формирователей импульсов.

Невозможно судить о результатах работы диода в качестве ДДРВ на основании паспортных данных. Даже прямое падение напряжения на диоде (которое желательно знать для расчета) в наносекундном диапазоне отличается для разных типов, а иногда и экземпляров внутри одного типа.

Повышение общего времени формирования импульса выше некоторой индивидуальной для каждого экземпляра и типа величины при постоянном прямом токе приводит к появлению "предвестника" - медленной части фронта импульса. Предвестник появляется при неполной разрядке конденсатора в схемах рис. 2.6 и 2.7, что свидетельствует о потере зарядов.

Повышение прямого тока выше некоторой индивидуальной для каждого экземпляра и типа величины при постоянном времени также приводит к появлению предвестника. В режиме работы с предвестником диоды имеют большой разброс по амплитуде и форме выходного импульса от экземпляра к экземпляру. При этом невозможно, например, последовательное соединение диодов для наращивания амплитуды импульсов.

Если для всех экземпляров данного типа импульсы формируются без предвестника, разброс параметров импульсов становится малым и возможно последовательное соединение диодов.

В качестве ДЗЛП:

Задержка пробоя растет с величиной мощности диода. Фронт выходного импульса от 1нс до 0,2нс, но последнее значение скорее всего определяется не свойствами диодов, а конструкцией каскада и возможностями измерительных цепей. Остаточное напряжение диодов составляет сотни вольт, т.е. заметную долю лавинного напряжения, и сильно варьируется от экземпляра к экземпляру. При крутизне входного сигнала выше некоторой диоды начинают работать в режиме ДЗЛП и без подачи обратного смещения и в многокаскадном обострителе уже второй каскад не нуждается в подаче смещения.

### 1.3 Схемотехнические способы повышения качественных параметров импульсов

В качестве основных параметров импульсов будем рассматривать амплитуду импульса, длительность импульса (на уровне 0,5 амплитуды), длительность переднего фронта импульса и частоту повторения импульсов.

Рассмотрим дополнительные схемотехнические способы в выходных каскадах схем рис. 2.6, 2.7 и 2.10, позволяющие:

- ✓ применять последовательное соединение диодов для повышения амплитуды импульсов в режиме с предвестником
- ✓ компенсировать предвестник без потери амплитуды
- ✓ сокращать длительность импульса
- ✓ демпфировать повторные импульсы

Схема выходного каскада, позволяющая повысить амплитуду импульса, в режиме работы с предвестником показана на рис. 2.11.

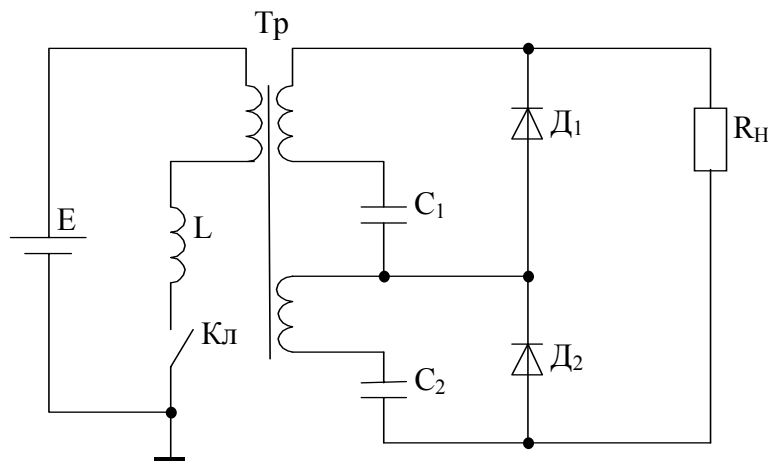


Рис. 2.11 – Схема выходного каскада с последовательным соединением диодов в режиме с предвестником.

Вторичные обмотки трансформатора одинаковые, а конденсаторы подбираются так, что бы диоды запирались одновременно. Необходимые вариации емкости реально не более 10% и легко выполнимы.

Избавится от предвестника или существенно подавить его без потери амплитуды импульса можно постановкой насыщающейся индуктивности между ДДРВ и нагрузкой. Индуктивность выполняется намоткой нескольких витков на

ферритовых кольцах  $\varnothing 7\text{-}\varnothing 10$  и подбирается индивидуально для конкретной реализации схемы.

Сократить длительность импульсов за счет уменьшения времени спада возможно двумя способами. Первый - подключение насыщающейся индуктивности параллельно выходу. Индуктивность должна насытиться в момент достижения максимума амплитуды, тогда время спада определяется включенными параллельно насыщенными индуктивностью последнего звена и дополнительной индуктивностью. При одинаковом материале магнитопровода и начальной намагниченности дополнительная индуктивность может быть сделана меньше индуктивности последнего звена и время спада будет определяться в основном дополнительной индуктивностью. Ограничением является время перемагничивания магнитопровода в насыщенном состоянии. Для ферритов оно не превышает единиц нс.

Второй способ показан на рис. 2.12.

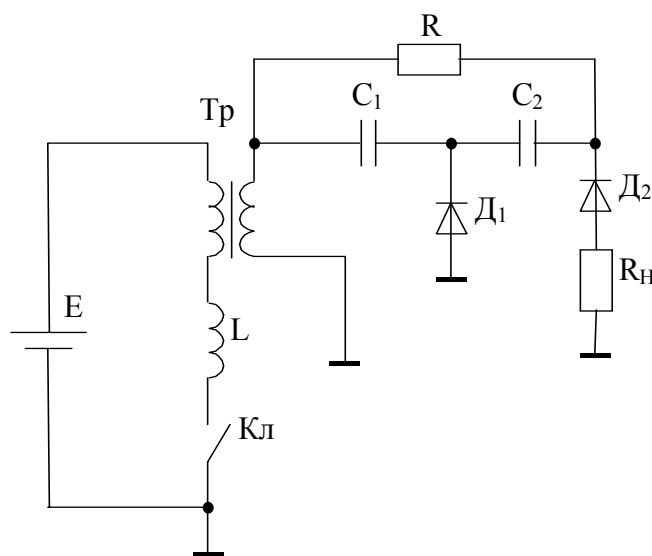


Рис. 2.12.

Между формирующим диодом и нагрузкой подключается последовательно с емкостью  $C_2$  еще один ДДРВ -  $D_2$ .  $C_2$  выбирается так, чтобы пропускать выходной импульс и осекать прямой ток  $D_2$ . Обратным током  $D_2$  является ток нагрузки. Если  $D_1$  и  $D_2$  одинаковы, формируется импульс с равными фронтом и спадом с формой близкой к гауссовской (в режиме без предвестника).

При некотором соотношении выходного сопротивления контура и сопротивления нагрузки, не вся энергия выходного контура попадает в нагрузку

при формировании импульса, в контуре развиваются нелинейные затухающие колебания, и в результате на выходе появляются повторные импульсы уменьшающейся амплитуды. Есть два простых способа исключить их. Первый - та же постановка насыщающейся индуктивности параллельно выходу, насыщение которой должно произойти до окончания импульса. Выход из насыщения происходит за сотни нс - единицы мкс. Появляющиеся в это время импульсы резко уменьшены по амплитуде из-за шунтирования нагрузки насыщенной индуктивностью и потерь в ней, которые дополнительно снижают добротность выходного контура.

Второй способ состоит в использовании последовательно с нагрузкой ДЗЛП, как показано на рис. 2.13.

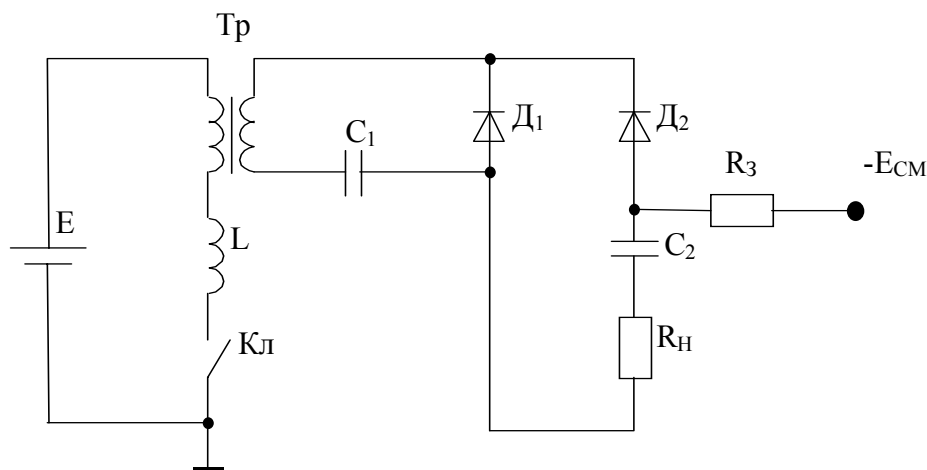


Рис. 2.13 – Схема формирователя с использованием ДЗЛП последовательно с нагрузкой для демпфирования повторных импульсов.

Амплитуды повторных импульсов на ДДРВ может не хватить для отпирания ДЗЛП. Чтобы это произошло надежно, необходимо выбрать время заряда  $C_2$  много большим периода послеимпульсных колебаний.  $C_2$  заряжается через  $R_3$  до напряжения, необходимого для работы ДЗЛП. Если к моменту появления повторного импульса  $C_2$  будет разряжен, правильно выбранный ДЗЛП не откроется даже при равных амплитудах первого и повторных импульсов.

Данные приемы повышения качественных параметров импульсов применимы к большинству схем формирователей импульсов.

На рис. 2.14 приведена схема формирователя с тиристорным ключом.



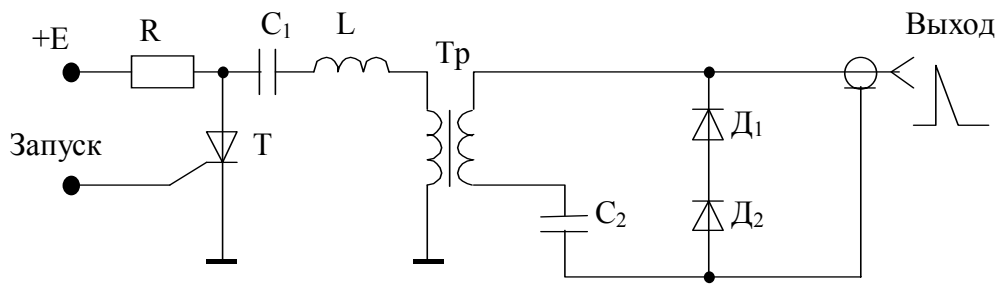


Рис. 2.14.

Емкость  $C_1$  является промежуточным накопителем энергии, ее величина должна быть в несколько раз больше чем  $C_2$ . Частота повторения определяется временем заряда  $C_1$  через  $R_1$  и может достигать  $1 \div 2$  кГц. Напряжение на выходе  $2 \div 4$  кВ на нагрузке  $50 \text{ Ом}$  при длительности фронта  $2 \div 5$  нс, лучшие результаты получаются при использовании в качестве магнитопровода пермаллоев или аморфных сплавов. С целью уменьшения индуктивности диодов они используются в бескорпусном варианте. Добавка к схеме каскада с ДЗЛП позволяют получить импульсы амплитудой  $2,5$  кВ и длительностью фронта  $< 1$  нс.

### 3.1 Разработка функциональной схемы

Основной составляющей функциональной схемы является формирующий элемент. Из всех рассмотренных типов ключевых элементов наиболее соответствует всем предъявляемым требованиям диод полупроводниковый импульсный лавинный (S-диод), свойства которого обусловлены его структурой. Это достаточно новый элемент, предназначенный для формирования видеоимпульсов с субнаносекундными фронтами нарастания и спада, а также радиоимпульсов наносекундной длительности.

Для запуска S-диода необходима схема формирования, вырабатывающая импульс амплитудой до 1000В с длительностью порядка 50нс и фронтом порядка 25нс. Как будет показано ниже, основой этой схемы является преобразователь напряжения, представляющий собой трансформатор, управляемый ключевым каскадом. Функционально схема запуска S-диода состоит из схемы управления ключевым каскадом, ключевого трансформаторного каскада и схемы формирования управляющего напряжения запуска S-диода.

Так как разрабатываемый генератор предназначен для работы совместно с приемником, необходимо формировать синхроимпульс для запуска приемника. Причем, импульс запуска генератора использовать для этой цели нельзя, т.к. вследствие нестабильности срабатывания S-диода (порядка  $\pm 25$ нс) не обеспечивается максимально допустимая задержка синхроимпульса. Таким образом, для формирования синхроимпульса необходима дополнительная схема, которая формирует импульс непосредственно в момент срабатывания S-диода. Эту функцию выполняет схема формирования синхроимпульса.

Для увеличения стабильности срабатывания S-диода, на него необходимо подавать отрицательное смещение. Эту функцию выполняет схема формирования отрицательного смещения S-диода.

Согласующее устройство предназначено для согласования выхода S-диода с нагрузкой. В данном случае нагрузкой служит излучающая антенна.

Таким образом, в состав генератора входят следующие блоки: схема управления ключевым каскадом; ключевой трансформаторный каскад; схема формирования управляющего напряжения запуска S-диода; S-диод; схема формирования отрицательного смещения S-диода; схема формирования синхроимпульса.

## 3.2 Работа по функциональной схеме

Функциональная схема генератора показана на рис.3.1.

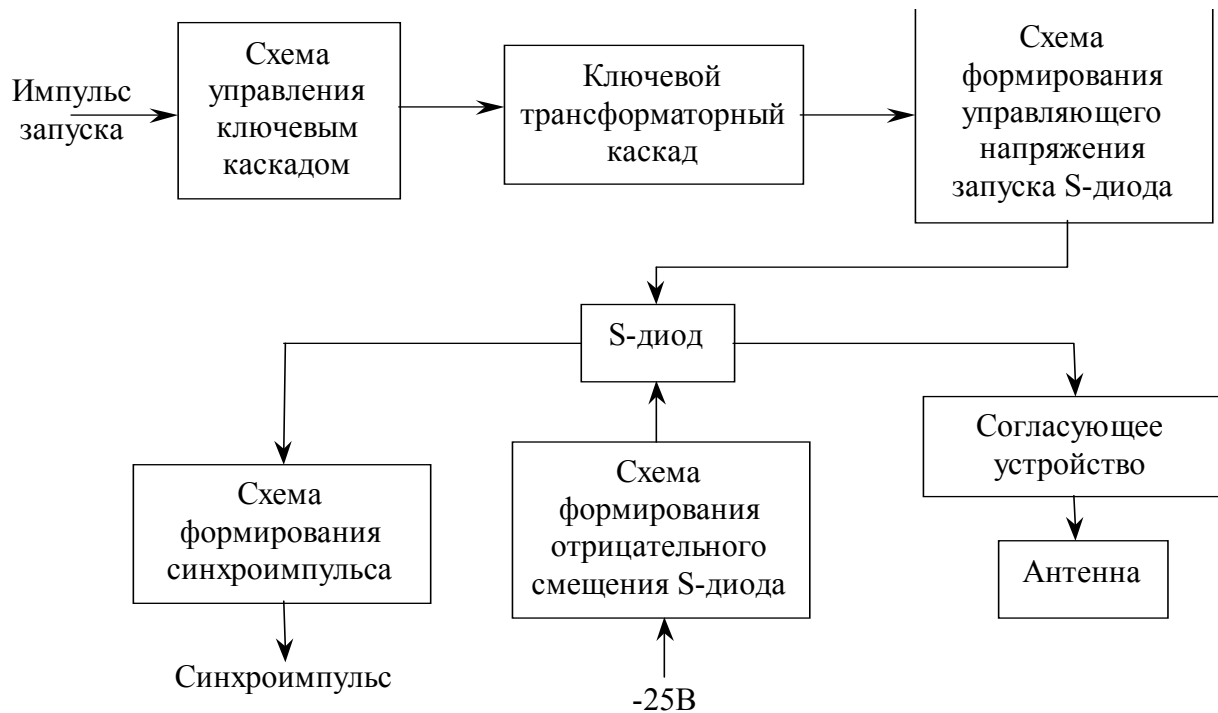


Рис. 3.1 – Функциональная схема генератора

Схема формирования импульса запуска предназначена для выработки управляющего напряжения ключевого каскада. На выходе трансформаторного ключевого каскада формируется импульс с фронтом 50нс и амплитудой напряжения, достаточной для включения S-диода. В момент включения S-диода на выходе схемы формируется импульс с длительностью переднего фронта 0,5нс и амплитудой равной  $U_p$ . В то же время по фронту мощного импульса за счет обеспечения индуктивной связи между цепью S-диода и схемой формирования синхроимпульса формируется импульс амплитудой 5В и длительностью 10÷100нс. Для ускорения процесса восстановления высокого сопротивления S-диода, на него подается отрицательное смещение. Питание генератора осуществляется от трех источников напряжений +5В, +25В и -25В.

## 4 Проектирование принципиальной схемы блока КТК

### 4.1 Выбор схемы и основных ее элементов

Блок КТК предназначен для формирования импульса запуска S-диода, амплитудой до 1000В с длительностью порядка 100нс и фронтом не более 25нс.

Для получения таких импульсов можно использовать различные типы формирователей, таких как мощные электронные лампы, тиратроны и тиристоры, но при использовании таких элементов возникает необходимость в высоковольтном источнике питания. Применение каскадных схем для увеличения напряжения связано со сложностью управления работой многих коммутирующих приборов, находящихся в схеме под различными потенциалами. Наиболее простым и экономически выгодным является использование в качестве преобразователя напряжения импульсного трансформатора. Для преобразования импульсов наносекундной длительности применяются трансформаторы с ферритовым сердечником тороидальной формы.

При формировании импульса, на первичной обмотке трансформатора возникает нежелательный обратный выброс, для устранения которого, параллельно первичной обмотке трансформатора включен диод. Диод выбирается такой, чтоб допустимый прямой ток через него был больше тока обратного выброса. Исходя из этого условия, а также из экономических соображений выбираем диод КД522А.

Для коммутации импульса на входе трансформатора используется транзистор, работающий в ключевом режиме. Транзистор должен обеспечивать необходимое быстродействие для получения заданных параметров импульса. Исходя из условия обеспечения необходимого быстродействия и заданной мощности, выбираем транзистор 2Т916А.

Схема формирования импульса для запуска S-диода представлена на рис. 4.1.

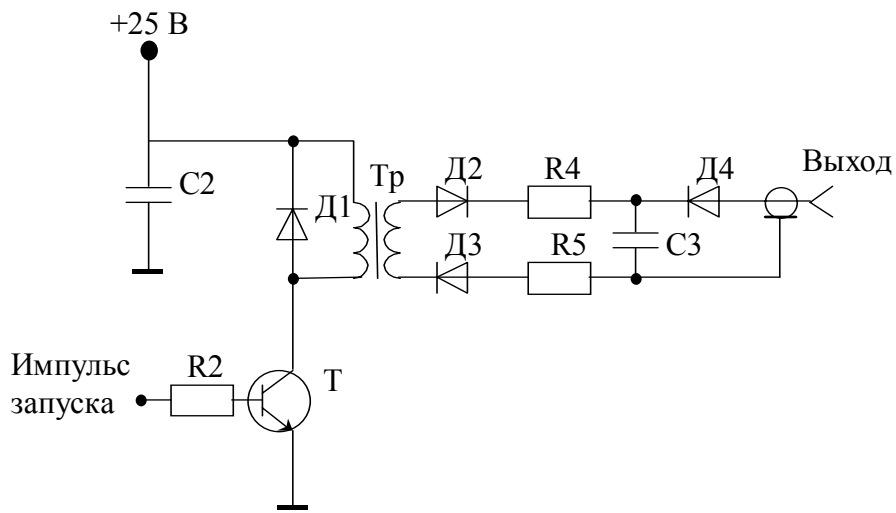


Рис. 4.1 – Принципиальная схема блока КТК

На выходе ключевого трансформаторного каскада, состоящего из транзисторного ключа и импульсного трансформатора, формируется импульс с фронтом  $\approx 50$  нс и амплитудой, достаточной для включения S-диода. В момент включения S-диода на выходе схемы формируется импульс с длительностью переднего фронта 0,5 нс и амплитудой равной  $U_{п}$ .

Для увеличения амплитуды выходного импульса данной схемы предлагается два основных подхода.

**Конструктивный подход.** Увеличение амплитуды выходного импульса ключевого трансформаторного каскада, путем изменения параметров трансформатора за счет изменения материала сердечника и его размеров, а так же изменения числа витком обмоток. Все изменения параметров трансформатора подлежат тщательному расчету.

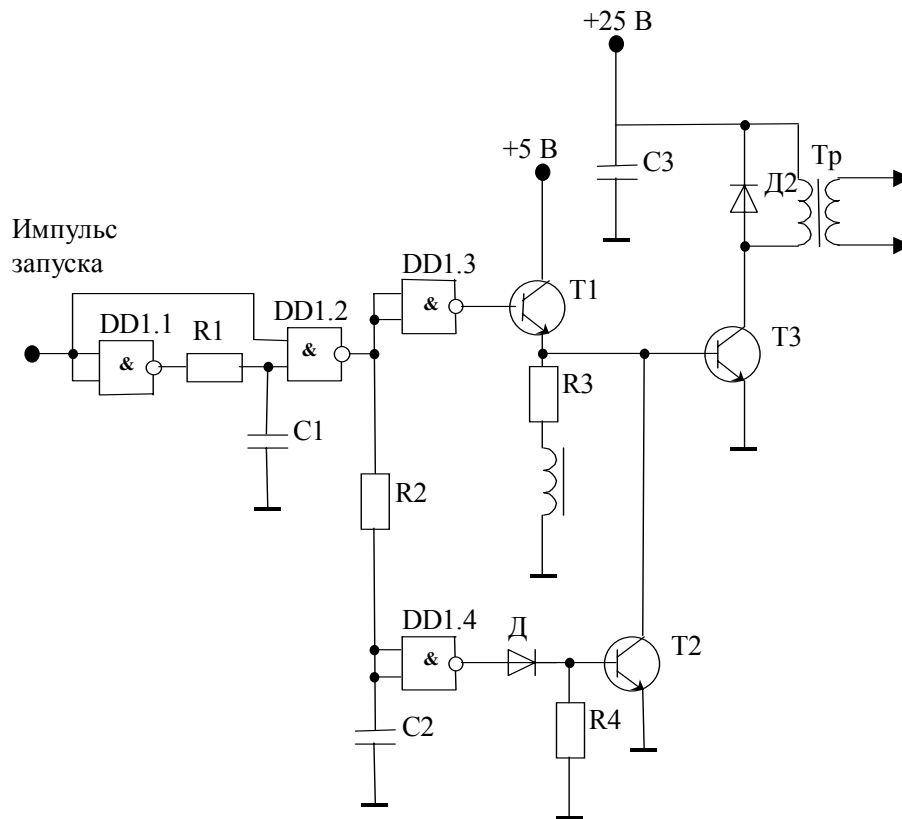


Рис. 4.2 – Вариант схемы ключевого трансформаторного каскада, позволяющий увеличить амплитуду выходного импульса.

Схемотехнический подход. Заключается в изменении схемы путем введения дополнительных элементов, для увеличения амплитуды импульса поступающего на трансформатор. Один из вариантов схемы ключевого транзисторного каскада представлен на рис. 4.2.

При подробном рассмотрении схемотехнического подхода, можно выявить следующее:

Для увеличения амплитуды импульса, подаваемого на трансформатор, необходимо увеличить напряжение питания, что приведет к усложнению преобразователя напряжения, а так же к увеличению потребляемой от источника питания мощности, что крайне не желательно, т.к. первичным источником питания является аккумуляторная батарея +12В, ресурс которой ограничен. Кроме того, при увеличении амплитуды импульса, подаваемого на трансформатор, может возникнуть насыщение сердечника и потеря его свойств.

Таким образом, реально увеличить амплитуду возможно до 30÷35В, т.е. выигрыш в амплитуде получается не значительным, и усложнять конструкцию не целесообразно.





## 4.2 Применение ферритов в генераторах наносекундных импульсов

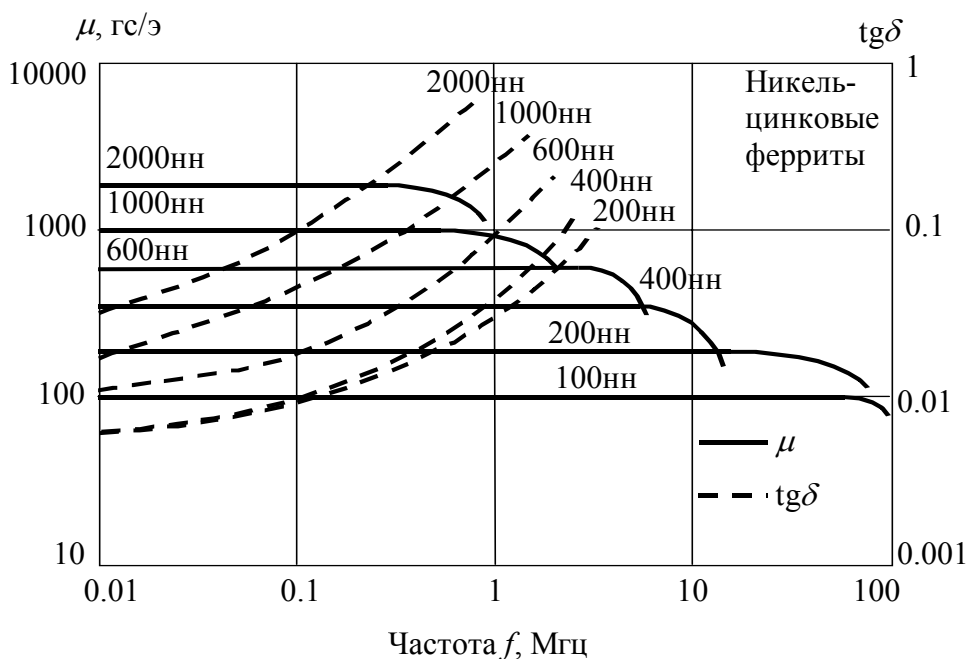
Импульсные трансформаторы являются важнейшими узлами блокинг-генераторов, усилителей и ряда других импульсных устройств. От качества их исполнения в значительной степени зависят параметры электронных устройств в целом. Особо важное значение импульсные трансформаторы имеют в наносекундной импульсной технике. В этом случае к наносекундным импульсным трансформаторам предъявляются два основных, зачастую противоречивых требования: обеспечение достаточной широкополосности и малых потерь – как в сердечнике, так и в обмотках трансформатора. Наиболее полно этим требованиям удовлетворяют импульсные трансформаторы с ферритовыми сердечниками.

В качестве ферритовых сердечников импульсных трансформаторов обычно используют кольцевые сердечники.

Ферриты или точнее метаферриты представляют собой смесь двойных окислов, образуемых окисью железа с окислами других металлов. В радиотехнике наибольшее распространение получили никель-цинковые и марганцево-цинковые ферриты. Их важнейшие зависимости приведены на рисунке 4.3-4.6.

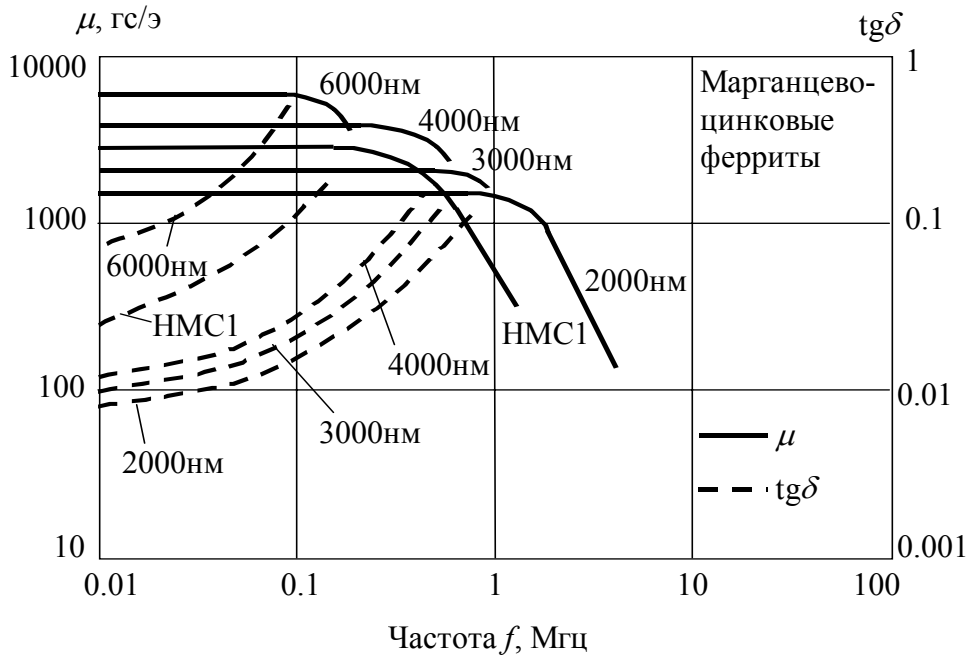
Важнейшей характеристикой ферритов, как магнитных материалов, является магнитная проницаемость  $\mu$ . Ее частотные и температурные зависимости определяют выбор марки феррита для сердечника трансформатора. С целью уменьшения числа витков в обмотках и тем самым снижения паразитных емкостей и индуктивности рассеяния, а также уменьшения потерь в сопротивлениях обмоток желательно выбирать сердечники с высокой магнитной проницаемостью. Величина последней возрастает с повышением однородности материала. Однако при этом происходит снижение широкополосности сердечника. Поэтому при выборе материала сердечника в первую очередь учитываются частотные зависимости ферритов (рис. 4.3 и 4.4). Обычно никель-цинковые ферриты используются на частотах от 1 до 10 МГц, марганцево-цинковые – до частот 1 МГц. На частотах 10-100 МГц используются другие марки

ферритов, например, литий-цинковые. Как следует из рис. 4.3 и 4.4 ферритам с меньшей начальной магнитной проницаемостью свойственна большая широкополосность.

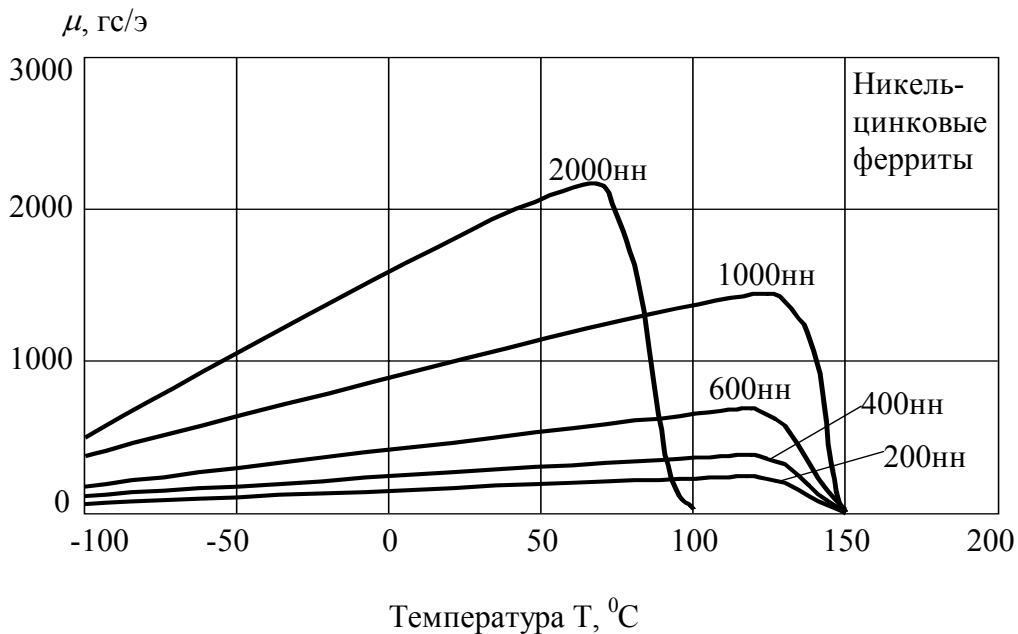


**Рис. 4.3**

Особенностью ферритов является невысокое значение максимально-допустимой рабочей температуры. Это объясняется сравнительно низким значением точки Кюри, характеризующей температуру, при достижении которой теряются ферромагнитные свойства ферритов, изменяются их электропроводность и другие физические характеристики. С возрастанием начальной магнитной проницаемости значение температуры Кюри снижается, поэтому ферритам с большей магнитной проницаемостью присуща большая температурная зависимость проницаемости (рис. 4.5 и 4.6).



**Рис. 4.4**

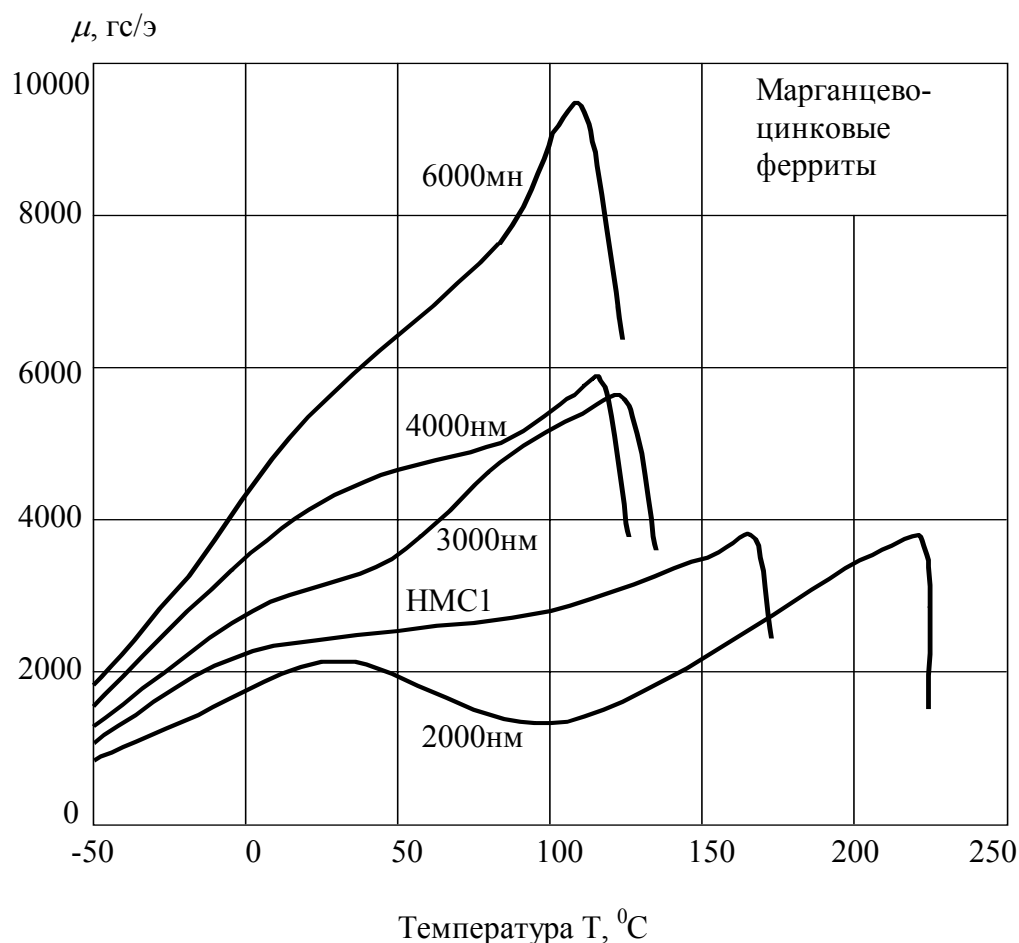


**Рис. 4.5**

При нормальной температуре ферриты имеют относительно высокое удельное сопротивление, равное  $10^3 - 10^6 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  для никель-цинковых и свыше  $10^2 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  для марганцево-цинковых ферритов. Поэтому потери на вихревые токи в ферритах пренебрежимо малы, а преобладающее влияние оказывает либо потери на гистерезис, например, в никель-цинковых ферритах, либо потери на последствие (магнитную вязкость) в марганцево-цинковых ферритах.

Величина потерь возрастает с увеличением частоты перемагничивания. При этом ферритам с большей проницаемостью свойственны более высокие потери (рис. 4.3 и 4.4). При одинаковой магнитной проницаемости в области частот до 1МГц меньшими потерями обладают марганцево-цинковые ферриты, а в области более высоких частот – никель-цинковые.

По своим характеристикам для наносекундных импульсных трансформаторов наиболее пригодны никель-цинковые ферриты. Для передачи импульсов большой длительности используют марганцево-цинковые ферриты.



**Рис. 4.6**

Как уже указывалось, основным параметром, определяющим выбор марки феррита, является магнитная проницаемость. При этом необходимо учитывать, что для сердечников в импульсных трансформаторах первостепенное значение имеет не величина магнитной проницаемости на переменном токе  $\mu$ , а значение, так называемой, импульсной магнитной проницаемости  $\mu_{\Delta}$ . Это утверждение обусловлено тем, что при воздействии однополярных импульсов, в отличие от

воздействия переменного тока, перемещение рабочей точки по кривой перемагничивания происходит не по предельной симметричной петле гистерезиса, а по некоторой кривой, называемой предельной петлей частного цикла (рис. 4.7). Значение импульсной магнитной проницаемости определяется по параметрам петли частного цикла с помощью соотношения:

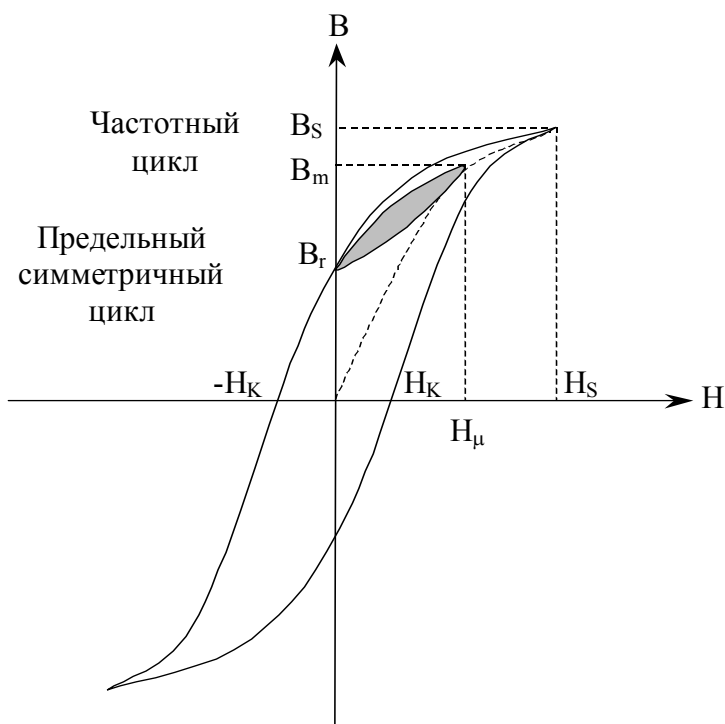
$$\mu_{\Delta} = \frac{B_m - B_r}{H_{\mu}} \quad (4.1)$$

где  $B_m$  – магнитная индукция;

$B_r$  – остаточная магнитная индукция;

$H_{\mu}$  – напряженность магнитного поля, соответствующая магнитной индукции  $B_m$ .

Проницаемость  $\mu_{\Delta}$  на частном цикле значительно меньше магнитной проницаемости  $\mu = B_m / H_{\mu}$ , определяющей процесс намагничивания сердечника при синусоидальном напряжении. Из соотношения (4.1) следует, что это различие тем значительней, чем выше остаточная индукция  $B_r$ . Поэтому для сердечников импульсных трансформаторов более предпочтительными являются ферриты с большим отношением  $B_s / B_r$ , где  $B_s$  – индукция насыщения. Исходя из этого, для импульсных трансформаторов следует выбирать сердечники с минимальной прямоугольностью петли гистерезиса.



## Рис. 4.7

В большинстве случаев значение импульсной магнитной проницаемости в справочных данных не приводится. Поэтому ее величину следует определять экспериментальным путем или выбирать сердечник, ориентируясь на значение отношения  $B_s/B_r$ .

Выше были приведены основные характеристики ферритов, которые необходимо учитывать при выборе его марки для сердечника трансформатора.

Отечественной промышленностью выпускается четыре группы кольцевых ферритовых сердечников с различными отношениями наружного диаметра  $D$  к внутреннему диаметру  $d$ . В импульсных трансформаторах обычно используются сердечники с отношением диаметров 1.6 и 2.0. Сердечники с отношением 2.5 применяются в высокочастотных катушках индуктивности, с отношением 1.4 – в трансформаторах запоминающих и переключающих устройств.

Для наносекундных импульсных трансформаторов характерно значительное влияние на их работу паразитных эффектов. Рассмотрим эквивалентную схему трансформатора, которая учитывает основные паразитные параметры трансформатора.

Основным элементом эквивалентной схемы трансформатора является индуктивность намагничивания  $L$  первичной обмотки. С учетом вышесказанного, величина этой индуктивности может быть найдена с помощью соотношения:

$$L = \frac{4 \cdot \pi \cdot S \cdot W \cdot \mu_{\Delta}}{l} \cdot 10^{-9} \text{ гн} \quad (4.2)$$

где  $S$  – поперечное сечение сердечника в см<sup>2</sup>;

$l$  – средняя длина магнитного пути в см;

$W$  – число витков первичной обмотки;

$\mu_{\Delta}$  – импульсная магнитная проницаемость, Гн/м.

Существенное влияние на работу импульсного трансформатора оказывают потери в сердечнике. Влияние потерь проявляется в увеличении тока на

перемагничивание трансформатора. В эквивалентной схеме трансформатора необходимость увеличения тока на перемагничивание, связанного с потерями в сердечнике, отображаются в виде дополнительных ветвей. Потери в ферритовом сердечнике могут быть учтены цепочкой, включенной параллельно индуктивности первичной обмотки  $L$ , и представляющей собой последовательное соединение сопротивления потерь  $R_{\Pi}$ , емкости потерь  $C_{\Pi}$  и индуктивности  $L_{\mu}$ . Значения элементов цепочки потерь могут быть определены с помощью соотношений:

$$R_{\Pi} = 2 \cdot \pi \cdot f_{zp} \cdot L \quad (4.3)$$

$$C_{\Pi} = \frac{K^2}{(2 \cdot \pi \cdot f_{zp})^2 \cdot L} \quad (4.4)$$

$$L_{\mu} = \frac{L}{\mu_H} \quad (4.5)$$

где  $f_{zp}$  – граничная частота, при которой значение магнитной проницаемости в два раза меньше начальной магнитной проницаемости  $\mu_H$ ;

$K=5 \div 20$  – коэффициент, учитывающий соответствие частотных зависимостей магнитной проницаемости и эквивалентной цепочки потерь  $R_{\Pi}$ ,  $C_{\Pi}$ ,  $L_{\mu}$ .

Величина  $C_{\Pi}$  обычно столь велика, что ею часто пренебрегают.

Указанная цепочка потерь позволяет правильно учитывать потери в ферритовом сердечнике при частотах, меньших некоторого граничного

значения  $f_{\mu=1} \approx f_{zp} \sqrt{\mu_H}$ , при которой магнитная проницаемость  $\mu_H$

становится равной единице. Поскольку величина частоты  $f_{\mu=1}$  для ферритов, применяемых в импульсных трансформаторах, имеет порядок десятков и сотен мегагерц, указанная цепочка удовлетворительно отображает потери в ферритовом сердечнике, если правильно определены значения коэффициента  $K$ .

При передаче наносекундных импульсов имеют место быстрые изменения напряжений и токов, что создает неравномерность распределения тока вдоль обмоток и наводит электродвижущие силы, обусловленные магнитным рассеиванием. Учет последнего явления может быть осуществлен введением в эквивалентную схему сосредоточенной индуктивности рассеяния  $L_s$ .

Величина этой индуктивности для трансформатора с ферритовым сердечником может быть определена с помощью соотношения:

$$L_s \approx 32 \cdot W \cdot a \cdot \left( \ln \frac{2 \cdot \Delta}{d_{II}} - \beta \right) \text{ см} \quad (4.6)$$

где  $a$  – приведенное значение стороны сечения ферритового сердечника:

$$a = 0.25 \cdot (2 \cdot h + D - d) \quad (4.7)$$

$\Delta$  - расстояние между витками обмоток;

$d_{II}$  – диаметр провода обмотки;

$\beta$  - коэффициент, зависящий от числа витков первичной обмотки и определяемый из графика рис. 4.8.

При быстрых изменениях напряжений на обмотках существенное влияние на величину токов трансформатора оказывают токи смещения. Учет этих токов достигается введением в эквивалентную схему трансформатора эффективных значений распределенных емкостей первичной обмотки  $C_1$ , вторичной обмотки  $C_2$  и междуобмоточной емкости  $C_{12}$ .

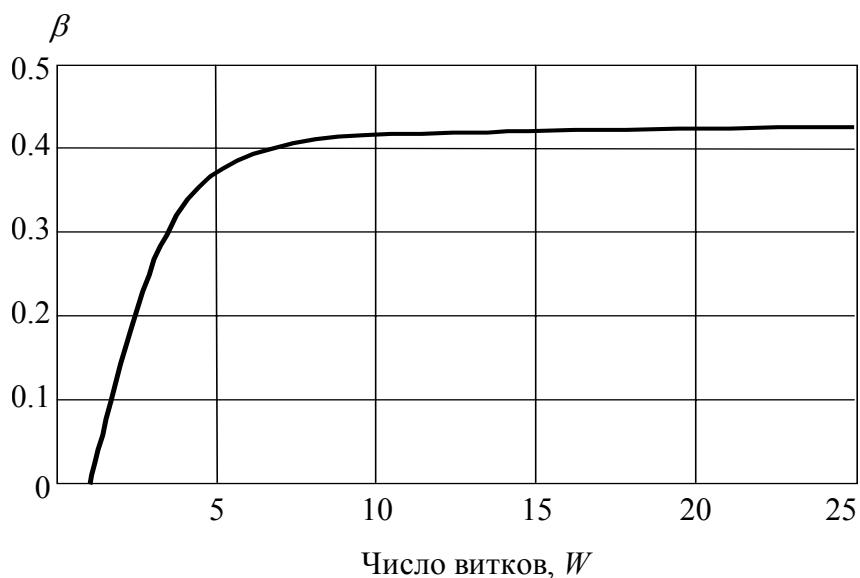


Рис. 4.8

С учетом изложенного эквивалентную схему трансформатора можно представить в виде, показанном на рис. 4.9. Здесь  $R_0$  – сопротивление провода первичной обмотки, а идеальный трансформатор осуществляет лишь функцию передачи напряжения. Однако указанная схема неудобна для расчета трансформатора вследствие трудностей учета паразитных емкостей.



Поэтому емкость вторичной обмотки и междуобмоточную емкость пересчитывают в первичную обмотку.

Распределенная емкость вторичной обмотки пересчитывается в первичную с помощью соотношения:

$$C'_2 = n^2 \cdot C_2 \quad (4.8)$$

где  $n=W_1/W_2$  – коэффициент трансформации;

$W_1$  и  $W_2$  – число витков в первичной и вторичной обмотках трансформатора.

Междуобмоточную емкость  $C_{12}$  при коэффициенте трансформации, равном единице и меньше, можно считать включенной параллельно емкости первичной обмотки без ее пересчета. В том случае, когда коэффициент трансформации больше единицы, междуобмоточная емкость предполагается включенной параллельно емкости вторичной обмотки. Для ее пересчета в первичную обмотку используют соотношение

$$C'_{12} = (n^2 + n + 1) \cdot C_{12} \quad (4.9)$$

если направления включения обмоток одинаковы, и

$$C'_{12} = (n + 1)^2 \cdot C_{12} \quad (4.10)$$

при противоположных направлениях включения обмоток.

Таким образом, полная паразитная емкость в эквивалентной схеме трансформатора равна сумме емкостей  $C_1$ ,  $C'_2$  и  $C'_{12}$ .

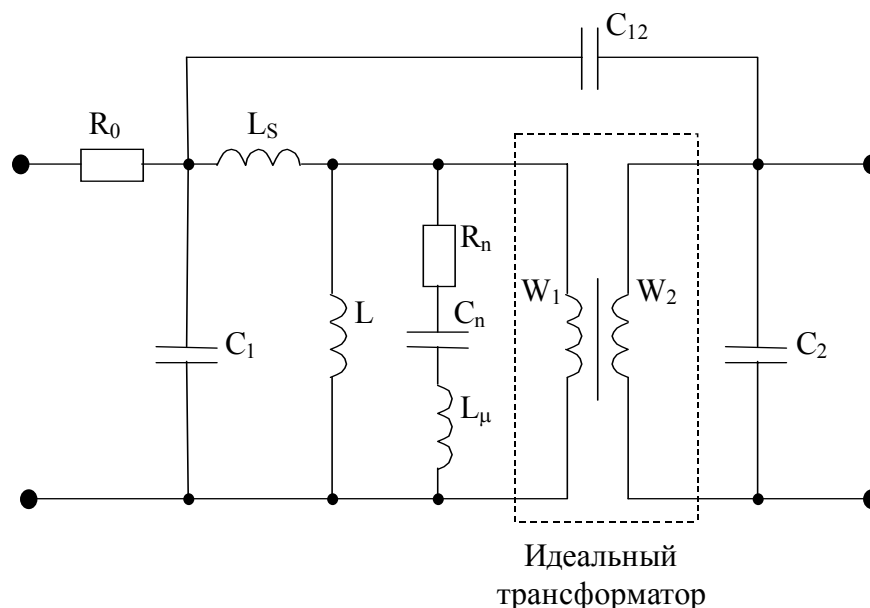


Рис. 4.9

Приведенная на рис. 4.9 эквивалентная схема трансформатора может быть так же упрощена за счет исключения некоторых из ее элементов. Так, например, при числе витков обмоток менее  $50 \div 100$  можно пренебречь влиянием сопротивления проводов  $R_0$ . В случае передачи импульсов, энергетический спектр которых ограничен полосой частот существенно меньшей, чем  $f_{\mu=1} \approx f_{zp} \sqrt{\mu_H}$ , можно исключить из схемы индуктивность  $L_\mu$ . Если длительность импульса

$$t_u \ll R_{II} \cdot C_{II} \quad (4.11)$$

то можно пренебречь также влиянием емкости потерь  $C_{II}$ , поскольку за время действия импульса напряжение на этой емкости изменится незначительно.

Если выполняется условие:

$$T_3 = \sqrt{L_s \cdot C_{12}} \ll T_0 = \sqrt{L \cdot (C_1 + C_2 + C_{12})} \quad (4.12)$$

то влиянием индуктивности рассеяния можно пренебречь.

Практика проектирования наносекундных трансформаторов показывает, что последние условия, как правило выполняются. Поэтому для расчета наносекундных трансформаторов можно использовать упрощенную эквивалентную схему, представленную на рис. 4.10.

В электронных устройствах параллельно обмоткам трансформаторов подключены нагрузки и паразитные емкости монтажа, ламп и транзисторов, которые также необходимо учитывать в процессе расчета.

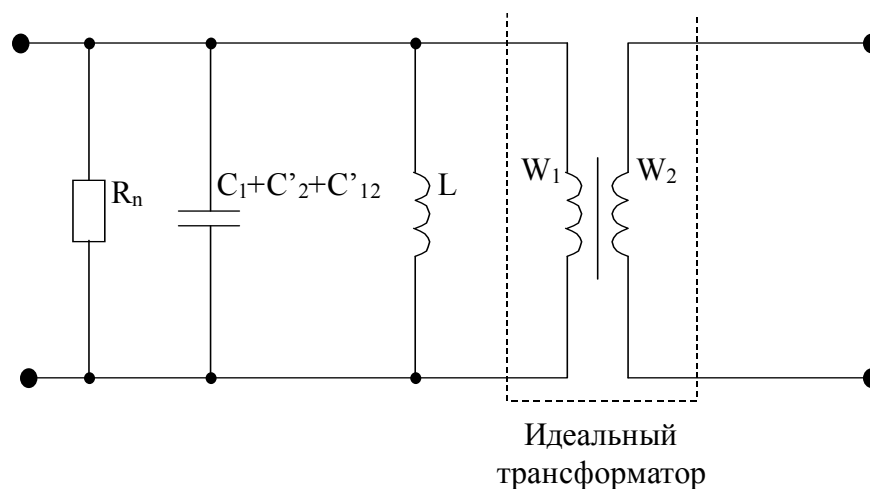


Рис. 4.10

Параллельно емкости первичной обмотки в электронных устройствах включена емкость  $C_{вых}$ , равная сумме выходной емкости активного элемента и паразитной емкости монтажа первичной цепи. Параллельно емкости вторичной обмотки включена емкость нагрузки  $C_n$  и паразитная емкость монтажа вторичной цепи. В некоторых устройствах, например, блокинг-генераторе, параллельно междуобмоточной емкости включена проходная емкость  $C_{np}$  активного элемента (лампы или транзистора). С учетом указанных емкостей общая паразитная емкость трансформатора  $C_0$  равна:

$$C_0 = C_1 + C_{вых} + C_2 + n^2 \cdot (C_n + C_{мон}) + C_{12} + (n^2 + n + 1) \cdot C_{np} \quad (4.13)$$

Учет сопротивления нагрузки  $R_n$ , включенного параллельно вторичной обмотке, осуществляется путем его пересчета в первичную обмотку с помощью соотношения:

$$R'_n = \frac{R_n}{n^2} \quad (4.14)$$

В упрощенной эквивалентной схеме трансформатора сопротивление нагрузки  $R'_n$  включено параллельно сопротивлению потерь. Следовательно, сопротивление потерь в трансформаторе оказывается равным:

$$R_э = \frac{R_{\Pi} R_n}{R_{\Pi} + R_n} \quad (4.15)$$

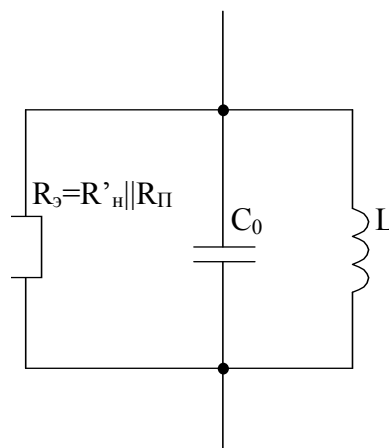


Рис. 4.11

При наличии третьей обмотки учет ее элементов осуществляется аналогичным способом. С учетом приведенных выше замечаний эквивалентную схему трансформатора можно представить в виде рис. 4.11.



### 4.3. Методика расчет трансформатора на ферритовом сердечнике

Основным требованием, предъявляемым к конструкции наносекундных импульсных трансформаторов, является обеспечение минимальных значений паразитных емкостей и индуктивностей рассеяния, поскольку их наличие ведет к увеличению времени запаздывания и длительности переднего фронта передаваемого импульса.

Снижение паразитной емкости трансформатора достигается уменьшением междуобмоточных емкостей путем использования сердечника с малой диэлектрической проницаемостью или путем разнесения обмоток (рис. 4.12). Так как для разнесенных обмоток характерна большая индуктивность рассеяния, для получения минимальной междуобмоточной емкости обычно используют сердечники с малой диэлектрической проницаемостью.

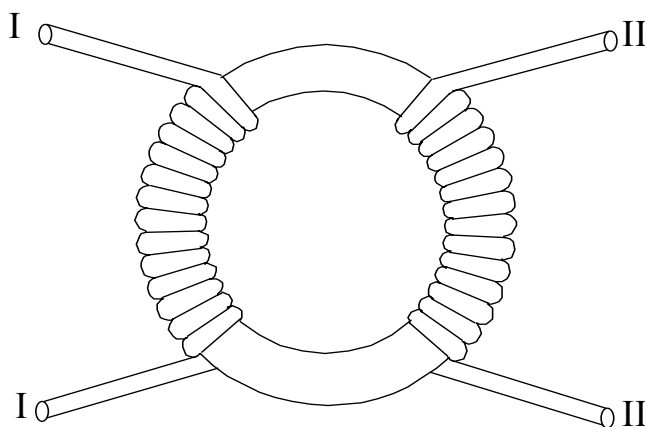


Рис. 4.12

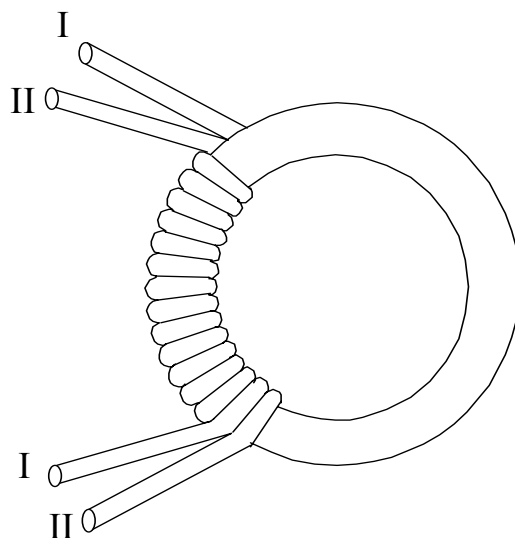


Рис. 4.13

К числу таких сердечников относятся сердечники из никель-цинковых ферритов.

Минимальные индуктивности рассеяния имеют место при плотной однослойной намотке (рис. 4.13). Переход к двухслойной намотке вызывает увеличение индуктивности рассеяния. Замена же плотной однослойной намотки разнесенной ведет к пяти – десяти кратному увеличению индуктивности рассеяния. Уменьшению последней способствует выбор сердечника с малым диаметром кольца и использование в обмотках провода большого диаметра с тонкой изоляцией.

Указанные замечания должны учитываться при расчете трансформатора для передачи импульсов с минимальными искажениями.

Исходными данными для такого расчета являются:

- ✓ величина индуктивности намагничивания  $L$ ;
- ✓ сопротивление и емкость нагрузки,  $R_n$  и  $C_n$ ;
- ✓ паразитные емкости монтажа, ламп и транзисторов  $C_{мон}, C_1, C_2, C_{12}, C_{вых}, C_{пр}$ ;
- ✓ коэффициент трансформации  $n$ ;
- ✓ длительность передаваемых импульсов  $t_u$ ;
- ✓ длительность переднего фронта импульса  $t_f$ ;

В результате расчета должны быть определены характеристики сердечника и параметры обмоток. Ниже приводится порядок расчета трансформатора и используемые при этом расчетные соотношения.

1. Исходя из схемы электронного устройства и используемых активных элементов с помощью соотношения (4.13) определяется паразитная емкость  $C_0$ . Поскольку емкости обмоток трансформатора могут быть определены при известных параметрах трансформаторов, то при ориентировочном расчете обычно полагают

$$C_1=C_2=1\div 3n\Phi, C_{12}=2\div 5n\Phi, C_{мон}=5\div 10n\Phi.$$

2. При заданной индуктивности и известной паразитной емкости трансформатора находят максимально допустимое значение индуктивности рассеяния и сопротивления потерь:

$$L_{s\max} = (0.01 \div 0.1) \cdot L \cdot \frac{C_0}{C'_{12}} \quad (4.16)$$

$$R_{\Pi\max} = \frac{R_э \cdot R'_н}{R'_н - R_э} \quad (4.17)$$

Величина сопротивления  $R_э$  для усилителей определяется из условия получения требуемой добротности трансформатора. При расчете трансформаторов для блокинг-генераторов обычно полагают  $R_э \approx R_н$ .

3. Учитывая найденное сопротивление потерь  $R_{\Pi\max}$  и используя графики рис. 4.14, а так же соотношения (4.3) и (4.4), определяют по заданной индуктивности намагничивания максимальное значение потерь  $C_{\Pi}$  и граничную частоту  $f_{зр}$ . Проверяют выполнение условия (4.11), Если последнее выполняется, то емкость  $C_{\Pi}$  можно не учитывать.

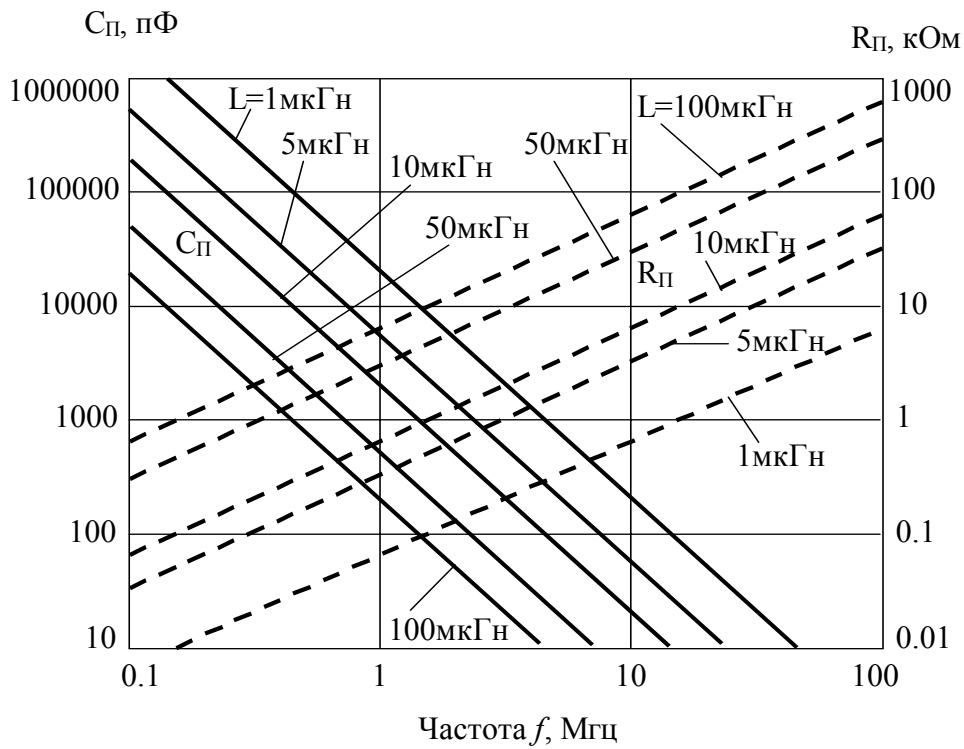


Рис. 4.14

4. На основе полученного значения граничной частоты и данных, приведенных выше, выбирают марку феррита. При этом для выбранного феррита должно выполняться условие:

$$\frac{1}{t_{\phi}} < f_{cp} \cdot \sqrt{\mu_n} = f_{\mu=1} \quad (4.18)$$

где  $t_{\phi}$  – длительность переднего фронта импульса.

5. Задаются параметрами обмотки ( $\Delta$ ,  $d_{II}$  и  $\beta=0.4$ ) и находят величину:

$$m = \ln \frac{2 \cdot \Delta}{d_{II}} - \beta \quad (4.19)$$

Подставляя значение  $m$  в соотношение (4.6) и определяя из последнего значение  $S \cdot W_{21}$ , с помощью соотношения (4.2) находят среднюю длину магнитного пути:

$$l \leq \frac{\pi}{256 \cdot m^2} \cdot \frac{L_{smax}^2 \cdot \mu \cdot \Delta}{L} \quad (4.20)$$

где  $L_{smax}$  – максимально допустимое значение индуктивности рассеивания, определяемое с помощью соотношения (4.16).

По величине средней длины магнитного пути, определяют тип кольца сердечника.



6. Определяется для выбранного кольцевого сердечника площадь поперечного сечения и с помощью соотношения (4.2) находят количество витков обмоток:

$$W_1 = \sqrt{\frac{L}{4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot \Delta} \cdot \frac{l}{S}} \quad (4.21)$$

$$W_2 = n \cdot W_1$$

7. Проверяют возможность размещения обмоток в окне выбранного сердечника с помощью соотношения:

$$1.2 \cdot d_{II}^2 \cdot (W_1 + W_2) \leq \frac{\pi \cdot (d^2 - d_g^2)}{4} \quad (4.22)$$

если сердечник крепится центральным винтом, и:

$$1.2 \cdot d_{II}^2 \cdot (W_1 + W_2) \leq S_0 \quad (4.23)$$

если крепление сердечника осуществляется иным способом.

Здесь  $S_0$  – площадь окна сердечника;

$d_g$  – диаметр отверстия, необходимого для крепления сердечника винтом.

8. Используя соотношение:

$$B = B_r + 10^8 \cdot U_m \cdot \frac{t_u}{W \cdot S} < B_s \quad (4.24)$$

проверяется отсутствие насыщения сердечника при его работе в схеме. При расчете транзисторных схем можно полагать, что амплитуда импульса  $U_m$  равна напряжению питания  $E_k$ . При невыполнении условия (4.24) необходимо выбрать другой сердечник.

Если в ходе расчета не выполняется какое-либо условие, то необходимо провести иной выбор характеристик конструкции.

## 4.4. Программа расчета трансформатора на ферритовом сердечнике

Расчет трансформатора проводим согласно методике, приведенной в пункте 4.3.

Для автоматизированного расчета воспользуемся пакетом программ MathCad. Данный пакет программ обладает мощными вычислительными возможностями, имеет удобный встроенный интерфейс, позволяющий вводить начальные данные, получать рассчитанные данные, а также дает возможность легко контролировать промежуточные значения.

Программа расчета включает в себя блок исходных данных, дополнительных исходных данных, выбираемых априорно для некоторого предполагаемого сердечника и блок расчета параметров сердечника и обмоток. На основании данных расчета необходимо выбрать сердечник, ввести дополнительные данные, соответствующие выбранному сердечнику и проверить отсутствие насыщения сердечника.

Листинг программы:

Исходные данные:

Амплитуда вх-х импульсов, В:.....  $U1=25$   
Амплитуда вых-х импульсов, В:.....  $U2=1000$   
Длительность импульса, с:.....  $t_i=100 \cdot 10^{-9}$   
Длительность фронта импульса, с:.....  $t_f=25 \cdot 10^{-9}$   
Частота следования импульса, Гц:.....  $F=100 \cdot 10^3$   
Сопротивление нагрузки, Ом:.....  $R_n=10^9$   
Емкость нагрузки, Фр:.....  $C_n=2 \cdot 10^{-12}$   
Паразитные емкости монтажа, Фр:.....  $C1=2 \cdot 10^{-12}$   $C2=2 \cdot 10^{-12}$   
 $C12=3.5 \cdot 10^{-12}$   
 $C_{mon}=7.5 \cdot 10^{-12}$   
Выходная емкость активного элемента, Фр:.....  $C_{vih}=20 \cdot 10^{-12}$

Дополнительные исходные данные (выбираются для предполагаемого сердечника):

Средняя длина магнитного пути, см:.....  $l=30 \cdot 10^{-1}$

Магнитная проницаемость:.....  $\mu=280$

**Остаточная магнитная индукция:.....  $B_r=1650$**

Магнитная индукция:.....  $B_m=3000$

Поперечное сечение сердечника, см<sup>2</sup>:.....  $S=0.04$

Число витков первичной обмотки:.....  $W=5$

Начальная магнитная проницаемость  $\mu_n$ :.....  $\mu_n=100$

Граничная частота, при которой значение магнитной проницаемости в два раза меньше

начальной магнитной проницаемости  $\mu_n$ , МГц:.....  $f_{gr}=100 \cdot 10^6$

При расчете трансформатора для передачи импульсов с минимальными искажениями исходные данные дополняются:

Индуктивность намагничивания L:

$H_\mu := \frac{B_m}{\mu}$  - напряженность магнитного поля, соответствующая магнитной индукции

$\mu_\Delta := \frac{B_m - B_r}{H_\mu}$  - импульсная магнитная проницаемость

$$L := \frac{4 \cdot \pi \cdot S \cdot W \cdot \mu_\Delta \cdot 10^{-9}}{1}$$

Определение паразитной емкости C0:

$n := \frac{U_2}{U_1}$  - коэффициент трансформации

$$n = 40$$

$C'2 := n^2 \cdot C_2$  - пересчет распределенной емкости вторичной обмотки

в первичную обмотку

$C'12 := (n^2 + n + 1) \cdot C_{12}$  - пересчет межобмоточной емкости в первичную обмотку

$$C_0 := C_1 + C_{vih} + C'2 + n^2 \cdot (C_n + C_{mo}) + C'12$$

$$C_0 = 2.417 \cdot 10^{-8}$$

Максимально допустимое значение индуктивности рассеяния:

$$L_{smax} := 0.15 \cdot L \cdot \frac{C0}{C'12}$$

Максимально допустимое значение сопротивления потерь:

$$R'n := \frac{Rn}{n^2} \quad \text{- пересчет сопротивления нагрузки в первичную обмотку}$$

$$R_p := 2 \cdot \pi \cdot f_{gr} \cdot L \quad \text{- сопротивление потерь}$$

$$R_e := \frac{R_p \cdot R'n}{R_p + R'n}$$

$$R_{pmax} := \frac{R_e \cdot R'n}{R'n - R_e}$$

Используя графики рис. 4.14 определяется граничная частота:

$$f_{gr} := 80 \cdot 10^6$$

Используя полученные данные, выбирается марка феррита 100ВЧ

(для выбранного феррита должно выполняться условие):

$$\frac{1}{tf} < f_{\mu 1}$$

$$f_{\mu 1} := f_{gr} \sqrt{\mu n} \quad \text{- частота, при которой магнитная проницаемость равна 1}$$

$$\frac{1}{tf} = 4 \cdot 10^7 \quad f_{\mu 1} = 8 \cdot 10^8$$

Условие выполняется.

Определяется величина m:

$$\beta := 0.2$$

$$\Delta := 0.01 \cdot 10^{-3} \quad \text{- расстояние между витками обмоток}$$

$$d_p := 0.15 \cdot 10^{-3} \quad \text{- диаметр провода обмотки}$$

$$m := \ln \left( \frac{2 \cdot \Delta}{d_p} \right) - \beta$$

Средняя длина магнитного пути:

$$l_s := \frac{\pi}{256 \cdot m^2} \cdot \frac{L_{smax}^2 \cdot \mu \cdot \Delta}{L}$$

$$l_s = 3.895$$

По величине средней длины магнитного пути определяется тип кольца сердечника:  
полученной длине магнитного пути наиболее близко подходит тип кольца  
K16x10x3, которое имеет среднюю длину магнитного пути 4.01 см

$$l := 4.01$$

Для выбранного сердечника находится количество витков обмоток:

$$S := 0.09$$

$$W1 := \sqrt{\frac{L}{4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot \Delta} \cdot \frac{1}{S}}$$

$$W2 := n \cdot W1$$

$$W1 = 1.927 \quad W2 = 77.076$$

Проверяется отсутствие насыщения сердечника при его работе  
исходя из условия:

$$B < B_s$$

$B_s := 3670$  - индукция насыщения

$U_m := 30$  - амплитуда импульса

$$B := B_r + 10^8 \cdot U_m \cdot \frac{t_i}{W1 \cdot S}$$

$$B = 3.3810^3 \quad B_s = 3.67 \cdot 10^3$$

Насыщение сердечника отсутствует

Трансформатор наматывается на никель-цинковом ферритовом сердечнике марки 100вч с типом кольца K16x10x3. Обмотки однослойные. Первичная обмотка содержит 2 витка провода, вторичная 80.

Процесс изготовления импульсного трансформатора с ферритовым сердечником включает следующие операции:

- ✓ обмотку сердечника изоляционной лентой шириной 3÷4мм из лакоткани или полиэтиленовой пленки;
- ✓ намотку обмоток трансформатора проводом диаметра 0.1÷0.25мм типа ПЭЛ или ПЭЛШО;
- ✓ обмотку слоем лакоткани (пленки);

- ✓ крепление трансформатора к плате из гетинакса с последующей обмоткой лакотканью и обволакиванием эпоксидной смолой.

Поскольку вес импульсного трансформатора с ферритовым сердечником относительно невелик ( $5\div 10\text{г}$ ), его крепление осуществляется припайкой выводимых контактов.

Так как поле рассеивания у трансформаторов с ферритовым кольцевым сердечником очень мало, внешний экран не используется.

## 4.5. Импульсные свойства транзистора и работа транзистора в ключевом режиме

При работе транзистора в импульсных режимах можно различить два крайних случая: работу в линейном режиме и в режиме переключения.

В разрабатываемом устройстве транзистор блока КТК работает в режиме переключения, или, как говорят в режиме ключа.

При работе в ключевом режиме рабочая точка транзистора перемещается из области насыщения в область отсечки и обратно. При включении транзистора ток инжектированных носителей возрастает настолько, что накопление заряда в базе становится весьма существенным явлением, в значительной степени определяющим работу транзистора.

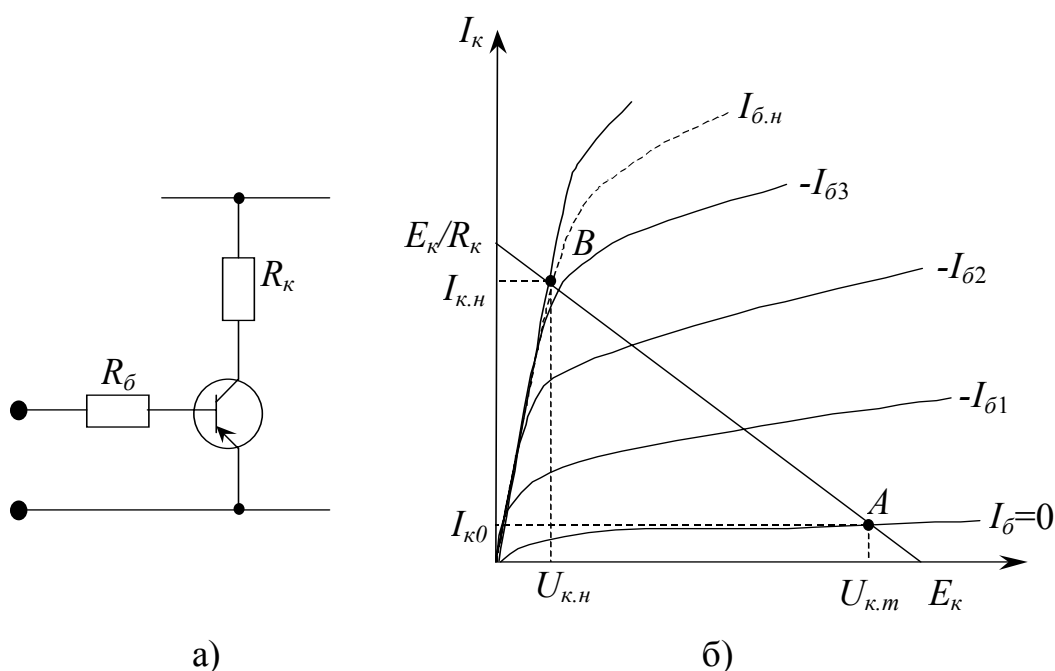


Рисунок 4.15 – Схема простейшего транзисторного ключа, включенного по схеме с ОЭ (а), и семейство коллекторных характеристик (б)

На рис. 4.15 приведена схема простейшего ключа с транзистором в схеме ОЭ и соответствующие ключевому режиму положения рабочих точек на семействе коллекторных характеристик: точка А – ключ разомкнут, транзистор в области отсечки, ток через него мал; точка В – ключ замкнут, транзистор в области насыщения. Напряжение на транзисторе мало, а ток максимально возможный в данной схеме:

$$I_{\kappa} \approx \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa}} \quad (4.25)$$

Качество транзисторного ключа определяется минимальным напряжением на транзисторе в открытом состоянии и минимальным током в закрытом, а так же скоростью переключения из одного состояния в другое.

Для того чтобы рабочая точка попала из области отсечки (точка А) в область насыщения (точка В), необходимо задать ток базы:

$$I_{\bar{o}} \geq \frac{I_{кн}}{\beta_{ст}} = \frac{E_{к}}{R_{к} \cdot \beta_{ст}} = I_{\bar{o},н}, \quad (4.26)$$

где  $\beta_{ст}$  – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОБ для случая большого сигнала

$$\beta_{ст} \approx \frac{I_{к.н}}{I_{\bar{o}}}, \quad (4.27)$$

где  $I_{к.н}$  – ток коллектора, соответствующий границе насыщения.

Если глубина насыщения возрастает, т.е. увеличивается ток базы, соответственно и ток эмиттера, то возрастает и заряд, инжектированный в базу. В базе транзистора происходит дополнительное накопление заряда, что приводит к большей инерционности транзистора при его выключении, поскольку для удаления накопленного в базе заряда потребуется большее время.

На рис. 4.16 показаны диаграммы базового и коллекторного токов, а также распределение инжектированных дырок в базе транзистора для трех случаев:

1.  $I_{\bar{o}1} = I_{\bar{o},н}$ , т.е. рабочая точка находится на границе активной области и области насыщения.
2.  $I_{\bar{o}2} > I_{\bar{o},н}$ , т.е. рабочая точка находится в области насыщения.
3.  $I_{\bar{o}3} > I_{\bar{o}2}$ , т.е. эмиттерный ток увеличился, рабочая точка находится еще глубже в области насыщения.

В случае 1 распределение носителей в базе такое же, как при работе транзистора в активной области, т.е. концентрация дырок около эмиттера определяется напряжением на эмиттерном переходе

$$\left( p_{nэ} = p_{n0} \cdot \text{EXP} \left[ \frac{e \cdot U_{э}}{r \cdot T} \right] \right).$$

Концентрация дырок около коллектора практически равна нулю, поскольку все дырки, дошедшие до коллектора, захватываются полем перехода и переходят в область коллектора.

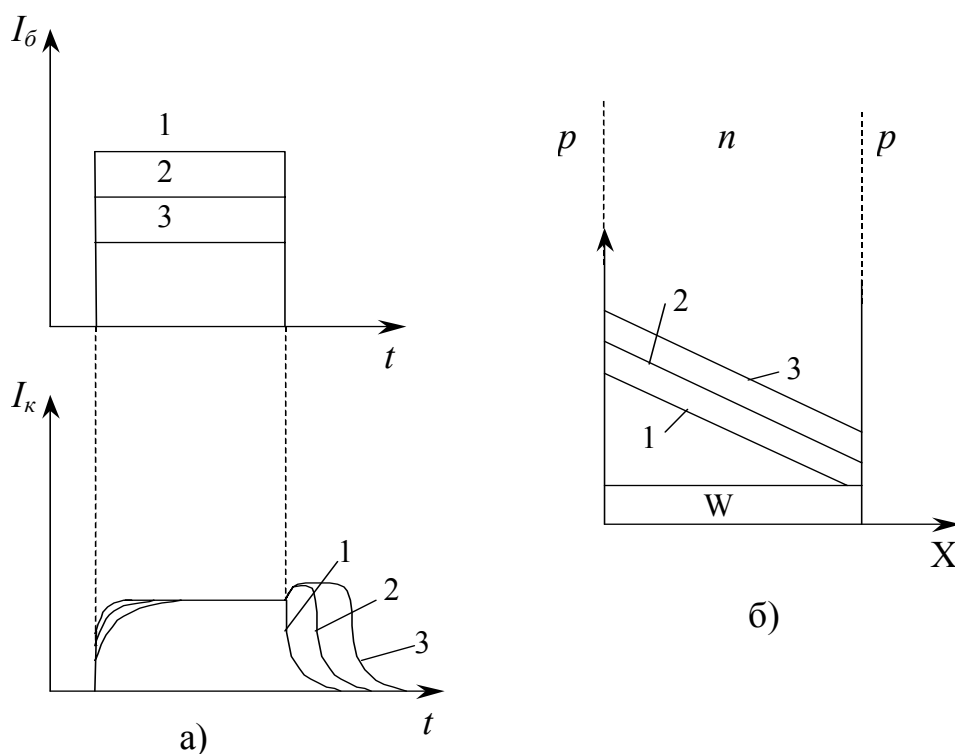




Рисунок 4.16 – Формы кривых коллекторного и базового токов (а) и распределение инжектированных дырок в базе при импульсном сигнале (б)

Ток, идущий к коллектору через базу, диффузионный, зависящий от градиента концентрации дырок в базе  $\Delta p/\omega$  (т.е. тангенса угла наклона прямой 1 на рис. 4.17) и равный

$$I_{к.н} \approx \alpha \cdot e \cdot D_p \cdot \frac{\Delta p}{\omega} \quad (4.28)$$

Величина коллекторного тока в режиме насыщения максимально возможная при заданном коллекторном напряжении нагрузки, будет определяться соотношением (4.25).

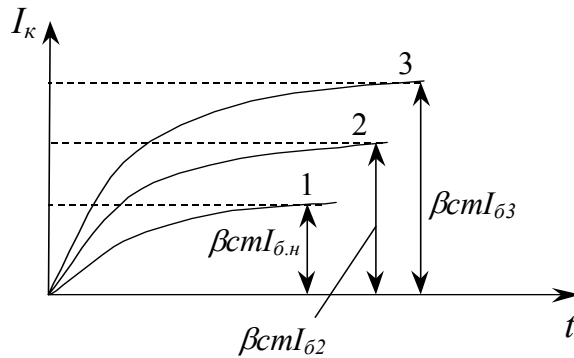


Рисунок 4.17 – Формирование фронта при включении транзистора

При увеличении входного сигнала (случай 2) коллекторный ток увеличиться не может, поскольку он определяется сопротивлением нагрузки и примерно равен  $I_{к.н}$ . Эмиттерный ток транзистора, вошедшего в режим насыщения, возрастает настолько, насколько увеличился базовый ток  $I_э = I_б + I_{к.н}$ .

Число инжектированных эмиттером дырок увеличивается, в базе дополнительно накапливается заряд (см. линию 2 рис. 4.16). Поскольку коллектор не в состоянии отводить все диффундирующие к нему дырки (этому препятствует сопротивление в цепи коллектора), концентрация дырок около коллектора в режиме насыщения превысит равновесную (см. рис. 4.16, б).

Если базовый, а соответственно и эмиттерный ток увеличится еще больше (случай 3), то это приведет к еще большему накоплению дырок в базе (линия 3 на рис. 4.17).

Процесс включения транзистора можно рассмотреть с точки зрения накапливаемого в нем заряда.

Если считать, что заряд в базе изменяется, главным образом, за счет рекомбинации и тока базы, который является разностным между токами эмиттера и коллектора, то можно записать:

$$\frac{dQ}{dt} = I_б - \frac{Q}{\tau} \quad (4.29)$$

где  $Q$  – суммарный заряд неосновных носителей, накопленный в базе;

$\tau$  – эффективное время жизни носителей в базе.

Первый член правой части уравнения (4.29) характеризует накопление носителей в базе за счет токов, протекающих через электроды транзистора, второй член характеризует убыль заряда за счет рекомбинации.

Решение уравнения (4.29) при условии, что в начальный момент накопление отсутствовало, будет иметь

вид:

$$Q(t) = I_{\bar{\sigma}} \cdot \tau \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (4.30)$$

Из (4.28) получим:

$$I_{\kappa} = \alpha \cdot e \cdot D_p \cdot \frac{\Delta p}{\omega} = \alpha \cdot Q \cdot \frac{2 \cdot D_p}{\omega^2}, \quad (4.31)$$

где  $Q = \frac{\Delta p \cdot \omega}{2}$  (из рис. 4.17 при единичной площади эмиттерного перехода)

Отсюда

$$Q = I_{\kappa} \cdot \frac{\omega}{2 \cdot \alpha \cdot D_p} = I_{\kappa} \tau_{\alpha}, \quad (4.32)$$

где  $\tau_{\alpha} = \frac{\omega}{2 \cdot \alpha \cdot D_p}$ .

Учитывая формулы (4.30) и (4.32), получим:

$$i_{\kappa} = I_{\bar{\sigma}} \cdot \frac{\tau}{\tau_{\alpha}} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (4.33)$$

Поскольку  $\tau_{\alpha} \approx \tau \cdot (1 - \alpha)$ , то с удовлетворительной точностью

$$i_{\kappa}(t) = \beta_{cm} \cdot I_{\bar{\sigma}} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (4.34)$$

т.е. переходный процесс характеризуется постоянной времени, равной эффективному времени жизни носителей в базе транзистора. Со временем коллекторный ток возрастает экспоненциально, стремясь к установившемуся значению, равному  $\beta_{cm} \cdot I_{\bar{\sigma}}$ . Однако, когда транзистор входит в режим насыщения, коллекторный ток перестает изменяться, достигнув величины  $I_{\kappa,н} = E_{\kappa} / p_{\kappa}$  (см. рис. 4.17). Если считать, что включение транзистора заканчивается в момент, когда он входит в насыщение и коллекторный ток достигает величины  $I_{\kappa,н}$ , то из уравнения (4.34) можно рассчитать соответствующую этому моменту длительность фронта.

Действительно:

$$I_{\kappa,н} = \beta_{cm} \cdot I_{\bar{\sigma}} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t_{\phi}}{\tau}} \right), \quad (4.35)$$

откуда

$$t_{\phi} = \tau \cdot \ln \frac{\beta_{cm} \cdot I_{\bar{o}}}{\beta_{cm} \cdot I_{\bar{o}} - I_{к.н}}$$

Для  $t \ll \tau$  выражение (4.34) принимает вид:

$$i_{к}(t) = \beta_{cm} \cdot I_{\bar{o}} \cdot \frac{t}{\tau} \quad (4.36)$$

Отсюда легко вычислить длительность фронта при сильном сигнале

$$t_{\phi} = \tau \cdot \frac{I_{к.н}}{\beta_{cm} \cdot I_{\bar{o}}} \quad (4.37)$$

На рис. 4.18 показан этап формирования фронта при включении транзистора для трех случаев, соответствующих рис. 4.16.

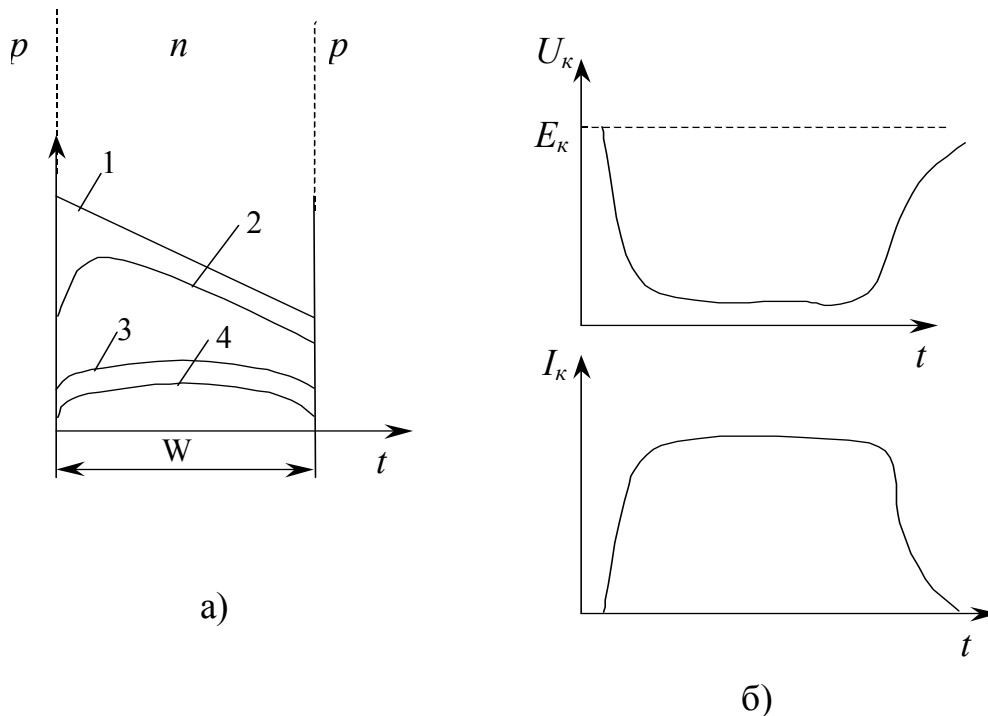


Рисунок 4.18 – Распределение дырок в базе транзистора и форма коллекторного тока и напряжения при выключении транзистора

При подаче на эмиттерный переход запирающего напряжения время включения транзистора будет зависеть от величины заряда, накопленного в базе. Рассмотрим подробнее процесс выключения транзистора.

В начальный момент, поскольку эмиттерный переход включен в обратном направлении, он будет работать, как коллектор, и через него будут выходить дырки, накопившиеся в базе (происходит разряд диффузионной емкости). Одновременно дырки исчезают вследствие рекомбинации в базе (рис. 4.18, а).

Понижается концентрация дырок и около коллекторного перехода, при этом положительное смещение на коллекторном переходе снижается. В момент, когда концентрация дырок около коллектора станет равновесной, напряжение на коллекторном переходе будет равно нулю (кривая 3 на рис. 4.18, б). В последующий момент концентрация дырок около коллектора станет меньше равновесной,  $p$ - $n$  - переход начнет расширяться и напряжение на коллекторном переходе будет отрицательным. Однако ток коллектора в течении некоторого

времени (времени заднего фронта) продолжает оставаться больше тока  $I_{к0}$ , так как теперь дырки удаляются из базы и через коллекторный переход. И только после того как концентрация дырок в базе достигнет равновесного значения, рабочая точка зафиксируется в стационарном положении (рис. 4.18, кривая 4).

Таким образом, область перехода транзистора из режима насыщения можно разбить на два этапа. Первый - с момента, когда подан запирающий импульс, и до момента, когда напряжение на коллекторном переходе стало равным нулю. Длительность этого периода соответствует «полочки» на рис. 4.18, б и зависит от величины заряда, накопленного в базе, т.е. от того, как глубоко находится транзистор в режиме насыщения. Второй – от момента, когда коллекторное напряжение становится равным нулю, и до окончания переходного процесса.

Для того чтобы характеризовать глубину насыщения транзистора, вводят понятие степени насыщения:

$$N = \frac{I_{\bar{\delta}} - I_{\bar{\delta}.н}}{I_{\bar{\delta}.н}}, \quad (4.38)$$

где  $N$  – степень насыщения;

$I_{\bar{\delta}}$  – ток базы;

$I_{\bar{\delta}.н}$  – ток базы, соответствующий границе насыщения т.е. той точке на статических характеристиках, в которой при заданном сопротивлении нагрузки напряжение на коллекторном переходе  $U_{к.б}$  становится равным нулю.

Чем выше степень насыщения, тем больше в базе накапливается дырок и тем хуже быстродействие транзистора. Поэтому не рекомендуется увеличивать степень насыщения транзистора свыше 2-3, а для быстродействующих схем стараются работать на границе насыщения (т.е. при  $N \approx 0$ ).

Для расчета ключевых схем вводят параметры, характеризующие работу транзистора при больших сигналах.

1. Статический коэффициент усиления по току  $\beta_{ст}$ , измеряемый обычно в схеме с ОЭ,

$$\beta_{ст} = \frac{I_{к} - I_{к0}}{I_{\bar{\delta}} + I_{к0}}. \quad (4.39)$$

Обычно  $\beta_{ст}$  измеряется в режимах, при которых  $I_{к0} \ll I_{к}$ , поэтому

$$\beta_{ст} \approx \frac{I_{к}}{I_{\bar{\delta}}}. \quad (4.40)$$

2. Напряжение между эмиттером и коллектором транзистора в режиме насыщения  $U_{к.н}$ . Этот параметр характеризует качество транзисторного ключа в схеме с ОЭ во включенном (замкнутом) состоянии. Напряжение  $U_{к.н}$  измеряется при определенной величине коллекторного и базового токов или другими словами при определенной глубине насыщения.

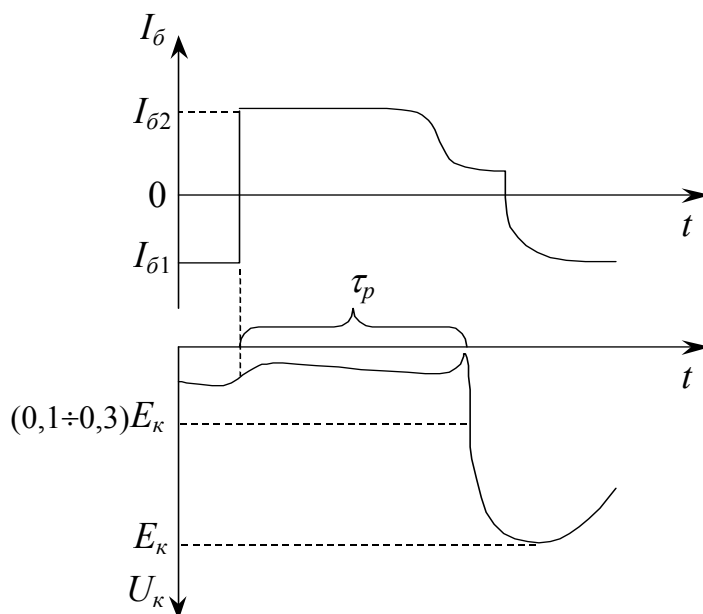


Рисунок 4.19 – Форма импульсов при работе транзистора в режиме переключения

3. Степень насыщения в схеме с ОЭ равна отношению разности величин прямого тока базы и тока, при котором транзистор находится на границе насыщения (см. формулу 4.29).

4. Напряжение между базой и эмиттером транзистора в режиме насыщения  $U_{б,н}$  измеряется при тех же условиях, что и напряжение  $U_{к,н}$ .

5. Время рассасывания  $\tau_p$  – интервал времени между моментом подачи на базу транзистора запирающего импульса и моментом, когда напряжение на коллекторе достигает уровня  $(0,1-0,3) \cdot E_k$  (рис. 4.19).

Поскольку время рассасывания зависит от глубины насыщения транзистора, оно измеряется при определенной величине коллекторного и базового токов.

Из электронных ключей лучшими ключевыми свойствами обладают транзисторные ключи.

Закрытый транзистор обладает очень большим сопротивлением утечки (сотни килоом), а открытый очень малым внутренним сопротивлением (несколько ом). Мощность рассеяния в транзисторе незначительна по сравнению с мощностью, отдаваемой в нагрузку. Паразитные емкости транзистора сравнительно малы, но вследствие накопления носителей инерция ключа, если не принимать специальных мер, может быть значительной.

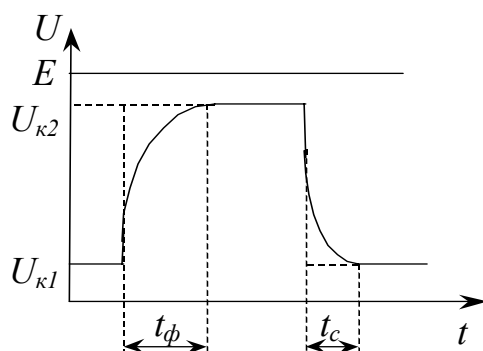


Рис. 4.20 – Форма импульса на ключе с внутренней емкостью

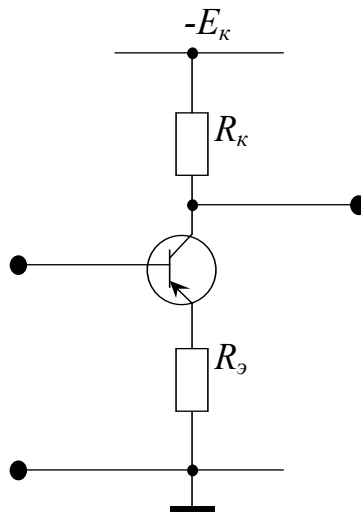


Рис. 4.21 – Схема транзисторного ключа

На рис. 4.21 приведена схема ключа на транзисторе типа *p-n-p*, включенном по схеме с общим эмиттером. Эту схему включения наиболее часто используют в импульсных устройствах. В коллекторную цепь включена нагрузка  $R_k$ , на базу подаются отрицательные импульсы напряжения. Под действием импульса транзистор переходит из закрытого состояния в открытое.

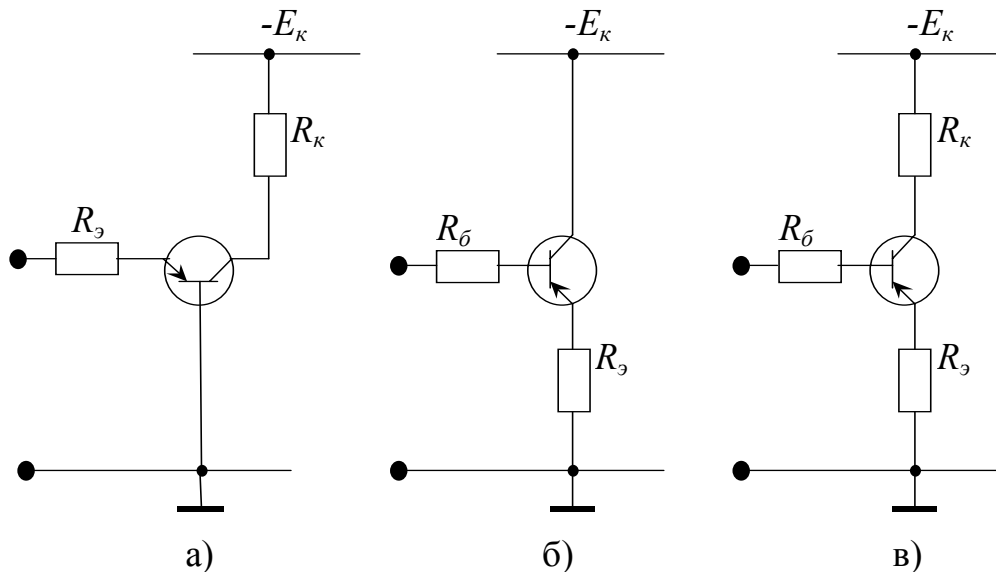


Рис. 4.22 – Разновидности транзисторных ключей

а – ключ ОБ; б – ключ ОК; в – ключ звезда

На рис. 4.22 изображены разновидности транзисторных ключей, которые, однако, используются значительно реже, чем изображенная на рис. 4.21. Схему ОБ в режиме переключения применяют сравнительно редко. К ее достоинствам следует отнести высокое по сравнению с другими схемами сопротивление в закрытом состоянии. К достоинствам ключа ОК следует отнести минимальное

напряжение на ключе в насыщенном состоянии. Ключ-звезду можно рассматривать как своеобразную комбинацию ключей ОЭ и ОК, поскольку резисторы  $R_k$  и  $R_э$  включены как в коллекторную, так и в эмиттерную цепи.

Характерной для ключевых режимов является работа в области насыщения.

Область насыщения расположена левее кривой – границы области насыщения, пересекающей линию нагрузки в точке  $B$ .

Дальнейшее увеличение тока базы не приводит к значительному изменению тока и напряжения на коллекторе, т.е. для режима насыщения характерно, что при заданном токе коллектора  $I_k$  ток базы превышает значение

$I_k/\beta$ . Таким образом, неравенство  $I_б > \frac{I_{к.н}}{\beta}$  является условием насыщения транзистора. На границе насыщения ток базы  $I_{б.н}$  связан с током коллектора  $I_{к.н}$  соотношением:

$$I_{б.н} = \frac{I_{к.н}}{\beta}. \quad (4.41)$$

Глубина насыщения характеризуется степенью насыщения. Обычно  $E_k$  и  $U_{вх}$  значительно больше напряжений  $U_{к.э}$  и  $U_{б.э}$  соответственно, поэтому в режиме насыщения:

$$I_{к.н} = \frac{E_k - U_{к.н}}{R_k} \approx \frac{E_k}{R_k} \text{ и } \frac{U_{вх} - U_{б.э}}{R_б} \approx \frac{U_{вх}}{R_б}, \quad (4.42)$$

т.е. величина коллекторного тока в этом режиме определяется лишь источником питания и сопротивлением нагрузки, а базового тока – источником входного сигнала и внешним резистором в цепи базы. Остаточное напряжение на транзисторе  $U_{к.н}$  и  $U_{б.н}$  почти равны нулю, т.е. переходы транзистора как бы коротко замкнуты. Это объясняется тем, что оба перехода смещены в прямом направлении, область базы заполнена носителями и поэтому обладает высокой проводимостью.

Режим насыщения позволяет получить наибольший перепад и стабильность выходного напряжения и наименьшую мощность рассеяния на транзисторе, однако серьезным недостатком режима насыщения является существенное запаздывание заднего фронта импульсов при запираании ключа. Это связано с накоплением последующим рассеянием носителей тока в базе.

При переходе транзистора из режима отсечки в режим насыщения рабочая точка перемещается через активную область (см. рис. 4.15). В этой области эмиттерный переход смещен в прямом направлении, коллекторный – в обратном.

Вследствие инерционности транзистора даже при подаче на вход ключа сигнала, имеющего форму идеальной ступеньки, коллекторный ток достигает значения  $I_{к.н}$  по истечении определенного времени. Некоторое время требуется и для прекращения коллекторного тока после окончания входного сигнала.

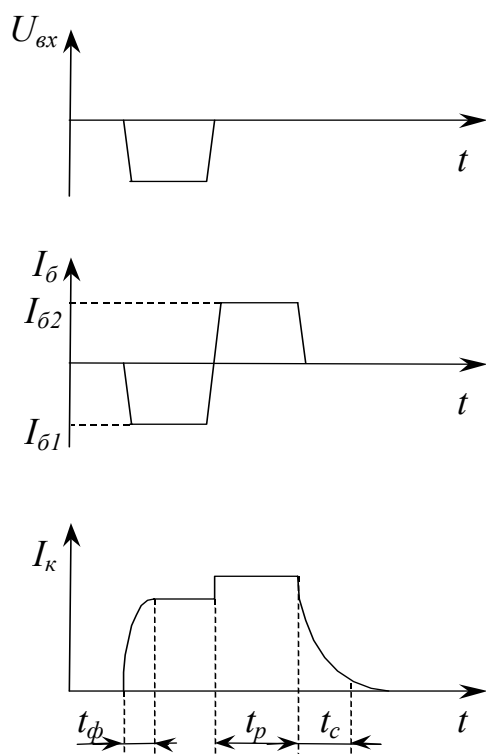


Рис. 4.23 – Временные диаграммы тока коллектора и базы транзисторного ключа

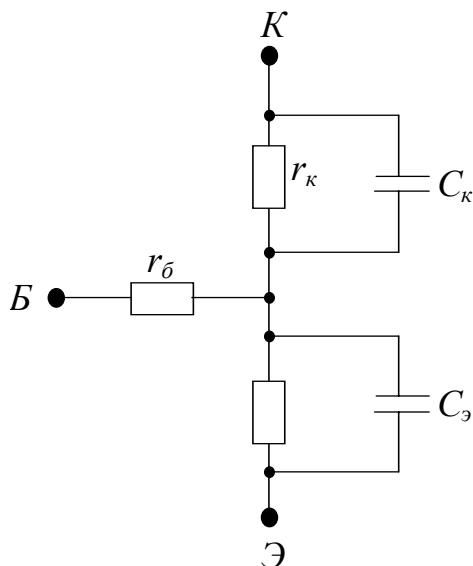


Рис. 4.24 – Эквивалентная схема транзистора



Время, за которое транзистор переходит из запертого состояния в режим насыщения, называется временем включения или  $t_{\phi}$  (рис. 4.23). Время включения характеризуется свойствами транзистора в активной области.

Частотные свойства транзистора достаточно полно отражает эквивалентная схема, приведенная на рис. 4.24, где  $r_{\kappa}$ ,  $r_{\varepsilon}$ ,  $r_{\delta}$  – коллекторного перехода, эмиттерного перехода и базы соответственно;  $C_{\kappa}$  – емкость коллекторного перехода;  $C_{\varepsilon}$  – емкость эмиттерного перехода с учетом диффузионной емкости. Большое влияние на время переключения оказывает постоянная времени  $\tau_{\beta}$ , которая зависит от физических свойств транзистора и равна эффективному времени жизни дырок в базе  $\tau$ .

$$\tau_{\beta} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\beta}} = \frac{\beta}{2 \cdot \pi \cdot f_{\alpha}} = \tau. \quad (4.43)$$

Вследствие этого при поступлении на базу транзистора перепада тока коллекторный ток будет расти согласно выражению:

$$i_{\kappa} = \beta \cdot I_{\delta} \cdot \left( 1 - \text{EXP} \left[ \frac{-t}{\tau_{\beta}} \right] \right), \quad (4.44)$$

где  $I_{\delta}$  – амплитуда входного тока.

Отсюда длительность фронта выходного импульса:

$$t_{\phi} = \tau_{\beta} \cdot \ln \frac{I_{\delta}}{I_{\delta} \cdot \beta - I_{\kappa.н}}. \quad (4.45)$$

или для приближенных вычислений:

$$t_{\phi} = \frac{0,4 \cdot \beta}{f_{\alpha}}. \quad (4.46)$$

После прекращения тока базы начинается рассасывание носителей, накопленных в базе за время действия импульса. Ток коллектора остается почти неизменным, пока транзистор находится в области насыщения. Для рассасывания носителей требуется так называемое «время рассасывания»:

$$t_p = \beta \cdot \tau_{\beta} \cdot \ln \frac{\beta \cdot I_{\delta}}{I_{\kappa.н}}, \quad (4.47)$$

которое равно времени с момента выключения тока базы до начала снижения коллекторного тока (см. рис. 4.23). По истечении этого времени избыточные носители, накопленные в базе, рассосутся, коллекторный переход сместится в

обратном направлении и транзистор вновь обретет усилительные свойства. С этого момента ток коллектора начинает уменьшаться; когда величина его упадет до значения  $I_{к0}$ , транзистор закроется. На этом этапе происходит формирование заднего фронта импульса.

Время с момента запирающего коллекторного перехода до момента установления минимального значения коллекторного тока называется временем выключения или спада.

Для ключа, изображенного на рис. 4.21, время выключения можно определить по приближенной формуле  $t_c = (3 \div 5) \cdot \tau_{\beta}$ .

В запертом состоянии транзистор будет находиться до поступления на вход транзистора следующего импульса, после этого процесс повторится.

## **4.6. Расчет импульсного ключевого каскада**



Схема синхронизации, собранная на полевом транзисторе, вырабатывает импульс длительностью  $10\div 100$  нс, амплитудой 5В для запуска приемника. Индуктивность L2 намотана на сопротивлении в цепи S-диода и во время генерации мощного импульса на выходе трансформатора T1, формирует коммутирующее напряжение транзистора VT6.

## 5 Блок питания и блок диагностики. Работа по принципиальной схеме

### 5.1 Блок питания. Работа по принципиальной схеме

Преобразователь напряжения предназначен для получения всех необходимых напряжений питания генератора и схемы диагностики, путем преобразования напряжения первичного источника питания.

Первичным источником питания, согласно техническому заданию, является аккумуляторная батарея автомобиля, с напряжением питания +12В.

Принципиальная схема блока питания приведена на рис. 5.1.

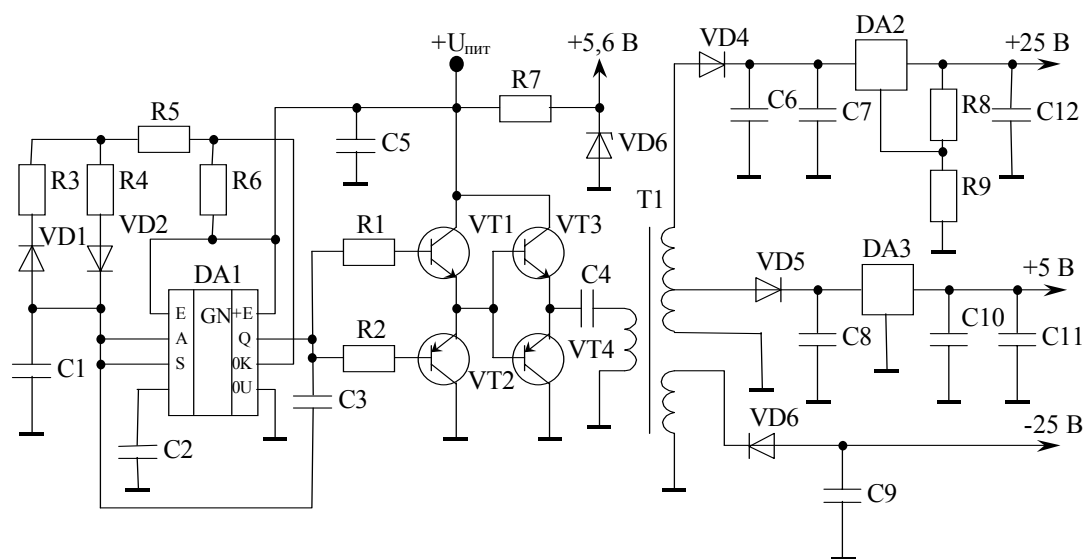


Рис. 5.1 – Принципиальная схема преобразователя напряжения

Рассмотрим работу преобразователя напряжения по принципиальной схеме, представленной на рис. 5.1.

От первичного источника постоянного напряжения запитан генератор прямоугольных импульсов, собранный на микросхеме DA1. С выхода генератора сигнал усиливается усилителем тока, состоящим из транзисторов VT1-VT2, и далее коммутирует транзисторные ключи VT3-VT4, таким образом, постоянное напряжение первичного источника питания преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов. Напряжение с выхода транзисторных ключей преобразуется трансформатором до необходимых значений. Трансформатор имеет две вторичных обмотки, одна из которых с отводом, таким образом, получаем три различных напряжения.

Напряжение  $-25\text{В}$ , не стабилизированное, получается путем выделения диодом импульсов отрицательной полярности и усреднения этих импульсов конденсатором.

Напряжение  $+5\text{В}$ , стабилизированное, получается путем выделения импульсов положительной полярности и усреднения этих импульсов конденсатором. Полученное напряжение стабилизируется специализированной микросхемой КР142ЕН5. На выходе микросхемы включены конденсаторы для сглаживания пульсаций напряжения.

Напряжение  $+25\text{В}$ , стабилизированное, получается путем выделения импульсов положительной полярности и усреднения этих импульсов конденсатором. Полученное напряжение стабилизируется специализированной микросхемой КР142ЕН12. На выходе микросхемы включены конденсаторы для сглаживания пульсаций напряжения.

Напряжение  $+5,6\text{В}$ , стабилизированное, получается непосредственно из напряжения первичного источника питания с помощью стабилитрона КС156А, рассчитанного на данное напряжение.

## 5.2 Блок диагностики

### 5.2.1 Расчет блока диагностики

Принципиальная схема блока диагностики приведена на рис. 5.2.

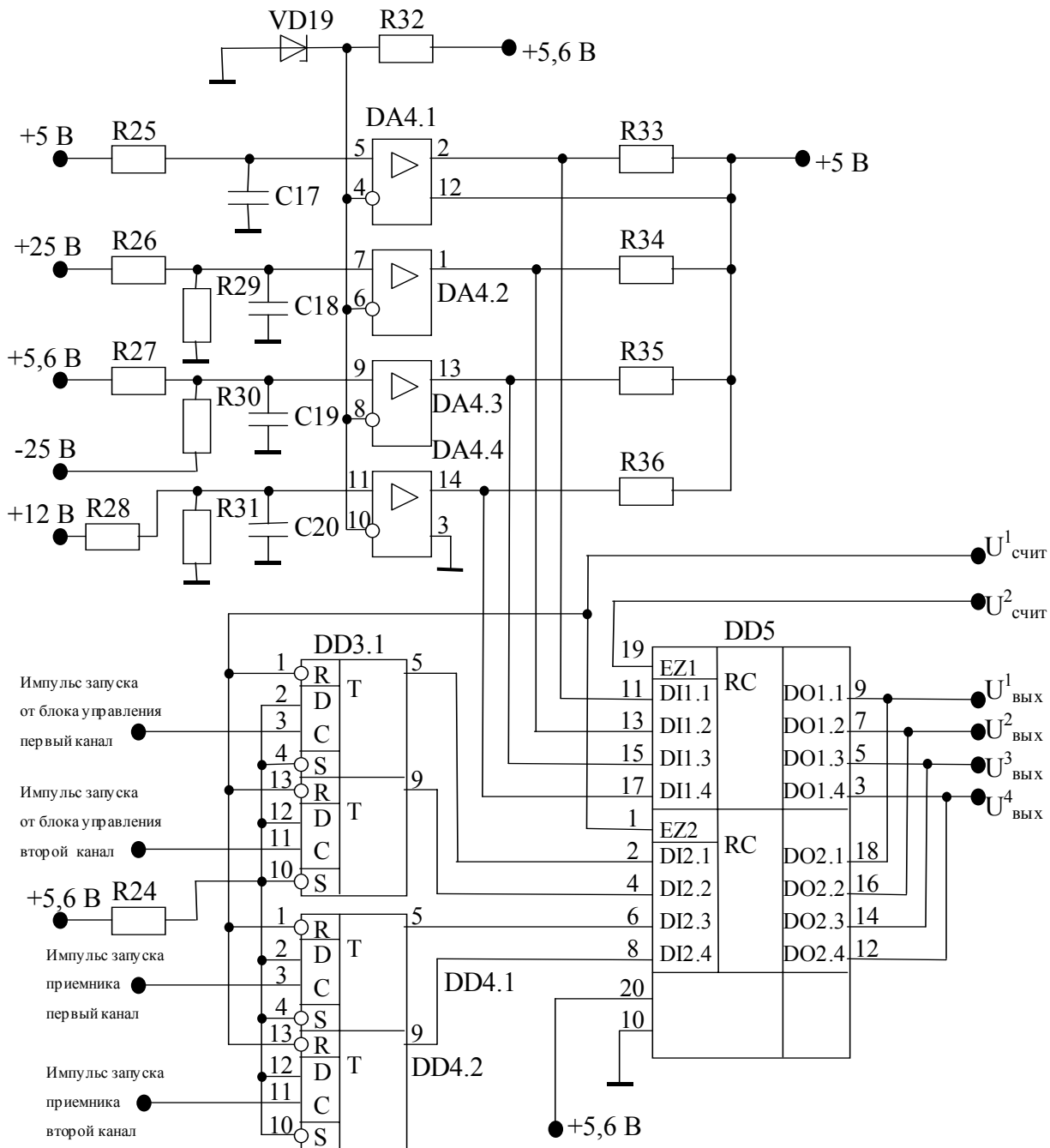


Рис. 5.2 – Принципиальная схема блока диагностики

Определим номиналы емкостей и сопротивлений схемы блока диагностики.



На входы микросхем DD3 и DD4 подается сигнал уровня логической единицы и дополнительных элементов не требуется. Сигналы с выходов микросхем DD3, DD4 и DA4 так же имеют уровень логической единицы или логического нуля и выходы этих микросхем соединяются со входом шинного формирователя, собранного на микросхеме DD5, непосредственно, без дополнительных элементов.

Расчету подлежат входные цепи компараторов, собранных на микросхеме DA4. Входная цепь компаратора предназначена для гашения уровня напряжений питания, до уровня, необходимого для работы микросхемы, а также для гашения пульсаций напряжений питания. Компараторы собраны на микросхеме К1401СА1, которая представляет собой четыре независимых компаратора. Справочные данные микросхемы приведены в приложении Б.

На опорные входы компараторов подается опорное напряжение, равное 3,9В, получаемое из напряжения 5,6В с помощью стабилитрона КС139А, рассчитанного на соответствующее напряжение.

На входы компараторов необходимо подавать напряжение, немного большее опорного. Для устойчивой работы компаратора входное напряжение выбираем 4,5В.

Резистор для входной цепи напряжения +5В предназначен для ограничения входного тока микросхемы.

Выбираем резистор:  $R_{25} = 56 \text{кОм}$ .

Входные цепи остальных входов микросхемы построим на резистивных делителях.

Для цепи питания +25В выбираем сопротивление делителя 200кОм. Тогда ток делителя:

$I = U/R = 25/200 = 0,125 \text{мА}$ . Сопротивления делителя рассчитаем исходя из тока делителя и падении напряжения на каждом резисторе:

$$R_{26} = U_{26}/I = 20,5/0,125 = 162 \text{кОм},$$

$$R_{29} = U_{29}/I = 4,5/0,125 = 38 \text{кОм}.$$

Выбираем резисторы:  $R_{26} = 160 \text{кОм}$ ;  $R_{29} = 33 \text{кОм}$ .

Для цепи питания +12В выбираем сопротивление делителя 100кОм. Тогда ток делителя:

$I = U/R = 12/100 = 0,12 \text{мА}$ . Сопротивления делителя рассчитаем исходя из тока делителя и падении напряжения на каждом резисторе:

$$R_{28} = U_{28}/I = 7,5/0,12 = 62,5 \text{кОм},$$

$$R_{31} = U_{31}/I = 4,5/0,12 = 37,5 \text{кОм}.$$

Выбираем резисторы: R28 = 62кОм; R31 = 33кОм.

Напряжение питания +5,6В и –25В подаются на противоположные плечи одного делителя. Выбираем сопротивление делителя 250кОм. Тогда ток делителя:

$I = U/R = 30,6/250 = 0,15$ мА. Сопротивления делителя рассчитаем исходя из тока делителя и падения напряжения на каждом резисторе:

$$R27 = U_{27}/I = 1,1/0,15 = 8\text{кОм},$$

$$R30 = U_{30}/I = 26,1/0,15 = 174\text{кОм}.$$

Выбираем резисторы: R27 = 8,2кОм; R30 = 160кОм.

Фильтрующие емкости предназначены для фильтрации пульсаций с частотой 70кГц, на этой частоте происходит преобразование напряжения в блоке питания.

$$C17 \div C20 = \frac{1}{2 \cdot f \cdot R_H \cdot K} = \frac{1}{2 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \cdot 0,01} = 0,075 \cdot 10^{-6} \Phi$$

где:  $f$  – частота пульсаций;

$R_H$  – сопротивление нагрузки (входное сопротивление компаратора);

$K$  – коэффициент, определяющие качество фильтрации.

Выбираем конденсатор:  $C17 \div C20 = 0,1\text{мкФ}$ .

Рассчитаем потребляемую мощность схемы диагностики.

## **Расчет потребляемой мощности проводится путем определения токов**

потребления электрорадиоэлементов и микросхем. Для микросхем потребляемая мощность определяется по формуле:

$$P = I \cdot U$$

где  $I$  – ток, потребляемый микросхемой (из ТУ или справочных материалов);

$U$  – напряжение питания данной микросхемы.

Для расчета мощности, рассеиваемой на резисторе (резисторах), используется зависимость:

$$P = (U^2) / R,$$

где  $U$  – падение напряжения на данном резисторе;

$R$  – сопротивление данного резистора.

Результаты расчета потребляемой мощности для каждого напряжения питания приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Потребляемая мощность радиоэлементов

Наименование элемента	Потребляемая мощность	Наименование элемента	Потребляемая мощность
напряжение питания +5В			
R25	4,5мкВт	R35	≈25мкВт
R33	≈25мкВт	R36	≈25мкВт
R34	≈25мкВт	DA4	12,5мВт
<b>Итого</b>	12,6мВт		
напряжение питания +5,6В			
R24	12мкВт	DD3	45мкВт
R27	0,15мВт	DD4	45мкВт
R32	1,5мВт	DD5	45мкВт
<b>Итого:</b>	1,8мВт		
напряжение питания +12В			
R28	0,9мВт	R31	0,6мВт
<b>Итого:</b>	1,5мВт		
напряжение питания +25В			
R26	2,5мВт	R29	0,6мВт
<b>Итого:</b>	3,1мВт		
напряжение питания –25В			
R30	4,4мВт		
<b>Итого:</b>	4,4мВт		

Суммарная потребляемая мощность составляет 23,4мВт.

## 5.2.2 Работа по принципиальной схеме

Блок диагностики предназначен для контроля за работоспособностью блока питания, проверки наличия сигналов запуска передатчика и проверки наличия сигналов запуска приемника с выхода схемы синхронизации обоих каналов.

Регистрация напряжений питания осуществляется с помощью четырех компараторов. На опорные входы компараторов подано постоянное напряжение, получаемое с помощью стабилитрона VD19. На входы компараторов подаются питающие напряжения, ограниченные до уровня немного выше опорного напряжения, что бы на выходе компараторов устанавливался уровень логической единицы при наличии соответствующего питающего напряжения. При отсутствии какого либо напряжения питания, на соответствующем выходе компаратора устанавливается уровень логического нуля. Сигналы с выходов компаратора поступают на сдвоенный четырехразрядный шинный формирователь.

Регистрация импульсов запуска передатчика и приемника осуществляется с помощью Т триггеров. По приходу импульса запуска, на выходе триггера устанавливается сигнал логической единицы и сохраняется так до прихода сигнала сброс. С выхода триггера сигналы также поступают на сдвоенный четырехразрядный шинный формирователь.

Шинный формирователь, собранный на микросхеме DD3, осуществляет поочередную выдачу информации либо от компараторов, либо от триггеров. По приходу сигнала считывания 1, на выход формирователя поступают сигналы от всех триггеров. Одновременно сигналом считывания 1 осуществляется сброс триггеров. Соответственно, по приходу сигнала считывания 2, на выход формирователя поступают сигналы со всех компараторов.

## 6 Разработка печатной платы

Разработка печатной платы проведена в системе проектирования Protel Design System. Преобразователь напряжения, импульсные генераторы и схема диагностики, для минимизации затрат на монтаж и производство, располагаются на одной двусторонней печатной плате. Схема формирования синхроимпульса и непосредственно S-диоды расположены на отдельной односторонней плате.

Трассировка печатной платы и расположение элементов проводилось с учетом электромагнитной совместимости, а именно, необходимо сигнальные проводники располагать как можно дальше от проводников с цифровой информацией и логические элементы схемы так же располагать как можно дальше от элементов генераторов.

Выполнить прокладку трасс модулей генераторов в автоматическом режиме нет возможности, поэтому прокладка трасс проводилась вручную. САПР Protel Design System, при этом, использовалась как инструментальное средство. Для минимизации паразитных индуктивностей в месте расположения генератора на плате отсутствуют дополнительные переходные отверстия, таким образом, данная часть платы трассируется только с одной стороны. При этом проводники логических элементов имеют ширину 0,3мм, остальные проводники 1мм.

Трассировка цепей преобразователя напряжения и блока управления и диагностики проводилась в автоматическом режиме, с использованием САПР Protel Design System. При размещении элементов, компоненты относящиеся к преобразователю напряжения группировались в одной части платы, а остальные в другой. Ширина всех проводников преобразователя напряжения составляет 1мм, ширина проводников блока диагностики составляет 0,3мм.

На плате присутствует разъем, который необходимо разместить вдоль края платы, все остальные элементы размещались исходя из минимальной длины проводников.

Расположение элементов и печатных проводников платы генератора, преобразователя напряжения и блока управления и диагностики представлено на рисунках 6.1÷6.3.

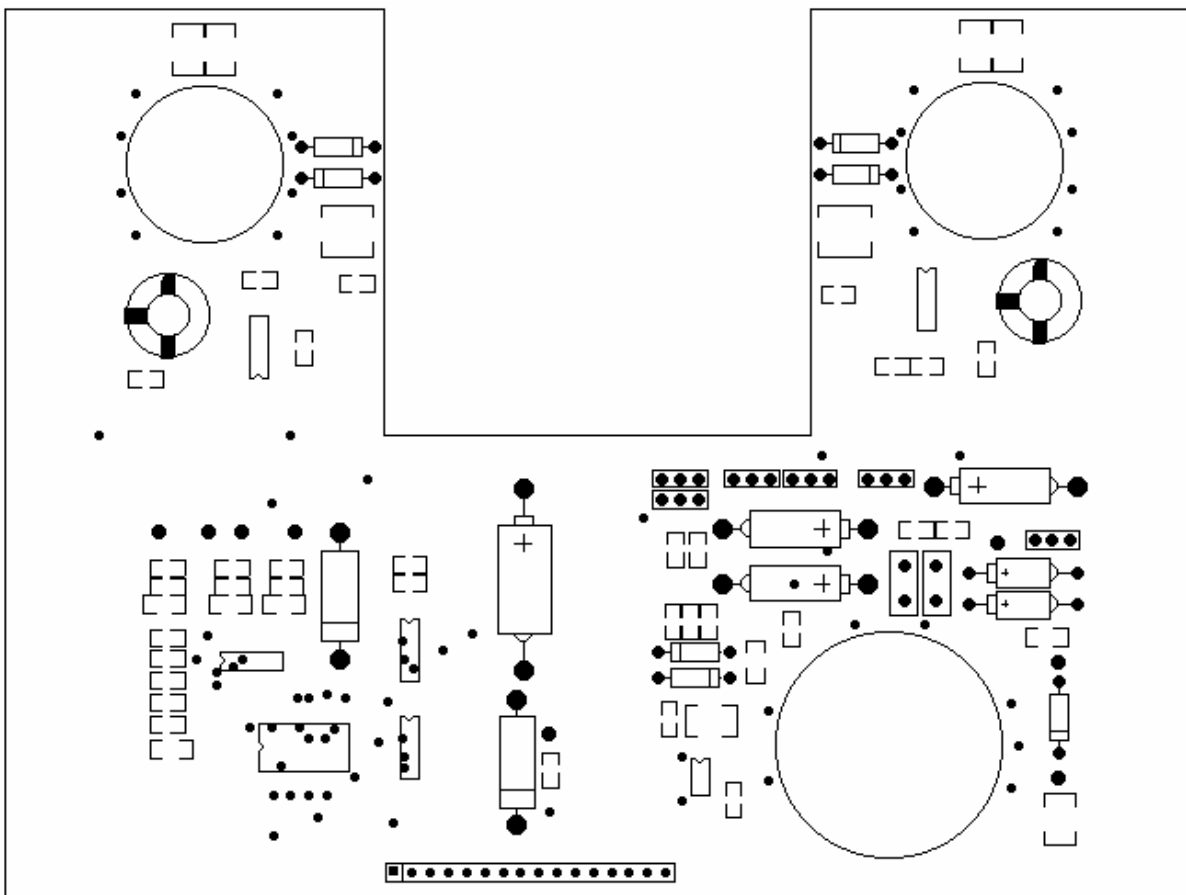


Рис.

6.1 – Печатная плата генератора. Расположение элементов.

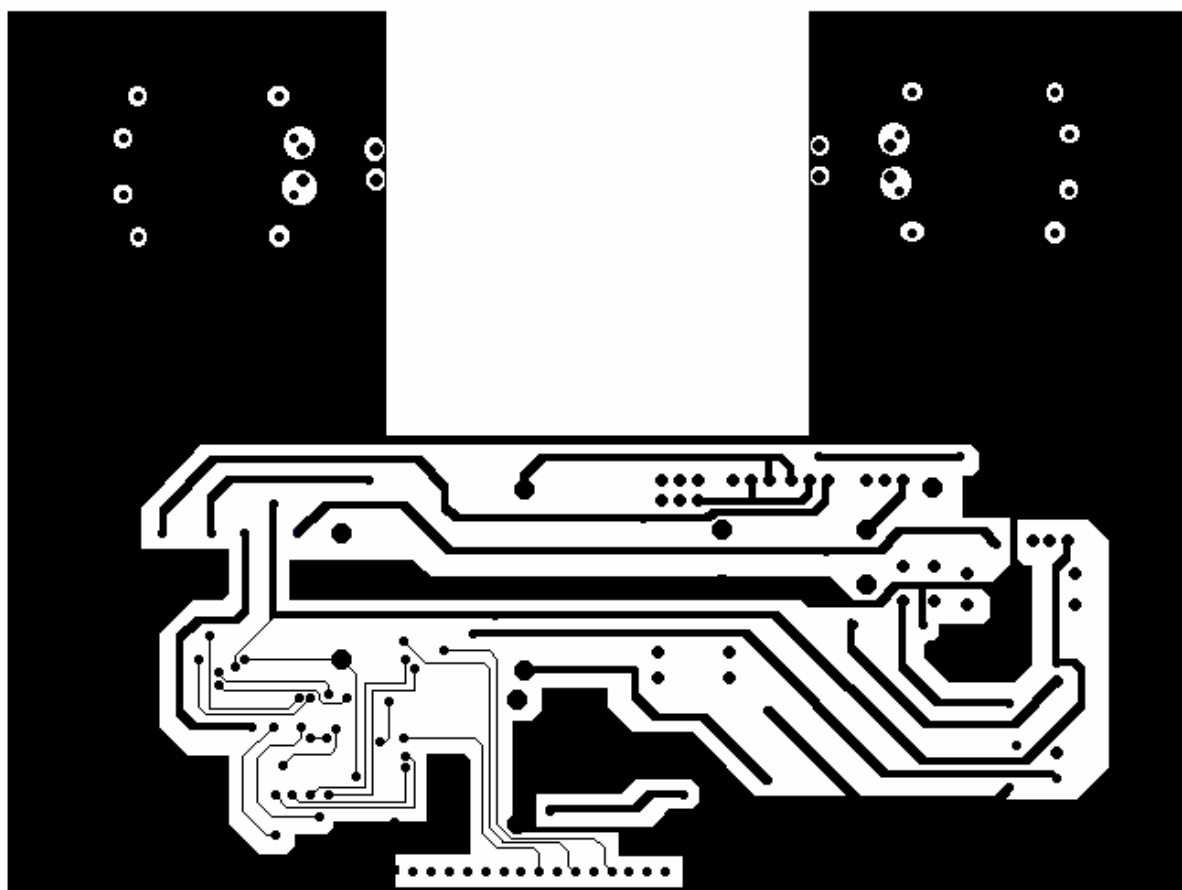


Рис.

6.2 – Печатная плата генератора. Трассировка нижнего слоя.

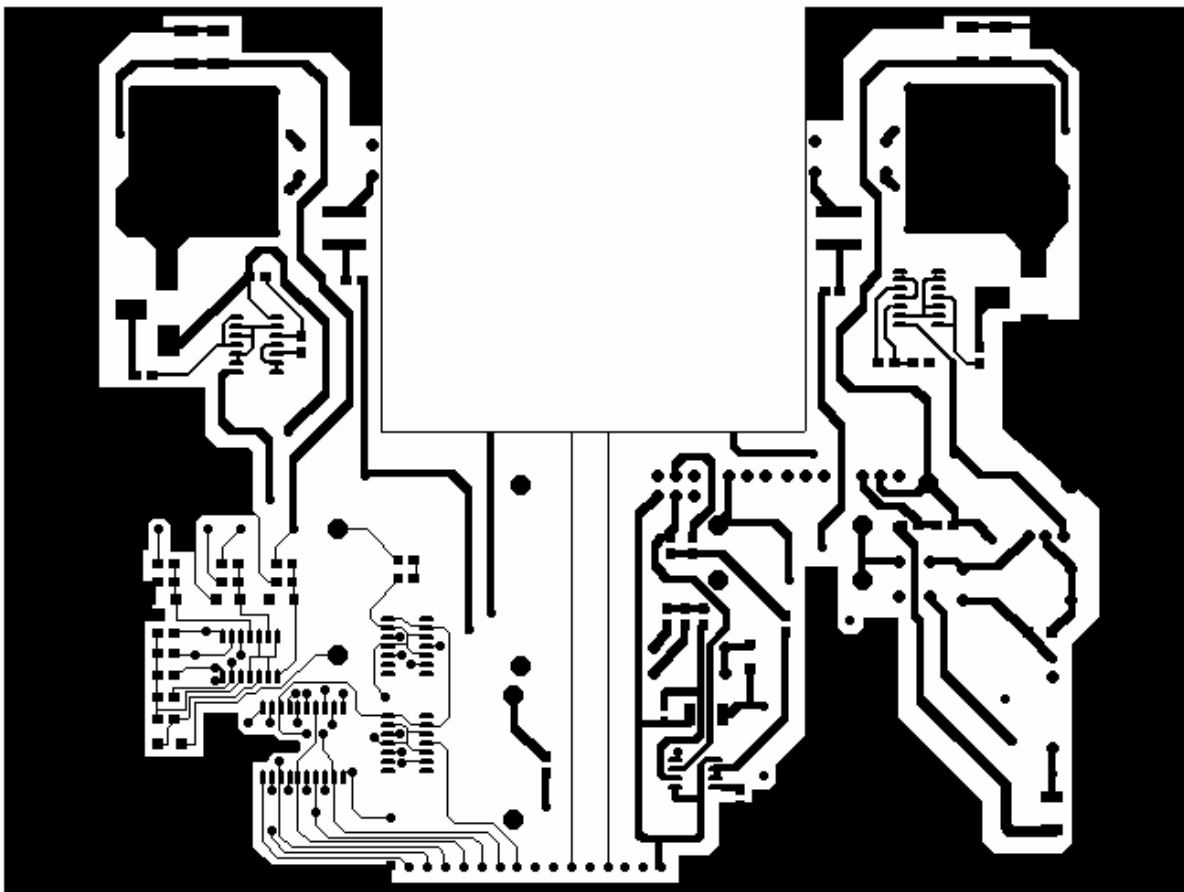


Рис.

6.3 – Печатная плата генератора. Трассировка верхнего слоя.

Трассировка проводилась для варианта с использованием поверхностных элементов сопротивлений, индуктивностей и микросхем. Свободное пространство обоих слоев платы металлизировано и представляет собой общий провод.

По углам платы предусмотрены вырезы (на рисунках не показано) для крепления крышки корпуса. На плате зарезервированы места для крепления платы, крепление платы осуществляется винтами. Размеры платы 167x125мм.

Плата S-диодов и схемы формирования синхроимпульса выполняется односторонней и крепится к корпусу антенны винтами. Элементы на плате расположены так, чтобы обеспечить прямолинейность проводников, а там где это не возможно, место изгиба проводника должно иметь максимальное закругление.

Расположение элементов и печатных проводников на плате S-диодов и схемы формирования синхроимпульса показано на рис. 6.4, 6.5.



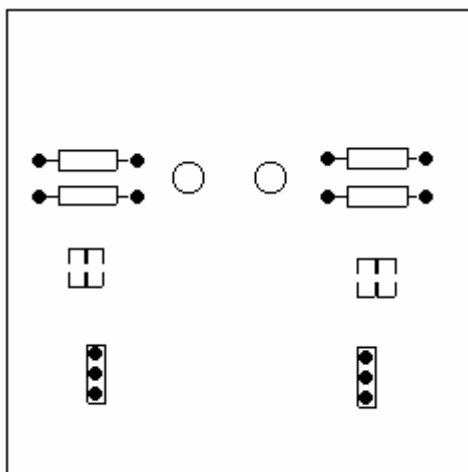


Рис. 6.4 – Плата S-диодов и схемы формирования синхроимпульса.

Расположение элементов.

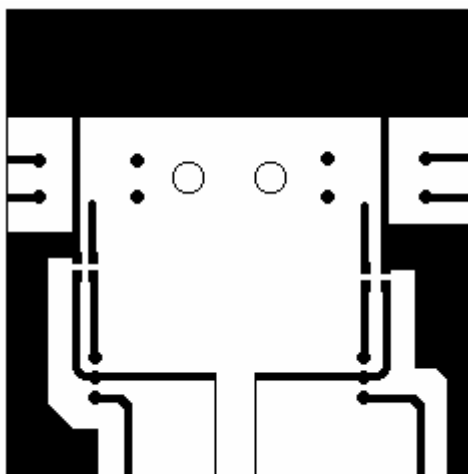


Рис. 6.5 – Плата S-диодов и схемы формирования синхроимпульса.

Трассировка платы.

Электрические соединения платы S-диодов с платой генератора осуществляется с помощью отрезков проводников, припаянных непосредственно к проводникам платы, подходящим к краю. Соединение выхода схемы формирования синхроимпульса и разъема платы генератора осуществляется экранированными проводниками, проходящими прямолинейно через плату генератора. Размеры платы 60x60мм.

## 7. Расчет надежности и обоснование времени безотказной работы

Главным образом надежность РЭА зависит от надежности составляющих компонентов. Расчет является самым простым и экономически выгодным методом определения надежности.

Разрабатываемое изделие относится к третьему классу аппаратуры, которая характеризуется безотказностью, ремонтпригодностью или восстанавливаемостью.

Вероятность безотказной работы не резервированной восстанавливаемой РЭА третьего класса определяется по формуле:

$$P_{III}(t) = \frac{t_{cp}}{t_{cp} + t_{в.ср}}, \quad (7.1)$$

где  $t_{в.ср}$  – среднее время восстановления работоспособности РЭА (определяется экспертным путем), ч.;

$t_{cp}$  – среднее время наработки до первого отказа, ч.;

Интенсивность отказов определяют как сумму интенсивностей отказов составных частей РЭА и рассчитывается по формуле:

$$\lambda_c = \sum_{i=1}^N \lambda_i \cdot k_{\lambda 1} \cdot k_{\lambda 2} \cdot k_{\lambda 3}, \quad (7.2)$$

где  $\lambda_i$  – интенсивность отказов  $i$ -ой части РЭА, 1/ч;

$N$  – число составных частей РЭА;

$k_{\lambda 1} - k_{\lambda 3}$  – поправочные коэффициенты.

Интенсивность отказов каждой составной части РЭА определяют по формуле:

$$\lambda_i = \sum_{j=1}^N \lambda_{j0} \cdot a_j \cdot n_j, \quad (7.3)$$

где  $\lambda_{jo}$  - интенсивность отказов ЭРЭ  $j$ -го типа при нормальных условиях эксплуатации и коэффициенте нагрузки равном 1,1/ч;

$a_j$  - поправочный коэффициент, учитывающий коэффициент нагрузки ЭРЭ и его температуру в рабочем режиме и определяется по;

$n_j$  - число ЭРЭ  $j$  - го типа.

Среднее время наработки до первого отказа является величиной обратной интенсивности отказов РЭА:

$$t_{cp} = 1/\lambda_c. \quad (7.4)$$

Все данные, необходимые для расчета, представлены в таблице 7.1

Таблица 7.1 - Данные для расчета вероятности безотказной работы генератора импульсов наносекундной длительности

Наименование, тип элемента	Число элементов, $n$	Интенсив- ность отказов, $\lambda_{jo} \cdot 10^{-6}, 1/ч$	$n_j \lambda_{jo},$ $1/ч$	Режим работы		$a_j$	$\lambda_i \cdot 10^{-6},$ $1/ч$	$\lambda_{ci} \cdot 10^{-6},$ $1/ч$
				коэффициент нагрузки, $k_n$	температура, $^{\circ}C$			
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1. Резисторы: <b>C2-23</b>	36	0,2	7,2	0,6	40	0,65	4,16	8,32
2. Конденсаторы:								
К10-17а	11	1,4	15,4	0,7	40	0,7	6,16	12,32
К52-1Б	3	2,4	7,2	0,7	40	0,7	5,04	10,08
К53-1	3	1,8	5,4	0,7	40	0,7	3,78	10,56

3. Транзисторы:								
2Т916А	2	4	8	0,8	60	0,85	6,8	13,6
<b>КТ816Г</b>	1	4	4	0,8	60	0,85	3,4	6,8
	1	4	4	0,8	60	0,85	3,4	6,8
<b>КТ817Г</b>	1	4	4	0,8	60	0,85	3,4	6,8
	1	1,7	1,7	0,7	50	0,65	1,445	2,89
КТ818Г	2	1,7	3,4	0,7	50	0,65	2,89	5,78
<b>КТ863А</b>								
<b>КП313А</b>								
4. Диоды:								
КД522	15	0,6	9	0,6	50	0,65	5,85	11,7
2Д212А	2	0,6	1,2	0,6	50	0,65	0,78	1,56
КС156А	1	0,6	0,6	0,6	50	0,65	0,39	0,78
КС139А	1	0,6	0,6	0,6	50	0,65	0,39	0,78
5. Микросхемы:	9	0,02	1,8	0,8	60	1	1,8	3,6
6. Дроссели:	4	1	4	0,6	70	2	8	16
7. Трансформаторы:	3	1	3	0,6	70	2	6	12
8. Разъем:	1	0,1	0,1	1	50	1	0,1	0,2
9. Соединения пайкой:	230	0,01	2,3	-	50	1	2,3	4,6
Итого								97,54

По формуле (7.4) рассчитываем среднее время наработки до первого отказа:

$$t_{cp} = 1/97,54 \cdot 10^{-6} = 10252 \text{ ч.}$$

Далее, по формуле (7.1) рассчитываем вероятность безотказной работы нашего изделия:

$$P_{III}(t) = \frac{10252}{10252 + 24} = 0,99766$$

Таким образом, вероятность безотказной работы разрабатываемого изделия составляет 99,766%.

Расчет надежности всего устройства проводился без учета надежности формирующего элемента, а именно S-диода. Время работы этого элемента реально составляет величину порядка 1000 часов, поэтому учесть его не представляется возможным. Данный элемент заменяется при необходимости.

## **8 Патентные исследования**

### **8.1 Задание для проведения патентного поиска**

Предмет патентного поиска – генератор импульсов наносекундной длительности, который выполняет функцию передатчика в системе неразрушающего контроля полупроводящих сред.

Цель патентного поиска – установление патентной чистоты проектируемого устройства.

Патентный поиск проводится по фондам стран: Россия (СССР), Великобритания, Германия, США.

Ретроспективность поиска – 10 лет.

Поиск ведется по фондам библиотеки ТУСУР.

Предмет исследования – генератор импульсов. Поиск проводился в рубрике H03 Международной Классификации Изобретений (МКИ) – электроника общего назначения, в разделе К – импульсная техника.

В открытой литературе аналогов не обнаружено.

## 8.2 Сравнительный анализ выявленных аналогов

В качестве аналогов рассмотрим ключевые элементы, служащие основой любой схемы генерации импульсов наносекундной длительности. Различные типы ключевых элементов и их краткие характеристики приведены в таблице 8.1.

Таблица 8.1 – Виды формирователей наносекундных импульсов и их краткие характеристики

Тип ключевого элемента	Амплитуда, $U_{вых}, В$	Сопротивление нагрузки, Ом	КПД, %	длительность фронта, нс	частота повторения, кГц
1 Лавинный транзистор	1000÷2000	50, 75		0,3	5
2 Диод с накоплением заряда	200	50		1,0	100
3 Дрейфовый диод с резким восстановлением запирающих свойств	1000	50	25	1,0	1..10
4 Лавинные диоды (S-диоды)	40..800	12...50	60÷80	0,1	1...200
5 Разрядник Герца	1000	50		0,1	0,01
6 Диод Ганна	40	50		1,0	1000
7 Диод с задержкой лавинного пробоя	1000	50		0,07	10

Проведем сравнительный анализ представленных типов ключевых элементов.

К достоинствам лавинных транзисторов можно отнести высокое формируемое напряжение импульса при малой длительности, однако, малая частота повторения и достаточно низкий КПД накладывают ограничения на его применение в системах подповерхностной радиолокации (ППРЛ).

Диоды с накоплением заряда широко распространены в системах стробоскопического преобразования; для получения импульсов амплитудой

более 40÷50В – требуется последовательное включение таких диодов, возникают дополнительные трудности с настройкой.

Разрядник Герца позволяет получать необходимые импульсы, однако, характеризуется низким КПД, ограниченным ресурсом работы, поскольку используется искровой разряд.

Диоды Ганна предпочтительны для использования в системах, где необходима незначительная амплитуда выходного импульса при высоком КПД и большой частоте повторения (вплоть до нескольких десятков МГц).

Диоды с задержкой лавинного пробоя имеют ограничения по частоте повторения, сложности в повторяемости параметров и трудности настройки, что ограничивает их использование.

Наибольшее распространение в системах ППРЛ получили высоковольтные генераторы на основе дрейфовых диодов с резким восстановлением запирающих свойств. Подобные генераторы позволяют формировать импульсы амплитудой до 1...1,5кВ с длительностью фронта 2...10нс и частотой повторения до 20кГц, при КПД до 25%.

В настоящее время известен новый класс полупроводниковых импульсных лавинных диодов (ДПИЛ или S-диод) – приборов с S-образной вольт-амперной характеристикой (ВАХ), которые при обратном смещении характеризуются большим перепадом внутреннего сопротивления на различных участках ВАХ и имеющие, таким образом, «открытое» и «закрытое» состояния. Переключение ДПИЛ из одного состояния в другое происходит при достижении на р-п переходе напряжения, достаточного для формирования лавинного пробоя. При переходе S-диода из «закрытого» состояния в «открытое» формируется мощный импульс тока до 15А на согласованной нагрузке. Известны ДПИЛ, которые позволяют получать видеоимпульсы с фронтом нарастания 0,1-2нс, при напряжениях включения- 40...900В и с частотами работы до 200кГц. Благодаря низкому внутреннему сопротивлению в момент пробоя ДПИЛ, имеется возможность получать высокий КПД (реально 60-80%). К недостаткам S-диодов можно отнести зависимость напряжения включения от частоты повторения. Возможным способом устранения этого недостатка является подача обратного напряжения смещения.



Из всех рассмотренных типов ключевых элементов наиболее соответствует всем предъявляемым требованиям диоды полупроводниковые импульсные лавинные (S-диоды).

## **9 Безопасность жизнедеятельности**

### **9.1 Анализ объективных факторов производственной опасности**

С целью организации безопасности труда проанализируем основные факторы производственной опасности на рабочем месте при разработке и настройке генератора импульсов наносекундной длительности. ГОСТ 12.0.003-74 "Опасные и вредные производственные факторы" /ОВПФ/ группа Т58 устанавливает следующие группы ОВПФ, действующие при проектировании, изготовлении и исследовании макета устройства: физические; химические; биологические; психофизические.

К физическим факторам относятся:

- ✓ напряжение 220 В с частотой 50 Гц;
- ✓ нагреваемая зона паяющего устройства;
- ✓ недостаточная освещенность рабочей зоны;
- ✓ механические повреждения при работе с узлами и блоками устройства;
- ✓ острые кромки и заусенцы;
- ✓ шероховатости на поверхности заготовок, инструментов и оборудования;

Химические факторы по характеру воздействия на организм человека делятся на:

- ✓ токсические;
- ✓ раздражающие;
- ✓ влияющие на репродуктивную функцию;

По пути проникновения в организм человека подразделяются на:

- ✓ проникающие через органы дыхания;
- ✓ проникающие через кожный покров и слизистые оболочки;

✓

При монтаже устройства существует необходимость в проведении большого количества паяльных работ. При доведении припоя до температуры 300С, свинец, имеющийся в составе припоя, частично испаряется в воздушную среду рабочего помещения. Пары припоя оказывают сильное токсическое воздействия на организм человека.

Вычислим концентрацию паров свинца, выделяющихся в процессе пайки.

## Исходные данные

- объем помещения лаборатории

$$V = S \cdot H = 36 \text{ м}^2 \cdot 2.4 \text{ м} = 86,4 \text{ м}^3;$$

- содержание свинца в припое,  $n = 60 \%$ ;
- количество припоя расходуемого за один день,  $m = 80 \text{ мГ}$ ;

Таким образом, концентрация паров свинца равна:

$$K = \frac{m \cdot n}{V} = \frac{80 \cdot 0,6}{86,4} = 0,55 \frac{\text{мГ}}{\text{м}^3}$$

что значительно превышает норму [  $0.01 \text{ мГ} / \text{м}^3$  ]

Для очистки контактных поверхностей аппаратуры, промывки поверхностей печатных плат (для удаления флюса) применяются специальные жидкости. При испарении их в воздушную среду выделяются пары ацетона, бензина, различных спиртов. Попадая в организм человека через дыхательные пути, а также на слизистые оболочки, эти пары оказывают сильное токсическое воздействие. Вредны для организма и некоторые жидкости, используемые при работе, попадающие на кожный покров человека (ГОСТ 12.1.006-76 "Вредные вещества"). Согласно этому ГОСТу эти вещества относятся к классу умеренно опасных вредных веществ.

Психофизиологические факторы по характеру воздействия на организм человека подразделяются на:

- ✓ физические перегрузки (статические, динамические);

- ✓ нервно-психологические (умственное перенапряжение, монотонность труда, эмоциональные перегрузки).

Неравномерное, нестабильное и недостаточное освещение, которое приводит к утомлению зрения, а также необходимость выполнения точных работ при монтаже устройства приводят к нервно-психологическим перегрузкам.

## 9.2 Разработка защитных мероприятий

Освещенность в лаборатории недостаточная, даже в дневное время суток включено искусственное освещение шестью лампами накаливания мощностью по 150 Вт в светорассеивающих плафонах.

Проведем расчет освещенности в лаборатории по формуле:

$$E = \frac{F \cdot h \cdot z \cdot N}{S \cdot k}$$

где  $E$  - освещенность,  $Лк$ ;

$F$  - световой поток источника света,  $Лм$ ;

$N$  - количество ламп;

$z$  - коэффициент неравномерности освещенности;

$h$  - коэффициент использования световой установки;

$k$  - коэффициент запаса, учитывающий снижение освещенности в процессе эксплуатации ламп;

$S$  - площадь освещаемого пространства,  $м^2$ .

Световой поток находится из выражения:

$$F = Fa \cdot A$$

где  $Fa$  - световой поток источника на единицу мощности,  $Лм / Вт$ ;

$A$  - мощность лампы,  $Вт$ ;

Для данного случая имеем следующие параметры:

$$Fa = 20 \text{ Лм} / \text{Вт};$$

$$A = 150 \text{ Вт};$$

$$S = 40 \text{ м}^2;$$

$$z=0.75;$$

$$h=0.32;$$

$$k=1.3;$$

$$N=6;$$

Тогда получим:

$$E = \frac{F a \cdot A \cdot z \cdot h \cdot N}{S \cdot k} = \frac{20 \cdot 150 \cdot 0,75 \cdot 0,32 \cdot 6}{36 \cdot 1,3} = 92,3 \text{ Лк}$$

Так как в лаборатории выполняются точные работы, то согласно СНиП 2-4 79 освещенность рабочей поверхности должна быть не менее 200Лк. Следовательно, необходимо смешанное освещение. В качестве дополнительного источника света на рабочем месте используется настольная лампа мощностью 60 Вт, на расстоянии 50 см. При этом дополнительная освещенность составит:

$$E_{\delta} = \frac{F a \cdot A \cdot z \cdot h \cdot N}{S \cdot k} = \frac{10 \cdot 60 \cdot 0,75 \cdot 0,5 \cdot 1}{1,5 \cdot 1,3} = 115,4 \text{ Лк}$$

Таким образом, суммарная освещенность составит:

$$E_{\text{сум}} = E + E_{\delta} = 110,8 + 173 = 207,7 \text{ Лк}$$

Нервно-психологическими перегрузками чревата длительная монотонная работа при монтаже, однако, в некоторых случаях она вызывает заболевания опорно-двигательного аппарата.

При работе с макетом устройства необходимо соблюдать следующие меры.

- 1) Согласно ГОСТ 12.0.004-74 "Организация и обучение работающих. Общие положения" при приступлении к работе все лица должны пройти вводные курс и первичный инструктажа рабочем месте, которые проводит лицо, выполняющее обязанности инженера по технике безопасности.
- 2) Для предотвращения опасности поражения электрическим током, а также выхода из строя оборудования все приборы, находящиеся на рабочем месте необходимо заземлить к общей заземленной шине, находящейся в лаборатории при рабочем месте согласно ГОСТ 12.1.030-81 "Система стандартов безопасности труда. Электробезопасность. Защитное заземление. Зануление.". Для установок до 1000В сопротивление заземления не должно быть более 4Ом. Рабочий стол оборудуется отдельным щитом с общим выключателем, сигнальной лампой и шиной защитного заземления. Рубильники должны находиться в легкодоступных местах и в глухих металлических корпусах, на которых имеются надписи номинальных напряжений.
- 3) В процессе пайки жало паяльника нагревается до 280 -300 С. Во избежание ожогов детали, подлежащие пайке должны браться только инструментом. В

целях пожарной безопасности паяльник должен находиться на специальной подставке.

- 4) Выделяющиеся при пайке вредные пары создают концентрацию выше нормы, которая устанавливается ГОСТ 12.1.005-78 "Воздух рабочей зоны. Общие санитарно-гигиенические требования". Чтобы концентрация вредных паров находилась в пределах нормы, необходимо использовать вентиляцию. Необходимый для вентиляции объем воздуха, поступающий за час, определяется по формуле:

$$V = \frac{G}{K_{эф}(K_{уд} - K_{ур})}$$

где  $V$  - объем приточного воздуха;

$K_{эф}$  - коэффициент эффективности воздухообмена, равный 0.3;

$G$  - количество вредных веществ, поступающих в час;

$K_{уд}$  - концентрация вредных веществ удаленных из лаборатории;

$K_{ур}$  - концентрация вредных веществ в приточном воздухе.

Подставляя численные значения, получим объем воздуха, поступающий за час, необходимый для разбавления паров припоя до допустимой концентрации:

$$V = \frac{10}{0.3(0.39 - 0)} = 85,5 \frac{м^3}{час}$$

### 9.3 Требования безопасности, эргономики и технической эстетики к рабочему месту инженера-исследователя

При работе с макетом генератора применяется напряжение 220В с частотой 50Гц. Согласно правилам устройства электроустановок, при работе с напряжением до 1000В необходимо пользоваться только исправными приборами и инструментами.

Ремонт приборов должен производиться только после их полного отключения от сети. Все токоведущие части приборов должны быть закрыты кожухами. Ручной инструмент, применяемый для электромонтажных работ, должен иметь изолированные ручки со штампом испытаний на электрическую прочность. Все приборы должны быть надежно заземлены. Для этого должна быть предусмотрена металлическая полоса, расположенная вдоль стен на высоте 0.3 метра от пола. Сопротивление заземленного устройства должно быть не более 4Ом.

Радиаторы отопления, трубы водопровода должны быть закрыты оградительными решетками. В целях пожарной безопасности необходимы проверка изоляции проводов и регулярный контроль электрооборудования.

Паяльник во включенном состоянии должен находиться на специальной подставке.

Для снижения концентрации в воздухе различных вредных веществ необходима принудительная вентиляция. Скорость движения воздуха на место пайки, согласно санитарным нормам, должна быть не менее 0.6 м/с. Допустимое содержание паров в воздухе:

- ✓ свинца- $0.01\text{мг}/\text{м}^3$ ;
- ✓ канифоли - $10\text{мг}/\text{м}^3$ ;

Рабочее место должно быть оснащено необходимым количеством розеток для включения приборов. Приборы должны находиться в пределах оптимального угла обзора, соответствующего зоне ясного различения формы рассматриваемых объектов при "неподвижном" глазе. Этот угол в горизонтальной плоскости равен 30-40 градусов.

Конструкция и внешнее оформление аппаратуры и приборов должно создавать условия, при которых утомляемость инженера-исследователя была бы



минимальной. Порядок расположения клавиш и кнопок переключателей должен совпадать с нормальной последовательностью выполнения рабочих операций. Расположение органов управления должно быть таким, чтобы при работе с одним из них исключалась возможность переключения других.

Элементы и органы управления должны быть размещены таким образом, чтобы при работе инженер-исследователь рационально и экономично использовал обе руки. При большом количестве органов управления рекомендуется различная форма ручек и рукояток, позволяющая оператору управлять на ощупь.

Необходимо обеспечить достаточную освещенность рабочего места, которая бы обеспечивала благоприятные условия для считывания информации, выполнения записей и работе со справочным материалом.

## 9.4 Инструкция по технике безопасности при работе с макетом прибора

Инструкция является обязательной для персонала. Соблюдение имеет целью обеспечение безопасности жизнедеятельности при работе с макетом прибора сотрудников и студентов, а также надежное рациональное использование оборудования. Основные работы - изготовление и эксплуатация макета прибора. Приведенные ниже правила техники безопасности соответствуют ГОСТ 120.004-79 "Организация обучения работающих безопасности труда. Общие положения".

- 1) К работе допускаются лица, прошедшие инструктаж по технике безопасности. Запрещается самостоятельно передавать порученную работу кому-либо без соответствующего разрешения.
- 2) При работе с электроустановками в лаборатории должно находиться не менее двух человек.
- 3) Инструмент и оборудование следует использовать только по назначению.
- 4) Перед началом работ следует убедиться в исправности заземления всех используемых приборов. Все металлические токоведущие части должны быть заземлены.
- 5) Запрещается:
  - ✓ пользоваться неисправными приборами и инструментами;
  - ✓ оставлять без присмотра включенные приборы и оборудование;
  - ✓ оставлять макет вне экранирующих корпусов и проводить монтажные работы при включенном напряжении питания;
  - ✓ применять самодельные и некалиброванные предохранители;
- 6) Каждый обязан поддерживать чистоту и порядок на рабочем месте в течении рабочего времени;
- 7) Запрещается загромождать рабочее место посторонними приборами и предметами, чтобы исключить возможность травмирования;
- 8) В случае поражения электрическим током следует немедленно обесточить лабораторию рубильником на силовом щитке, пострадавшему оказать первую

медицинскую помощь в виде искусственного дыхания, вызвать скорую помощь;

9) В случае возникновения пожара вызвать пожарную охрану, произвести эвакуацию людей, сообщить администрации о случившемся и оказать посильную помощь при тушении пожара;

10) В целях предотвращения пожара категорически запрещается:

- ✓ курить;
- ✓ пользоваться открытым огнем;
- ✓ оставлять вблизи электронагревательных приборов растворители, лаки и другие легковоспламеняющиеся жидкости;
- ✓ пользоваться электронагревательными приборами с незащищенной спиралью;
- ✓ хранить в лаборатории легковоспламеняющиеся жидкости без специально оборудованных шкафов;

## 10.1 Обоснование целесообразности разработки проекта

Развитие современных систем радиосвязи в настоящее время характеризуется интенсивными исследованиями, новыми разработками, внедрением все более совершенных и новых систем.

Во многих отраслях народного хозяйства все большее практическое применение находят видеоимпульсные системы подповерхностной радиолокации (ВПРЛ), предназначенных для дистанционного неразрушающего контроля и диагностики полупроводящих диэлектрических сред, а также обнаружения и идентификации малоразмерных малоконтрастных объектов искусственного и естественного происхождения в них. Одним из основных звеньев таких систем является передающий тракт, определяющий основные тактико-технические характеристики параметры ВПРЛ. К таким параметрам можно отнести амплитуду и длительность излучаемых радиоимпульсов, а также частоту их повторения. В современных ВПРЛ в зависимости от назначения, амплитуда излучаемого импульса может задаваться от нескольких десятков вольт до нескольких киловольт при их длительности от 0,1 до 5нс и частоте повторения от 10 до 500кГц.

Видеоимпульсы с требуемыми параметрами генерируют при помощи ключевых элементов формирователей. В разрабатываемом устройстве применен новый класс полупроводниковых импульсных лавинных диодов (ДПИЛ или S-диод) – приборов с S-образной вольтамперной характеристикой (ВАХ). Применение данного типа ключевого элемента позволяет получить требуемые технические характеристики формирователя, согласно техническому заданию. В качестве аналога разрабатываемого устройства выбираем формирователь с применением в качестве ключевого элемента диода с задержкой лавинного пробоя (ДЗЛП). Данный тип ключевого элемента позволяет получить большинство заданных параметров формирователя, а по некоторым даже превосходит разрабатываемый продукт.

Учет значимости отдельных параметров проведем с помощью балльно-индексного метода. Для этого определим комплексный показатель разрабатываемого научно-технического продукта  $J_{ЭТУ}$  по группе показателей:

$$J_{ЭТУ} = \sum_{i=1}^n B_i X_i$$

где  $n$  – число рассматриваемых показателей;

$B_i$  – коэффициент весомости  $i$ -го показателя в долях единицы, устанавливаемый экспертным путем;

$X_i$  – относительный показатель качества, устанавливаемый экспертным путем по 10-ти бальной шкале оценивания.

Показатели качества и их коэффициенты весомости для разрабатываемого продукта и его аналога сведены в таблице 10.1.

Таблица 10.1 – показатели качества разрабатываемого продукта и продукта-аналога.

Показатели качества научно-технического продукта	Коэффициент весомости $B_i$	Разрабатываемый продукт		Продукт-аналог	
		$X_i$	$B_i X_i$	$X_i$	$B_i X_i$
1. Масса	0,02	8	0,16	7	0,14
2. Габаритные размеры	0,02	6	0,12	6	0,12
3. Надежность	0,18	7	1,26	5	0,9
4. Простота настройки	0,09	8	0,72	5	0,45
5. Амплитуда выходного	0,23	9	2,07	9	2,07

импульса					
6. КПД	0,05	6	0,3	6	0,3
7. Длительность фронта	0,22	6	1,32	8	1,76
8. Частота повторения	0,19	8	1,52	4	0,76
		$J_{ЭТУ} = 7,47$		$J_{ЭТУ} = 6,5$	

Таким образом, разрабатываемый научно технический продукт имеет более высокий показатель эксплуатационно-технического уровня по сравнению с продуктом-аналогом.

## 10.2 Организация и планирование работ по разработке темы

### проекта

Планирование различных работ имеет цель найти оптимальное по использованию трудовых и материальных ресурсов. Одним из методов планирования-линейное планирование. Особенностью этого метода является то, что реализуется системный подход к решению вопросов организации работ и управления, то есть деятельность всех исполнителей рассматривается как единый комплекс взаимосвязанных операций, направленных на достижение намеченной цели.

Основным планирующим документом в системе линейного планирования является график процесса разработки, обеспечивающий возможность оценки текущего хода проектирования. Кроме того, планирование работ необходимо для оценки стоимости затрат на разработку темы. При использовании данных планирования имеется возможность выбора оптимальной суммы, которую необходимо затратить на проектирование.

Для организации и планирования работы составим перечень работ необходимых для достижения поставленных задач, определим исполнителей каждой работы и для каждого этапа определим время выполнения в рабочих днях.

Для определения ожидаемой продолжительности работы  $t_{ож}$  применим один из вариантов вероятностных оценок работ, который основан на использовании трёх оценок:  $t_{max}$ ;  $t_{min}$ ;  $t_{н.в.}$ .

$$t_{ож} = \frac{t_{min} + 4t_{н.в.} + t_{max}}{6}$$

где  $t_{min}$  – кратчайшая продолжительность заданной работы (оптимистическая оценка);

$t_{max}$  – самая большая продолжительность работы (пессимистическая оценка);

$t_{н.в.}$  – наиболее вероятная, по мнению экспертов, продолжительность работы (реалистическая оценка).

Оценку трудоёмкости отдельных видов работ оформим в таблицу 10.2.

**Таблица 10.2 – оценка трудоёмкости отдельных видов работ**

Наименование работ	Исполнитель (должность)	Продолжительность работ			
		$t_{min}$	$t_{max}$	$t_{н.в.}$	$t_{ож}$
1. Разработка ТЗ и утверждение ТЗ	инженер	2	4	3	3
	руководитель	-	-	-	1
2. Обзор и анализ источников	инженер	5	7	6	6
	руководитель	-	-	-	-
3. Патентные исследования	инженер	1	3	2	2
	руководитель	-	-	-	-
4. Электрический расчет принципиальной схемы	инженер	4	6	6	5,6
	руководитель	-	-	-	1
5. Изготовление и настройка макета	инженер	5	6	5	5,2
	руководитель	-	-	-	1
6. Расчёт организационно-экономической части	инженер	2	3	3	2,8
	руководитель	-	-	-	-
7. Разработка вопросов охраны труда	инженер	1	3	2	2
	руководитель	-	-	-	-

8. Проведение испытаний макета, корректировка расчета	инженер руководитель	4 -	7 -	6 -	5,8 1
9. Экспериментальные исследования, расчет надежности	инженер руководитель	4 -	5 -	5 -	4,8 -
10. Оформление пояснительной записки и графического материала.	инженер руководитель	15 -	18 -	17 -	16,8 1
11. Согласование, рецензирование и утверждение технической документации.	инженер руководитель	2 -	3 -	2 -	2,2 1
Итого	инженер руководитель	45 -	65 -	57 -	57 6

По данным таблицы 10.2 строим ленточный график, который представлен на рисунке 10.1.

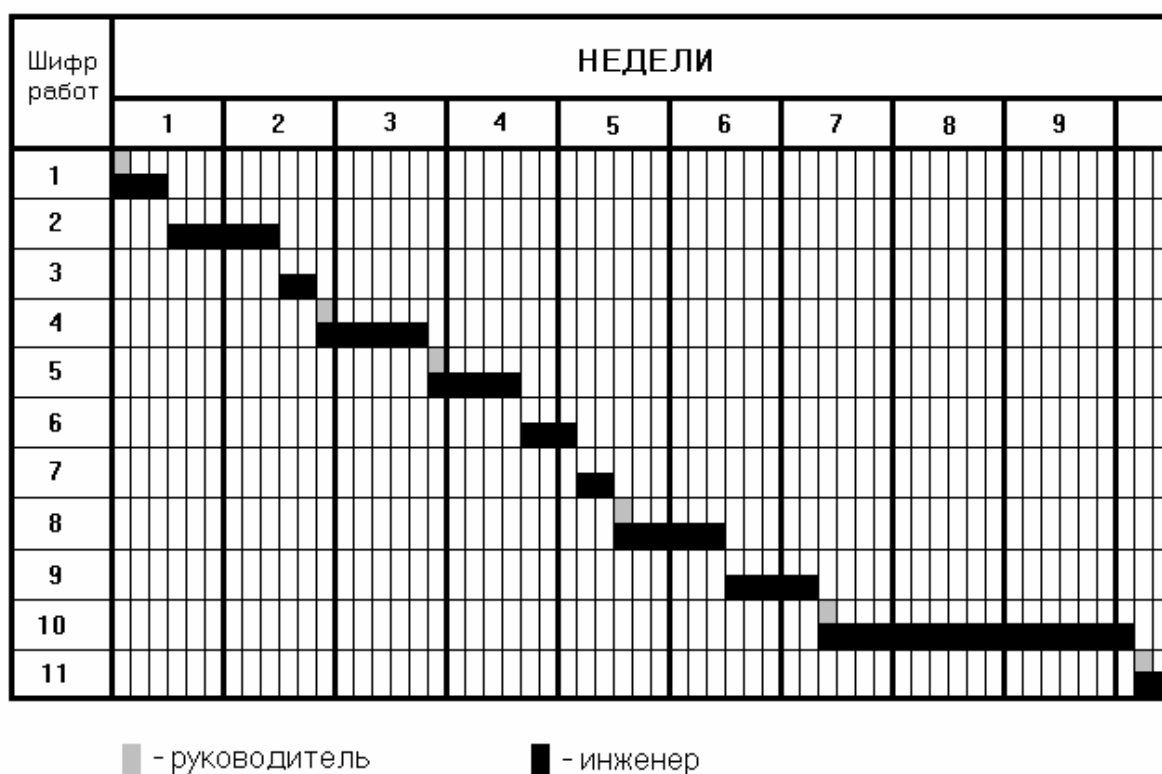


Рисунок 10.1 – Ленточный график дипломного проекта.

## 10.3 Расчет затрат на разработку проекта

В смету затрат на разработку генератора включаются следующие статьи:

1. Основные материалы и комплектующие изделия с учетом транспортно-заготовительных расходов;
2. Фонд заработной платы исполнителей;
3. Расходы на командировки, услуги сторонних организаций;
4. Амортизация научного оборудования;
5. Аренда помещения;
6. Накладные расходы.

Таблица 7.3 – Стоимость комплектующих изделий

Наименование	Количество шт.	Цена, руб.	Стоимость, руб.
1. Резисторы С2-23	36	0,40	14,4
2. Транзистор 2Т916А	2	110,00	220,00
3. Транзистор КТ816Г	1	2,50	2,50
4. Транзистор КТ817Г	1	2,50	2,50
5. Транзистор КТ818Г	1	3,80	3,80
6. Транзистор КТ863А	1	5,80	5,80
7. Диод КД522А	6	0,50	3,00
8. Диод КД522Б	3	0,50	1,50
9. Диод 2Д212А	2	5,00	10,00
10. Стабилитрон КС156А	1	1,50	1,50
11. Конденсаторы	20	4,00	80,00
12. Микросхема КР1006ВИ1	1	3,30	3,30
13. Микросхема КР142ЕН12	1	4,80	4,80
14. Микросхема КР142ЕН5	1	3,60	3,60
15. Микросхема К1401СА1	1	5,00	5,00
16. Микросхема КР1554АП5	1	12,00	12,0
17. Микросхема КР1554ТМ2	2	13,00	26,00
18. Трансформатор	1	45,00	45,00
19. Ферритовое кольцо	2	4,00	8,00
19. Провод ПЭЛ (ПЭЛШО)	8 метров	2,00	16,00
20. Припой ПОС-61	0,5 кг	5	0,25
21. Флюс	0,1 л	5	0,5



22. Плата макета	6 дм	35	210
ИТОГО:			686,40

Рассчитаем заработную плату исполнителей:

$$Z = Z_{Дн1} \cdot T_1 + Z_{Дн2} \cdot T_2$$

где  $Z_{Дн1}$ ,  $Z_{Дн2}$  – дневная заработная плата первого (руководителя) и второго (инженера) исполнителей соответственно;

$T_1$ ,  $T_2$  – затраты труда руководителя и инженера соответственно.

Минимальная заработная плата в месяц составляет 132 рубля в месяц, оклад и основная заработная плата инженера и руководителя рассчитываются по формуле:

$$Z_o = Z_{\min} \cdot K_p$$

$$Z_{осн} = (1 + H_d) \cdot (0,1 \cdot Z_o + Z_o) \cdot (1 + H_{cc})$$

где  $H_d$  – коэффициент, учитывающий дополнительную заработную плату, в долях к основной заработной плате ( $H_d = 0,3$ )

$H_{cc}$  – коэффициент, учитывающий отчисления во внебюджетные фонды (организациям социального страхования  $H_{cc} = 0,38$ )

$K_p$  – районный коэффициент, ( $K_p = 2$  – для инженера, 6 разряд;  $K_p = 5,32$  – для руководителя);

$$Z_{Дн} = \frac{Z_{осн}}{\Phi_{Г}}$$

$\Phi_{Г}$  – действительный годовой фонд рабочего времени в месяц ( $\Phi_{Г} = 24$ )

Из ленточного графика определим количество рабочих дней инженера и руководителя: Руководитель – 6 дней; Инженер - 57 дней. Все расчеты: основной заработной платы, оклада, дневной заработной платы, начисленной заработной платы за время разработки, сведем в таблицу 10.4.

Таблица 10.4 – Затраты на заработную плату работников (в рублях)

Исполнитель	Разряд	Трудо- емкость (днях)	Оклад	Дневная ставка	Основная з. пл.	Начисленн ая з. пл.
Инженер	6	57	264	21,7	521	1237
Руководитель	14	6	702,2	57,7	1385,7	346
Итого						1583

Таким образом, фонд заработной платы (ФЗП) составил 1583 рубля.

К затратам по работам, выполненным другими организациями относятся затраты на распечатку и приведены в таблице 10.5.

Таблица 10.5 – Затраты по работам выполненным другими организациями

Наименование	Единицы измерения	Количество	Стоимость рублей	Всего рублей
--------------	----------------------	------------	---------------------	--------------

Произведем расчет амортизационных отчислений и аренды помещения. На одно рабочее место необходимо 8 квадратных метров площади. Стоимость аренды одного квадратного метра площади в месяц с учетом коммуникаций составляет  $A=16$  рублей. Таким образом, арендная плата за время проведения эксперимента составит:

$$Z_A = \frac{N \cdot S \cdot A}{30}$$

где  $Z_A$  – арендная плата;

$S$  – площадь ( $8\text{ м}^2$ );

$N$  – количество дней аренды (57 дней);

Подставив значения получим:

$$Z_A = \frac{N \cdot S \cdot A}{30} = \frac{57 \cdot 8 \cdot 16}{30} = 243,2 \text{ рубля.}$$

Затраты на амортизацию измерительной техники (ИТ) определим по формуле:

$$Z_{ам} = \frac{C_{бал} \cdot K_{ам} \cdot n}{\Phi_z}$$

где  $C_{бал}$  – балансовая стоимость оборудования;

$K_{ам}$  – коэффициент годовой амортизации (12.5% в год);

Балансовая стоимость определяется по формуле:

$$C_{бал} = C_{исх} (1 - K_{ам})^T$$

где  $C_{исх}$  – исходная стоимость оборудования;

$T$  – количество лет от покупки;

Стоимость используемого оборудования и амортизационные отчисления приведены в таблице 10.6.

Таблица 10.6 - Оборудование и его балансная стоимость.

Наименование	Балансовая стоимость $C_{бал}$	Затраты на амортизацию $Z_{ам}$
Осциллограф С1-91	832,5	20

Также рассчитаем накладные расходы, которые составляют 20% от суммы на материалы, оборудование, заработную плату. Накладные расходы составят:

$$(686,4 + 20 + 1583) \cdot 0.2 = 458 \text{ рублей.}$$

В таблице 10.7 представлены величины затрат по всем статьям расхода.

Таблица 10.7 – Смета затрат на исследование

Статьи затрат	Сумма (в рублях)
1 Основные материалы и комплектующие изделия	686,4
2 Заработная плата исполнителей	1583
3 Затраты по работам выполненным сторонними организациями	255
4 Амортизация оборудования	20

5 Аренда помещения	243,2
6 Накладные расходы	458
Итого: себестоимость исследования	3245,5

## 12 Заключение

В данной дипломном проекте разработан генератор наносекундных видеоимпульсов, предназначенный для работы в системе подповерхностного зондирования земной поверхности. Также разработанное устройство может применяться в других системах диагностики диэлектрических сред, при исследовании структуры полупроводников и т.д.

В ходе работы над проектом разработана печатная плата изделия рассчитанная на применение поверхностных элементов, что позволило уменьшить габариты изделия.

Для формирования мощных (амплитудой порядка 1кВ) импульсов с коротким (порядка 1нс) фронтом и высокой частотой повторения (до 100кГц) в данной разработке применен импульсный лавинный полупроводниковый диод, свойства которого обусловлены его структурой. Это достаточно новый элемент, предназначенный для формирования видеоимпульсов с субнаносекундными фронтами нарастания и спада, а также радиоимпульсов наносекундной длительности. Другие типы формирующих элементов, позволяющие получать импульсы требуемой амплитуды, значительно уступают S-диодам по частоте.

## 13 Экспериментальные исследования

Экспериментальные исследования проведем путем моделирования схемы устройства на ЭВМ, в системе Design Centre (PSpice). Исследование устройства на ЭВМ позволяет существенно сократить сроки изготовления, легко и быстро модернизировать схему, а также исключает затраты на изготовление и замену элементов, в случае выхода их из строя.

САПР Design Centre позволяет смоделировать схему на основе реальных характеристик элементов. Design Centre содержит библиотеку элементов, существующих реально и работа их в системе Design Centre соответствует работе реальных элементов.

Поскольку библиотека элементов Design Centre содержит только элементы иностранного производства, в модели схемы в качестве транзистора 2Т916А использовался его аналог: UDR 450.

Схема экспериментальной установки представлена в приложении В.

Исследования проводились без использования S-диода, т.е. исследовался только блок КТК с нагрузкой  $10^9 \text{ Ом}$ , что соответствует сопротивлению закрытого S-диода.

Входной и выходной сигнал схемы представлены в приложении В.

Параметры импульса, формируемого схемой, соответствуют требуемым, что подтверждает справедливость расчетов и сделанных в ходе расчета предположений.

## Список использованных источников

1. С. П. Лукьянов, Р. В. Потемин, О. П. Толбанов. «Генераторы импульсов наносекундной длительности на лавинных диодах»//Электронная промышленность, -№1-2, 1998.
2. С. П. Лукьянов, Р. В. Потемин, В. Е. Семенчук. «Генератор-излучатель наносекундных импульсов для систем видеоимпульсной подповерхностной РЛ»//Труды меж. научно-тех. конференции “Сибконверс 99”, ТУСУР, г. Томск, 18-21 мая 1999г. стр. 439-441
3. В. С. Белкин, Г. И. Шульженко. Формирователи мощных наносекундных и пикосекундных импульсов на полупроводниковой элементной базе, г. Новосибирск, 1990. –35с.
4. Ю. Я. Рябинин. Стробоскопические осциллографирование, -М.: Советское радио, 1972. –270с.
5. В. С. Белкин, Г. И. Шульженко. Генератор высоковольтных двуполярных наносекундных импульсов // ПТЭ. 1994 N4.
6. В. С. Белкин, Г. И. Шульженко. Формирователи высоковольтных наносекундных импульсов с низковольтным питанием // ПТЭ. 1994 N.4
7. Полупроводниковые приборы: Сверхвысокоочастотные диоды. Справочник/ Б. А. Наливайко, А. С. Берлин, В. Г. Божков и др., ТОМСК МГП «РАСКО», 1992. –222с.
8. П. М. Матханов, Л. З. Гоголицын. Расчет импульсных трансформаторов, г Ленинград «Энергия», 1980. –120с.
9. С. С. Вдовин. Проектирование импульсных трансформаторов, Ленинград, «Энергоиздат», 1991г, -205с.
10. В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский. Справочник по импульсной технике, Киев «Техника», 1973г, -705с.
11. Э. Н. Воронков, Ю.А. Овечкин. Основы проектирования усилителей и импульсных схем на транзисторах, Москва «Машиностроение», 1973г –310с.
12. Б. В. Перлов. Импульсные устройства на транзисторах с проводимостью разного типа, Москва «Энергия», 1972г, -140с.
13. Аналоговые интегральные микросхемы. Справочник/ А. Л. Булычев, В. И. Галкин, В. А. Прохоренко, Минск «Беларусь», 1993г, -380с.

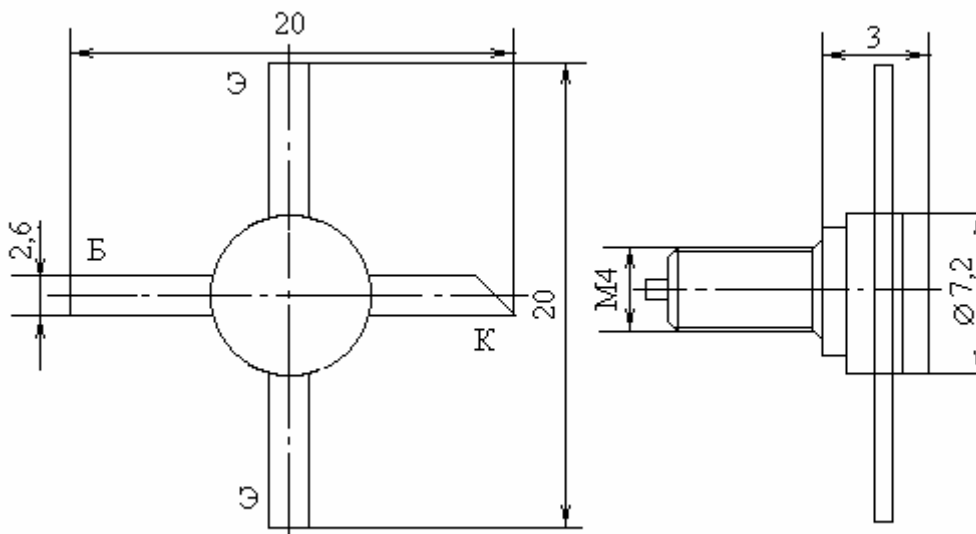
14. Цифровые интегральные микросхемы. Справочник/ М. И. Богданович, И. Н. Грель и др., Минск «Беларусь», 1991г, - 490с.

# Приложение А

## Справочные данные транзистора 2Т916А

<b><math>I_{Кmax}</math>,</b>	2
<b>А</b> .....	
.	
$I_{К, и max}$ , А.....	4
$U_{КЭR max}$ , В.....	28
$U_{пит max}$ , В.....	-
$U_{КБ0 max}$ ,.....	35
$P_{К, CP max}$ ( $P_{К max}$ ).....	30
$T_{К}$ , °С.....	25
$T_{II max}$ , °С.....	160
$T_{К max}$ ( $T_{max}$ ), °С.....	125
$h_{21Э}$ .....	35
$U_{КЭ}$ ( $U_{КБ}$ ), В.....	5
$I_{К}$ ( $I_{Э}$ ), А.....	0,25
$U_{КЭ нас}$ , В.....	0,4
$I_{КБ0}$ ( $I_{КЭR}$ ), мА.....	(25)
$f_{гр}$ ( $f_{раб}$ ), ГГц.....	1,1
$P_{ВЫХ}$ , Вт.....	20
$f$ , ГГц.....	1
$C_{К}$ , пФ.....	20
$C_{Э}$ , пФ.....	190
$R_{Т П-К}$ , °С/Вт.....	4,5

### Внешний вид и габариты транзистора



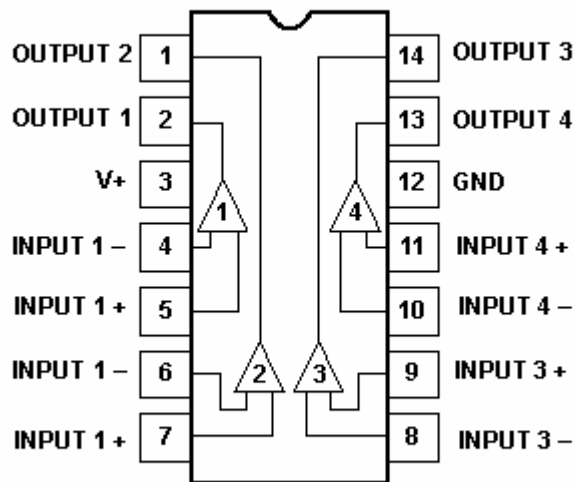


## Приложение Б

### Справочные данные микросхемы K1401AC1

<b>УИ. П, В; УИ. П 2, В</b> .....	$\pm 1,5 \dots \pm 16,5$
U <sub>CM</sub> , мВ.....	5
I <sub>BX</sub> , нА.....	250
$\Delta I_{BX}$ , нА.....	50
I <sub>БЫХ</sub> , мА.....	6
t <sub>уст</sub> , мкс.....	3
I <sub>ПОТ</sub> , мА.....	2,5

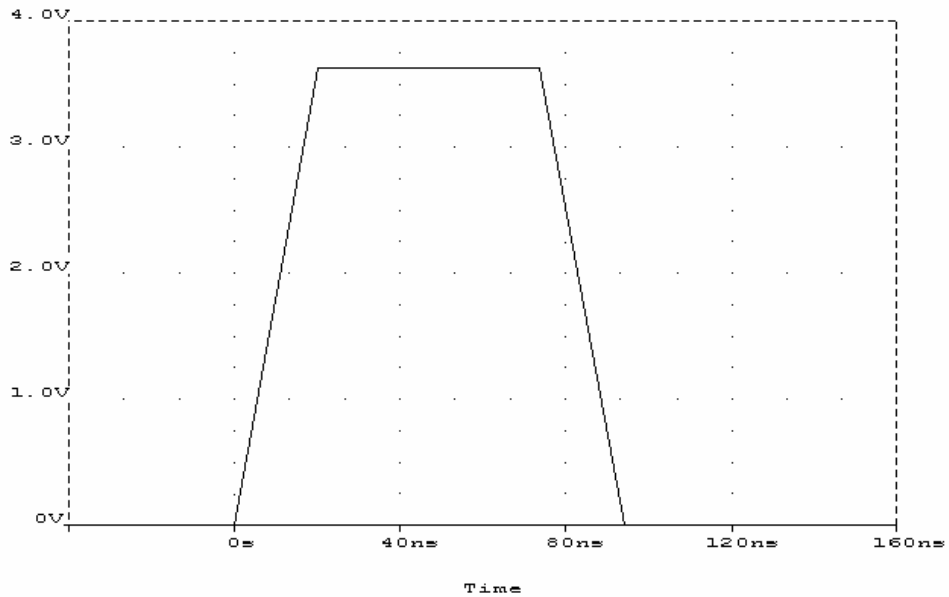
### Структура микросхемы



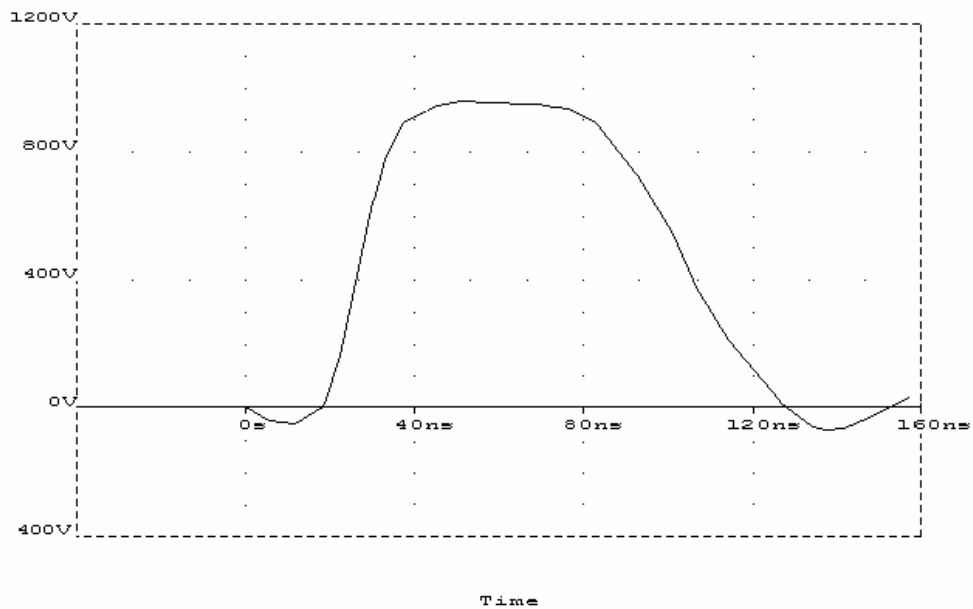
# Приложение В

## Результаты эксперимента

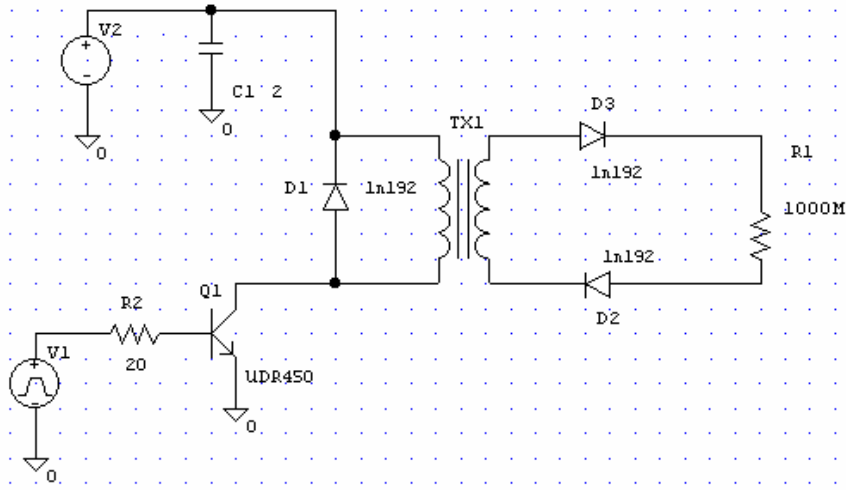
Эпюра напряжения на базе ключевого транзистора



Эпюра напряжения на выходе трансформатора  
(при сопротивлении нагрузки, соответствующем S-диоду  
в закрытом состоянии)



# Схема экспериментальной установки



Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание
------------------	--------------	------	------------

	Резисторы		
	C2-23-0,125 ОЖ0.467.081ТУ		
	C2-23-0,25 ОЖ0.467.081ТУ		
R1, R2	C2-23-0,25-240 Ом±2%-B	2	
R3	C2-23-0,125-2 кОм±2%-B	1	
R4	C2-23-0,125-1,6 кОм±2%-B	1	
R5	C2-23-0,125-4,7 кОм±2%-B	1	
R6	C2-23-0,125-510 Ом±2%-B	1	
R7	C2-23-0,25-560 Ом±2%-B	1	
R8	C2-23-0,125-240 Ом±2%-B	1	
R9	C2-23-0,125-4,3 кОм±2%-B	1	
R10, R11	C2-23-0,125-100 Ом±2%-B	2	
R12, R13	C2-23-0,25-20 Ом±2%-B	2	
R14, R15	C2-23-0,125-10 кОм±2%-B	2	
R16-R19	C2-23-0,25-220 Ом±2%-B	4	
R20, R21	C2-23-0,125-10 кОм±2%-B	2	
R22, R23	C2-23-0,125-1 кОм±2%-B	2	
R24	C2-23-0,125-3 кОм±2%-B	1	
R25	C2-23-0,125-56 кОм±2%-B	1	
R26	C2-23-0,125-160 кОм±2%-B	1	
R27	C2-23-0,125-8,2 кОм±2%-B	1	
R28	C2-23-0,125-62 кОм±2%-B	1	
R29	C2-23-0,125-33 кОм±2%-B	1	
R30	C2-23-0,125-160 кОм±2%-B	1	
R31	C2-23-0,125-33 кОм±2%-B	1	
R32	C2-23-0,25-220 Ом±2%-B	1	
R33-R36	C2-23-0,125-10 кОм±2%-B	4	

РТФ ДП. 468784.001 ПЭ

Изм	Лист	№ докум	Подпись	Дата
Разраб.	Жингель			
Пров.	Карауш			
Н. контр.				
Утв.				

Генератор импульсов  
наносекундной длительности  
Перечень элементов

Лит.	Лист	Листов
ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ гр. 145-1		

Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание
------------------	--------------	------	------------



