

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет компьютерного проектирования

Кафедра проектирования информационно-компьютерных систем

***ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ***

*Рекомендовано УМО по образованию
в области информатики и радиоэлектроники
в качестве пособия для специальности
1-39 03 01 «Электронные системы безопасности»*

Минск БГУИР 2015

УДК 621.396.69(076.5)

ББК 32.844-04я73

Э45

А в т о р ы:

В. В. Баранов, В. М. Логин, В. Ю. Серенков, В. Р. Стемпицкий

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра интеллектуальных систем Белорусского
национального технического университета
(протокол №12 от 27.02.2014);

заведующий кафедрой автоматизированных систем
управления производством учреждения образования
«Белорусский государственный аграрный технический университет»,
доктор технических наук, доцент И. И. Гируцкий

Электрические и электронные компоненты устройств и систем.
Э45 Лабораторный практикум : пособие / В. В. Баранов [и др.]– Минск :
БГУИР, 2015. – 72 с. : ил.
ISBN 978-985-543-090-3.

В пособии приводятся описание, методика, порядок выполнения и оформления
шести лабораторных работ по учебной дисциплине «Электрические и электронные
компоненты технических систем». Предназначено для студентов всех форм обучения.

УДК 621.396.69(076.5)
ББК 32.844-04я73

ISBN 978-985-543-090-3

© УО «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники», 2015

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа №1 Исследование аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей в устройствах и системах	5
1.1 Цель работы	5
1.2 Краткие теоретические сведения	5
1.3 Практическая часть	9
1.4 Содержание отчета	9
1.5 Контрольные вопросы	9
Лабораторная работа №2 Исследование операционных усилителей как преобразователей аналоговых сигналов в устройствах и системах	10
2.1. Цель работы	10
2.2. Краткие теоретические сведения	10
2.3 Практическая часть	12
2.4 Содержание отчета	14
2.5 Контрольные вопросы	14
Лабораторная работа №3 Исследование компараторов в устройствах и системах	15
3.1 Цель работы	15
3.2 Краткие теоретические сведения	15
3.3 Практическая часть	19
3.4 Содержание отчета	21
3.5 Контрольные вопросы	21
Лабораторная работа №4 Анализ работы аналоговых интегральных микросхем в устройствах и системах	23
4.1 Цель работы	23
4.2 Краткие теоретические сведения	23
4.3 Практическая часть	25
4.4 Содержание отчета	32
4.5 Контрольные вопросы	32
4.6 Компьютерные программы	33
Лабораторная работа №5 Исследование характеристик мощных транзисторов в составе устройств и систем	34
5.1 Цель работы	34
5.2 Краткие теоретические сведения	34
5.2.1 Мощные транзисторы МОП ПТ и БТИЗ	35
5.2.2 Сравнительные характеристики мощных МОП ПТ	39

5.2.3 Проблемы микромонтажа мощных транзисторов.....	43
5.2.4 Моделирование и оптимизация конструктивно-технологических параметров мощных ДМОП транзисторов	46
5.3 Порядок выполнения работы.....	52
5.4 Содержание отчета	53
5.5 Контрольные вопросы.....	53
Лабораторная работа №6 Исследование катушек индуктивности в составе устройств и систем	54
6.1 Цель работы.....	54
6.2 Краткие теоретические сведения	54
6.2.1 Конструктивные особенности катушек индуктивности.....	57
6.2.2 Расчет параметров катушек индуктивности	62
6.2.3 Катушки индуктивности с магнитными сердечниками	65
6.2.4 Экранированные катушки индуктивности.....	68
6.3 Лабораторное оборудование и образцы	69
6.4 Порядок выполнения работы.....	69
6.5 Содержание отчета	70
6.6 Контрольные вопросы.....	70
ЛИТЕРАТУРА	71

Лабораторная работа №1

Исследование аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей в устройствах и системах

1.1 Цель работы

Исследование работы аналого-цифрового и цифроаналогового преобразователей.

1.2 Краткие теоретические сведения

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) служат для преобразования информации из цифровой формы в аналоговый сигнал – суммирование токов и напряжений. ЦАП широко применяются в различных устройствах автоматики для связи цифровых ЭВМ с аналоговыми элементами и системами.

Принцип работы ЦАП состоит в суммировании аналоговых сигналов, пропорциональных весам разрядов входного цифрового кода, с коэффициентами, равными нулю или единице в зависимости от значения соответствующего разряда кода.

ЦАП преобразует цифровой двоичный код $Q_4Q_3Q_2Q_1$ в аналоговую величину, обычно напряжение $U_{ВЫХ}$. Каждый разряд двоичного кода имеет определенный вес i -го разряда вдвое больше, чем вес $(i-1)$ -го. Работу ЦАП можно описать следующей формулой:

$$U_{ВЫХ} = u \cdot (1 \cdot Q_1 + 2 \cdot Q_2 + 4 \cdot Q_3 + 8 \cdot Q_4 + \dots), \quad (1.1)$$

где u – напряжение, соответствующее весу младшего разряда;

Q_i – значение i -го разряда двоичного кода (0 или 1).

Например, числу 1001 соответствует:

$$U_{ВЫХ} = u \cdot (1 \cdot 1 + 2 \cdot 0 + 4 \cdot 0 + 8 \cdot 1) = 9 \cdot u.$$

На рисунке 1.1 приведена упрощенная схема реализации ЦАП. В схеме i -й ключ замкнут при $Q_i = 1$, при $Q_i = 0$ – разомкнут. Регистры подобраны таким образом, что $R \gg R_n$.

Эквивалентное сопротивление обведенного пунктиром двухполюсника $R_{ЭК}$ и сопротивление нагрузки R_n образуют делитель напряжения, тогда

$$U_{ВЫХ} = E \cdot R_n / (R_n + R_{ук}) \approx E \cdot R_n / R_{ук}. \quad (1.2)$$

Проводимость двухполюсника $1/R_{\text{эк}}$ равна сумме проводимостей ветвей (при $Q_i = 1$ i -я ветвь включена, при $Q_i = 0$ – отключена):

$$1/R_{\text{эк}} = Q_1/8R + Q_2/4R + Q_3/2R + Q_4/R. \quad (1.3)$$

Подставив (1.3) в (1.2), получаем выражение, идентичное (1.1):

$$U_{\text{ВЫХ}} = (8E \cdot R_H / R) \cdot (1 \cdot Q_1 + 2 \cdot Q_2 + 4 \cdot Q_3 + 8 \cdot Q_4). \quad (1.4)$$

Из выражения (1.4) очевидно, что $u = 8E \cdot R_H / R$. Выбором u можно установить требуемый масштаб аналоговой величины.

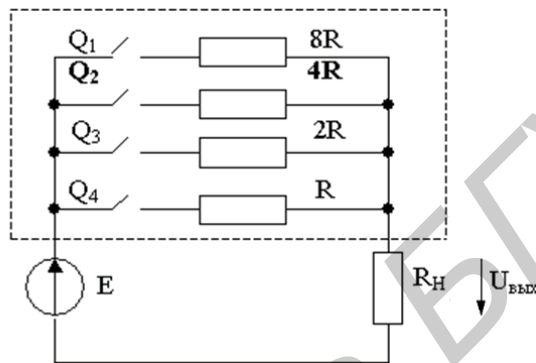


Рисунок 1.1 – Схема цифроаналогового преобразователя

В информационных и управляющих системах часть информации (или вся) от датчиков и других источников сигналов бывает представлена в аналоговой форме. Для ее ввода в цифровые ЭВМ и для дальнейшей обработки широко применяются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). В большинстве случаев АЦП выполняют преобразование входного напряжения или тока в двоичный цифровой код.

Существуют различные типы АЦП. Мы остановимся лишь на тех, которые получили в настоящее время наибольшее распространение: АЦП последовательного приближения (АЦППП) и АЦП параллельного типа (АЦПП).

Структурная схема АЦППП приведена на рисунке 1.2.

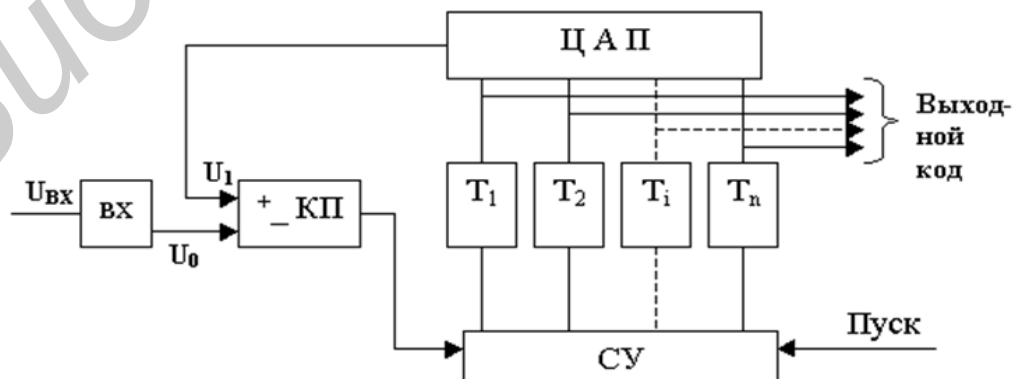


Рисунок 1.2 – Схема АЦП последовательного приближения

Схема работает следующим образом. Входной аналоговый сигнал U_{BX} перед началом преобразования запоминается схемой выборки – хранения (ВХ), что необходимо, т. к. в процессе преобразования необходимо изменение аналогового сигнала. Далее по команде «Пуск» с помощью сдвигового регистра последовательно во времени каждый триггер T_i , начиная со старшего разряда, переводит в положение 1 соответствующий разряд ЦАП.

Напряжение U_1 (или ток) с выхода ЦАП сравнивается с входным аналоговым сигналом с помощью компаратора (КП). Если $U_0 > U_1$, на выходе компаратора сохраняется низкий уровень и в триггере сохраняется единица, при $U_0 < U_1$ срабатывает компаратор и переводит триггер в положение 0. После окончания цикла на выходах триггеров получается двоичный код, соответствующий (при идеальных элементах) U_0 с точностью до половины младшего разряда.

Погрешность АЦППП определяется неточностью ЦАП, зоной нечувствительности и смещением нуля компаратора, а также погрешностью схемы выборки – хранения.

Поскольку в такой схеме ошибка в каком-либо разряде в дальнейшем не корректируется, необходимо, чтобы время на «взвешивание» каждого разряда было достаточно для затухания переходного процесса до уровня, соответствующего половине младшего разряда, и чтобы при разбалансе $U_1 - U_0$ на это значение компаратор успел сработать. Общее время преобразования:

$$t_{ПП} = t_{BX} + n(t_{з.к} + t_Y + t_{Ц}) + t_{СБ}, \quad (1.5)$$

где t_{BX} – время, необходимое для фиксации U_{BX} схемой ВХ;

n – число разрядов;

$t_{з.к}$ – время задержки, вносимое компаратором;

t_Y – время установления U_1 на входе ЦАП (имеет наибольшую долю в $t_{ПП}$);

$t_{Ц}$ – время задержки цифровых элементов в схеме управления и срабатывания триггера;

$t_{СБ}$ – время, необходимое для сброса ЦАП в исходное состояние, включая время, необходимое для синхронизации с началом такта.

Существенное уменьшение $t_{ПП}$ удастся получить в АЦПП параллельного типа. Его структурная схема приведена на рисунке 1.3. Здесь входная аналоговая величина U_0 с выхода схемы ВХ сравнивается с помощью $2^{n+1}-1$ компараторов с $2(2^n-1)$ эталонными уровнями, образованными делителями из резисторов равного сопротивления. При этом срабатывают m младших компараторов, образующих на выходах схем И-НЕ нормальный единичный

код, который затем с помощью специального дешифратора (ДШ) преобразуется в двоичный выходной сигнал.

Погрешность АЦПП определяется неточностью и нестабильностью эталонного напряжения, резистивного делителя и погрешностями компараторов. Значительную роль могут играть входные токи компараторов, если делитель недостаточно низкоомный.

Время преобразования складывается из следующих составляющих:

$$t_{\text{ПР}} = t_{\text{ВХ}} + t_{\text{З.К}} + k \cdot t_{\text{Л.С.}}, \quad (1.6)$$

где $t_{\text{Л.С.}}$ – время задержки логических схем;

k – число последовательно включенных логических схем.

При использовании компараторов со стробированием АЦПП может быть без схемы ВХ. При этом он обеспечивает наибольшее быстродействие по сравнению с любыми другими АЦП.

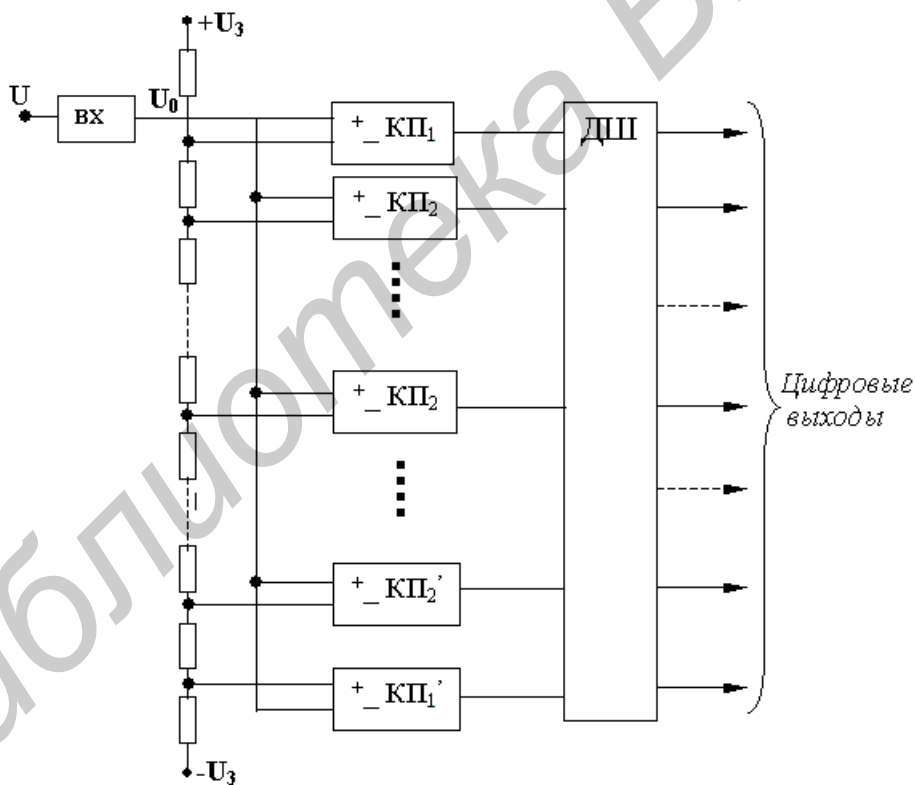


Рисунок 1.3 – Схема АЦП параллельного типа

1.3 Практическая часть

1 Используя пакет Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 1.4, и проведите анализ влияния изменения входного напряжения, меняя частоту и амплитуду.

2 Проведите анализ влияния изменения время замыкания и размыкания каждого из ключей.

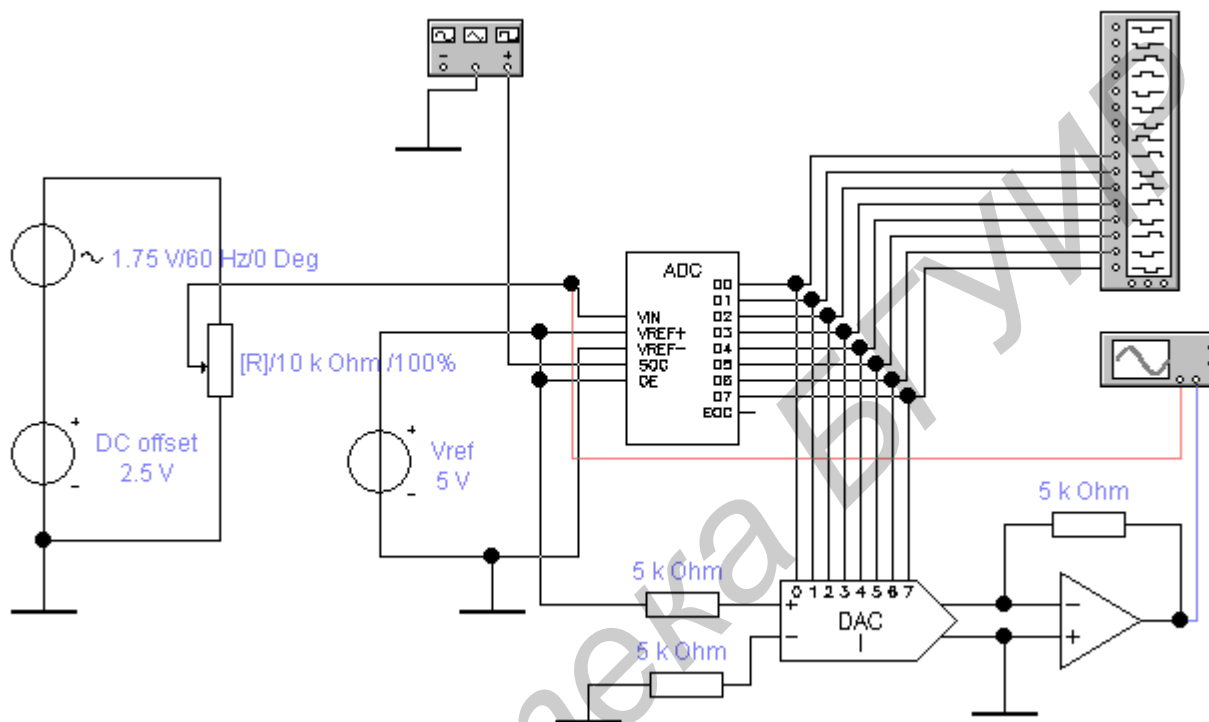


Рисунок 1.4 – Схема для исследований на базе АЦП и ЦАП

1.4 Содержание отчета

- 1 Цель работы
- 2 Краткие теоретические сведения и ответы на контрольные вопросы.
- 3 Схема для исследований.
- 4 Результаты исследований в виде временных диаграмм.
- 5 Выводы по работе.

1.5 Контрольные вопросы

- 1 АЦП. Определение, назначение, виды и принцип работы.
- 2 ЦАП. Определение, назначение, виды и принцип работы.
- 3 Назначение источника опорного напряжения на схеме (см. рисунок 1.4).
- 4 Особенности конструирования современных АЦП и ЦАП.

Лабораторная работа №2

Исследование операционных усилителей как преобразователей аналоговых сигналов в устройствах и системах

2.1 Цель работы

Изучение работы схемы суммирующего усилителя на ОУ; исследование суммирования двух постоянных входных напряжений; исследование суммирования постоянного и переменного входного напряжения; исследование суммирования двух переменных входных напряжений.

2.2 Краткие теоретические сведения

Операционный усилитель (ОУ) – усилители постоянного тока с дифференциальным входом и, как правило, единственным выходом, имеющие высокий коэффициент усиления. ОУ почти всегда используются в схемах с глубокой отрицательной обратной связью, которая, благодаря высокому коэффициенту усиления ОУ, полностью определяет коэффициент передачи полученной схемы.

В настоящее время ОУ получили широкое применение как в виде отдельных чипов, так и в виде функциональных блоков в составе более сложных интегральных схем. Такая популярность обусловлена тем, что ОУ является универсальным блоком с характеристиками, близкими к идеальным, на основе которого можно построить множество различных электронных узлов.

Применение ОУ в электронике чрезвычайно широко – операционный усилитель, вероятно, наиболее часто встречающийся элемент в аналоговой схемотехнике. Добавление лишь нескольких внешних компонентов делает из ОУ конкретную схему аналоговой обработки сигналов. Разнообразие подключений позволяет получать различные функциональные части электрических схем:

а) линейные системы:

- дифференциальный усилитель (вычитатель);
- инвертирующий усилитель;
- неинвертирующий усилитель;
- повторитель напряжения;
- суммирующий усилитель (сумматор);
- интегратор;
- дифференциатор;

- компаратор;
- измерительный усилитель;
- триггер Шмитта;
- гиратор;
- преобразователь отрицательного сопротивления;

б) нелинейные системы:

- прецизионный выпрямитель;
- пиковый детектор;
- логарифмический усилитель;
- экспоненциальный усилитель.

На ОУ создаются схемы, предназначенные для выполнения математических операций над входными сигналами (сложение, вычитание, интегрирование, выделение модуля функции и т. п.). Наиболее распространенными являются суммирующие и интегрирующие схемы на ОУ.

Сумматоры могут быть инвертирующими, неинвертирующими или алгебраическими (иначе вычитатели). Схема сумматора на инвертирующем усилителе приведена на рисунке 2.1.

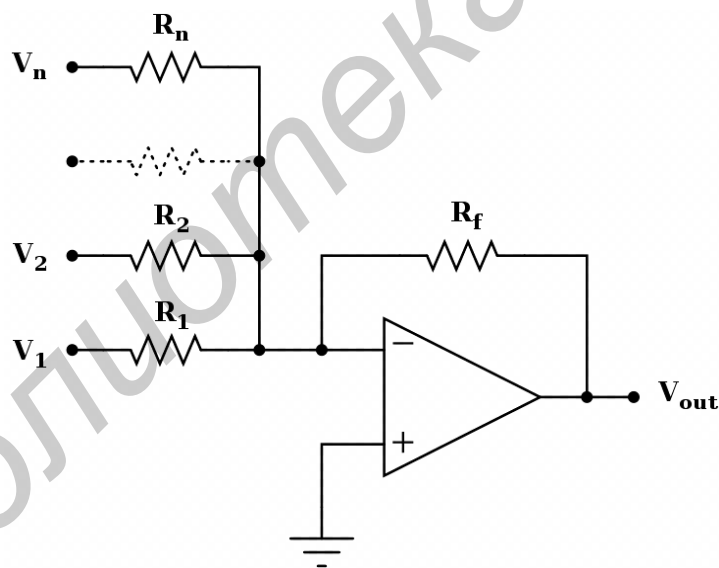


Рисунок 2.1 – Схема сумматора на инвертирующем усилителе

Данная схема суммирует (с весом) несколько напряжений. Сумма на выходе инвертирована, т. е. все веса отрицательны. Для данной схемы будет справедливо

$$U_{ВЫХ} = - R_f \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} \right). \quad (2.1)$$

Если $R_f = R_1 = R_2 = R_n$, то выражение (2.1) можно записать в виде

$$U_{ВЫХ} = - (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (2.2)$$

2.3 Практическая часть

1 Используя пакет Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 2.2, запишите показания приборов в раздел «Результаты экспериментов и расчеты» отчета по лабораторной работе.

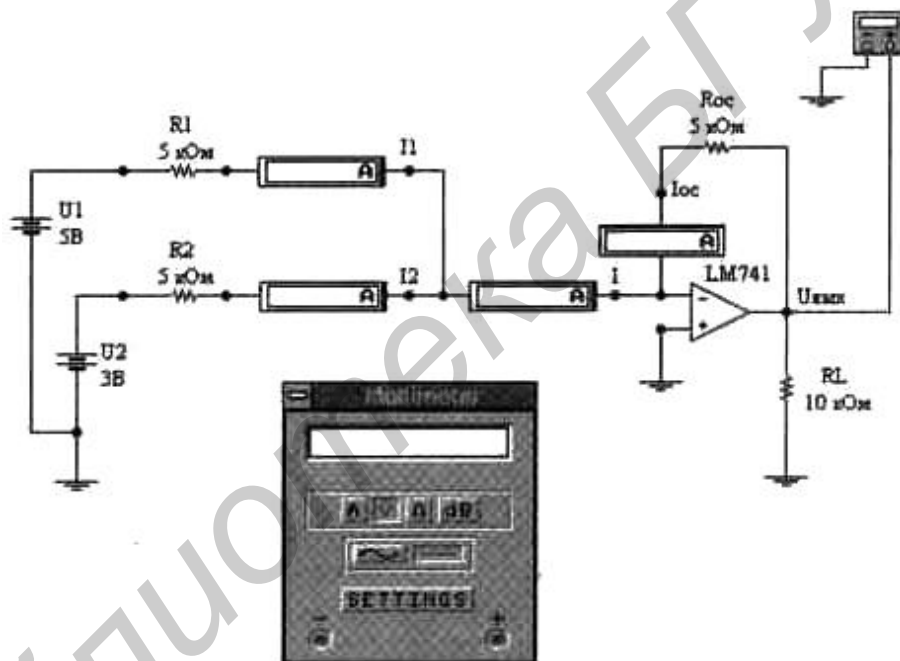


Рисунок 2.2 – Схема сумматора постоянных напряжений

2 По заданным номиналам элементов схемы рассчитайте значения токов I_1 , I_2 , I_{OC} и, используя значения напряжений U_1 и U_2 , вычислите выходное напряжение $U_{ВЫХ}$. Результаты запишите в раздел «Результаты экспериментов и расчеты» отчета по лабораторной работе.

3 Спроектируйте схему, представленную на рисунке 2.3, зарисуйте осциллограммы входного и выходного напряжения в разделе «Результаты экспериментов и расчеты» отчета по лабораторной работе.

4 Измерьте постоянную составляющую и амплитуду выходного напряжения $U_{ВЫХ}$. Вычислите постоянную составляющую и амплитуду

выходного напряжения $U_{ВЫХ}$, используя значения напряжений U_1 и U_2 . Результаты запишите в раздел «Результаты экспериментов и расчеты» отчета по лабораторной работе.

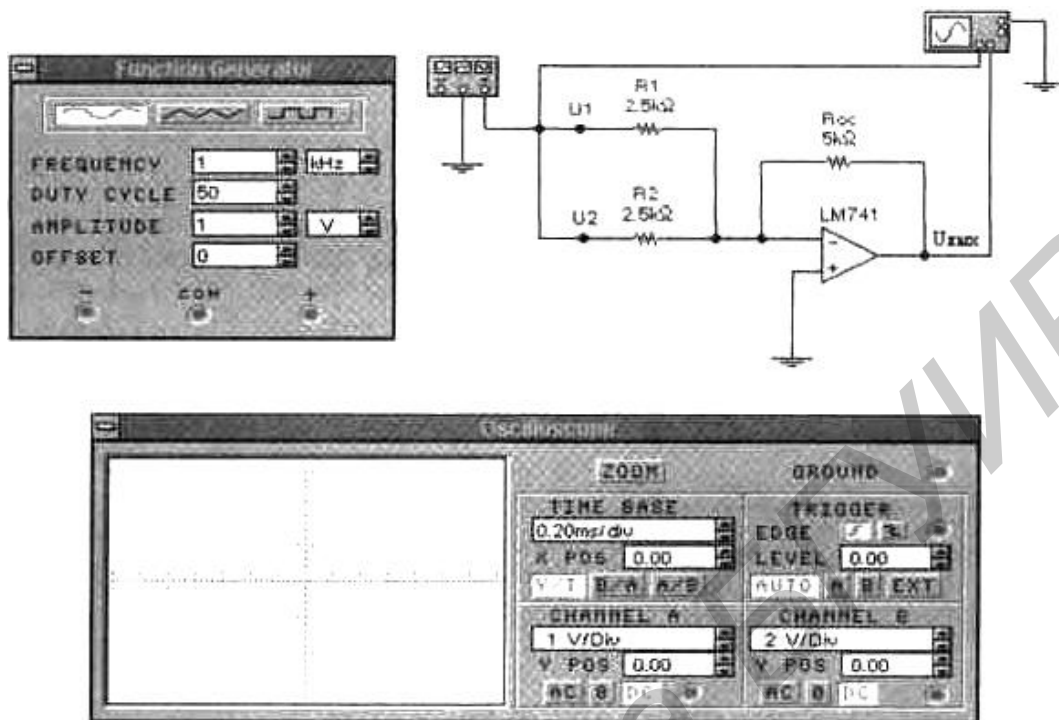


Рисунок 2.3 – Схема сумматора постоянного и переменного напряжений

5 Установите значение сопротивления R_2 равным 2,5 кОм. Включите схему. Зарисуйте осциллограммы входного и выходного напряжения в разделе «Результаты экспериментов и расчеты» отчета по лабораторной работе.

6 Измерьте постоянную составляющую и амплитуду выходного напряжения $U_{ВЫХ}$. Вычислите постоянную составляющую и амплитуду выходного напряжения $U_{ВЫХ}$, используя значения напряжений U_1 и U_2 . Результаты запишите в раздел «Результаты экспериментов и расчеты» отчета по лабораторной работе.

Результаты выполнения заданий 1 и 2 внесите в таблицу 2.1.

Таблица 2.1 – Результаты заданий 1 и 2 практической части

Параметр	Полученный результат	
	расчет	измерение
Ток первого суммируемого сигнала I_1 , мА		
Ток второго суммируемого сигнала I_2 , мА		
Суммарный ток I , мА		
Ток в цепи обратной связи I_{OC} , мА		
Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, В		

Для заданий 1 и 2 практической части (суммирование постоянных напряжений) напряжение первого суммируемого сигнала $U_1 = 5$ В, второго суммируемого сигнала $U_2 = 3$ В.

Для заданий 3–6 практической части установите значение сопротивления $R_2 = 5$ кОм. Зарисуйте осциллограммы входного и выходного напряжений. Результаты внесите в таблицу 2.2.

Таблица 2.2 – Результаты заданий 3–6 практической части

Параметр	Полученный результат	
	расчет	измерение
Постоянная составляющая выходного напряжения $U_{0ВЫХ}$, В		
Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{ВЫХ}$, В		
Сопротивление $R_2=2,5$ кОм		
Постоянная составляющая выходного напряжения $U_{0ВЫХ}$, В		
Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{ВЫХ}$, В		

2.4 Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Краткие теоретические сведения и ответы на контрольные вопросы.
3. Схемы для исследований.
4. Результаты экспериментов и расчеты.

2.5 Контрольные вопросы

- 1 ОУ. Определение, назначение, виды.
- 2 ОУ. Способы подключения в электрические схемы.
- 3 Объясните влияние напряжения смещения ОУ на ошибку суммирования постоянных напряжений в схеме на рисунке 2.2.
- 4 Как изменятся основные соотношения для схемы на рисунке 2.2, если на неинвертирующий вход ОУ подать постоянное напряжение?
- 5 Перечислите возможные способы изменения коэффициентов суммирования сигналов в схеме на рисунке 2.2. При каких ограничениях на входные сигналы схема сумматора работает в линейном режиме?

Лабораторная работа №3

Исследование компараторов в устройствах и системах

3.1 Цель работы

Исследование схем детекторов нулевого и ненулевого уровня.

3.2 Краткие теоретические сведения

Компаратор (аналоговых сигналов) – электронная схема, принимающая на свои входы два аналоговых сигнала и выдающая логический «0» или «1», в зависимости от того, какой из сигналов больше.

Простейший компаратор представляет собой дифференциальный усилитель. Компаратор отличается от линейного ОУ устройством и входного, и выходного каскадов.

Входной каскад компаратора должен выдерживать широкий диапазон входных напряжений между инвертирующим и неинвертирующим входами, вплоть до размаха питающих напряжений, и быстро восстанавливаться при изменении знака этого напряжения. В ОУ, охваченном обратной связью, это требование не критично, так как дифференциальное входное напряжение измеряется милливольтами и микровольтами.

Выходной каскад компаратора выполняется совместимым по уровням и токам с конкретным типом логических схем (ТТЛ, ЭСЛ и т. п.). Возможны выходные каскады на одиночном транзисторе с открытым коллектором (совместимость с ТТЛ и КМОП логикой).

Несколько реже применяются компараторы на основе логических элементов, охваченных обратной связью, например, триггер Шмитта, который не является компаратором по своей природе, но является устройством с очень схожей областью применения.

Компараторы, построенные на двух дифференциальных усилителях, можно условно разделить на двухвходовые и трехвходовые. Двухвходовые компараторы применяются в тех случаях, когда сигнал изменяется достаточно быстро (не вызывает дребезга), и на выходе генерируют один из потенциалов, которыми запитаны операционные усилители (как правило ± 5 В или 0). Трехвходовые компараторы имеют более широкую область применения и обладают двумя опорными потенциалами, за счет чего их вольт-амперная характеристика может представлять собой прямоугольную петлю гистерезиса.

Другими словами, функциональное назначение компаратора заключается в изменении состояния выхода при переходе входным напряжением некоторого

порогового значения. На практике в качестве компаратора чаще применяются ОУ. При этом ОУ работает преимущественно в области положительного или отрицательного ограничения выходного напряжения, проходя область усилительного режима только вблизи порога.

На рисунках 3.1 и 3.2 приведены схемы и виды характеристик детекторов нулевого уровня, имеющих близкое к нулю пороговое напряжение. Схемы различаются способом подачи входного сигнала на вход ОУ. Использование разных входов ОУ для подачи входного сигнала позволяет реализовать фиксацию уровня входного напряжения положительным или отрицательным перепадом напряжения на выходе компаратора.

На рисунках 3.1 и 3.2 приводится также вид характеристики «выход – вход». По вертикальной оси откладывается выходное напряжение, по горизонтальной оси – входное. Наклон характеристик вызван конечной скоростью нарастания выходного напряжения.

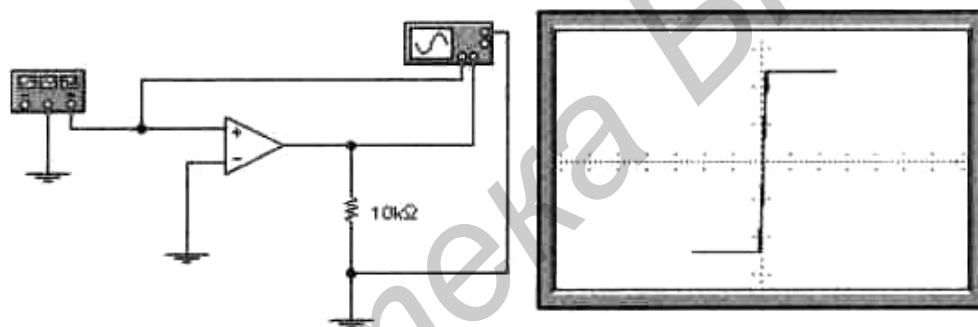


Рисунок 3.1 – Схема детектора нулевого уровня с неинвертирующим входом

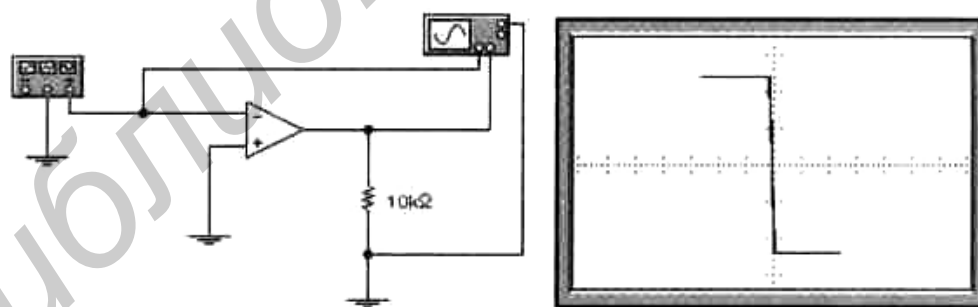


Рисунок 3.2 – Схема детектора нулевого уровня с инвертирующим входом

На рисунках 3.3 и 3.4 приведены схемы и виды характеристик детекторов положительного и отрицательного уровней входного напряжения. Пороговый уровень входного напряжения в этих схемах задается величиной напряжения смещения, подаваемого на инвертирующий вход ОУ.

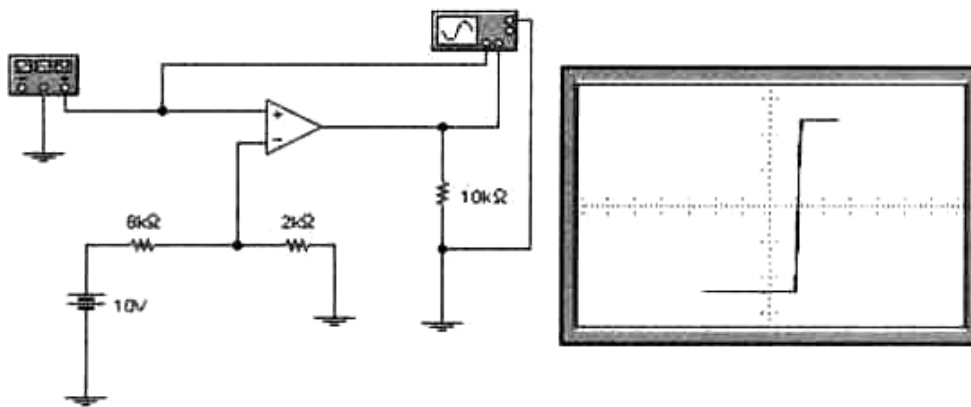


Рисунок 3.3 – Схема детектора положительного уровня входного сигнала

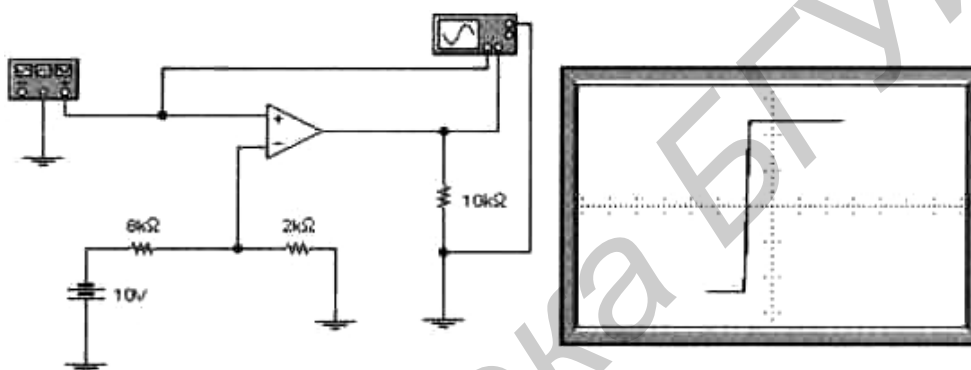


Рисунок 3.4 – Схема детектора отрицательного уровня входного сигнала

Напряжение смещения может задаваться стабилитроном, как показано на рисунке 3.5. Максимальное и минимальное значение выходного напряжения может задаваться при помощи внешних элементов.

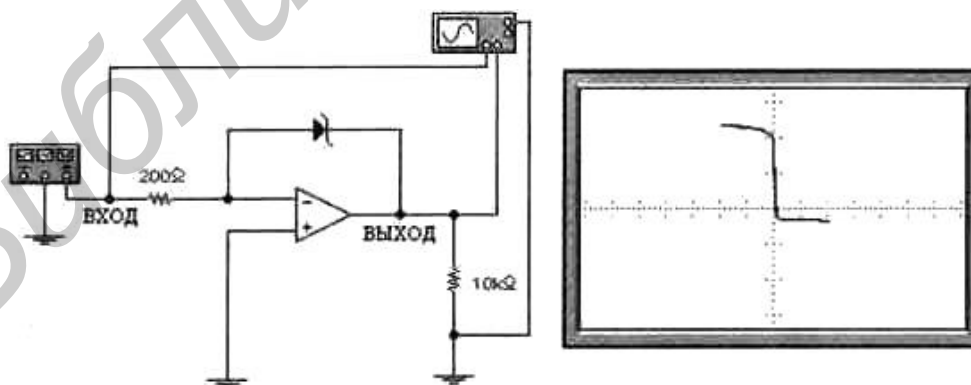


Рисунок 3.5 – Схема детектора с напряжением смещения, задаваемым стабилитроном

На рисунке 3.6 приведена схема детектора нулевого напряжения с фиксацией уровней выходного напряжения при помощи стабилитрона.

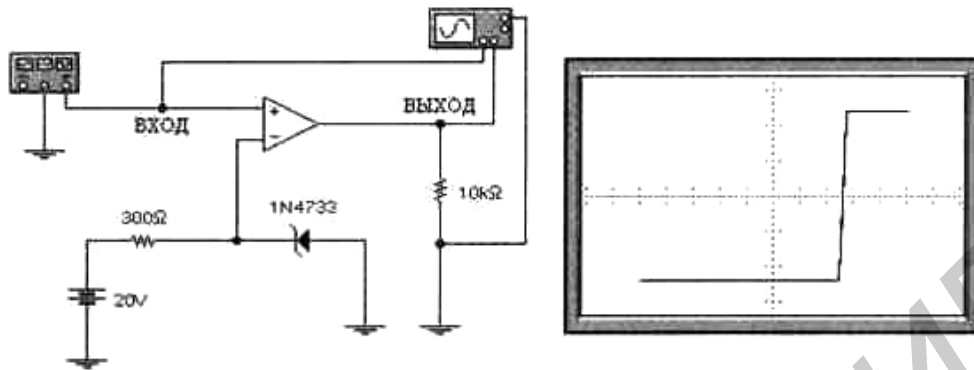


Рисунок 3.6 – Схема детектора нулевого напряжения с фиксацией уровней выходного напряжения при помощи стабилитрона

Компаратор, показанный на рисунке 3.7, позволяет фиксировать наличие входного напряжения в определенном диапазоне значений. Если входное напряжение изменяется в пределах пороговых значений, устанавливаемых внешними элементами, то выходное напряжение имеет низкий уровень. При выходе за установленные пределы пороговых значений, выходное напряжение изменяется на высокий уровень.

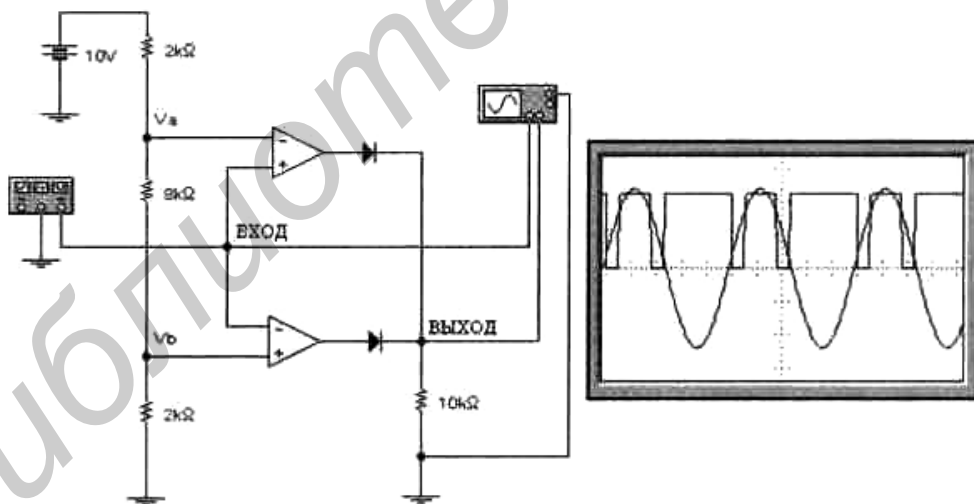


Рисунок 3.7 – Схема компаратора, фиксирующего наличие входного напряжения в определенном диапазоне значений

При работе с компараторами могут возникнуть проблемы, проявляющиеся в том, что вместо однократного изменения уровня выходного напряжения при достижении входным напряжением порогового значения могут иметь место быстрые колебания между уровнями выходного напряжения,

особенно в том случае, когда во входном сигнале присутствует значительный шум. При таком явлении может нарушиться нормальное функционирование некоторых типов схем. Можно избежать этого, если характеристика компаратора имеет гистерезис.

Одной из схем такого рода является триггер Шмитта. Схема и ее характеристика представлены на рисунке 3.8.

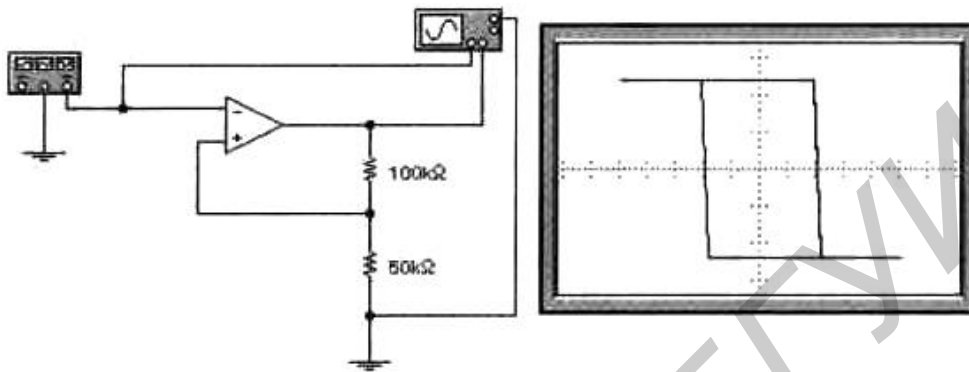


Рисунок 3.8 – Схема компаратора с гистерезисом (триггер Шмитта)

Для всех рассмотренных схем анализ их работы можно осуществить по двум характеристикам. Первая из них представляет собой характеристику «вход – выход» и устанавливает соотношения между входным и выходным напряжением схемы в статическом режиме. Для наблюдения такой характеристики на экране осциллографа необходимо сигнал с канала, подключенного к выходу схемы, откладывать по вертикальной оси, а сигнал с канала, подключенного ко входу схемы, – по горизонтальной оси, на вход схемы подается синусоидальное напряжение. Динамику переключения выходного напряжения схемы можно проследить по осциллограммам входного и выходного напряжения. При снятии этой характеристики на вход схемы подается синусоидальное напряжение и двухлучевым осциллографом фиксируется входное и выходное напряжение.

3.3 Практическая часть

1 Исследование характеристик детектора нулевого уровня с подачей сигнала на неинвертирующий вход ОУ. Используя Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 3.1.

В полученной на экране характеристике отклонение луча по оси Y (канал В) определяется выходным напряжением $U_{ВЫХ}$, а по оси X (канал А) – входным $U_{ВХ}$. Зарисуйте характеристику «выход – вход» и по ней определите пороговое напряжение.

Переведите осциллограф в режим Y/T, установите масштаб напряжения на входе A 2 V/div . Зарисуйте полученные осциллограммы входного $U_{ВХ}$ и выходного $U_{ВЫХ}$ напряжения. Определите пороговое значение входного напряжения $U_{ВХ}$ и сравните его со значением, определенным в предыдущих операциях.

2 Исследование характеристик детектора нулевого уровня с подачей сигнала на инвертирующий вход ОУ. Повторите задание 1, только поменяв назначения входов ОУ на рисунке 3.1.

3 Исследование характеристик компаратора с положительным опорным напряжением. Используя Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 3.3.

Зарисуйте характеристику «выход – вход» и по ней определите пороговое напряжение.

Переведите осциллограф в режим Y/T, установите масштаб напряжения на входе A 2 V/div . Зарисуйте полученные осциллограммы входного $U_{ВХ}$ и выходного $U_{ВЫХ}$ напряжения. Определите пороговое значение входного напряжения $U_{ВХ}$ и сравните его со значением, определенным в предыдущей операции этого задания.

4 Исследование характеристик компаратора с отрицательным опорным напряжением. Повторите задание 3, поменяв полярность источника опорного напряжения.

5 Исследование характеристик компаратора с опорным напряжением, задаваемым стабилитроном. Используя Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 3.5. Зарисуйте характеристику «выход – вход» и по ней определите пороговое напряжение.

Переведите осциллограф в режим Y/T, установите масштаб напряжения на входе A 2 V/div . Зарисуйте полученные осциллограммы входного $U_{ВХ}$ и выходного $U_{ВЫХ}$ напряжения. Определите пороговое значение входного напряжения $U_{ВХ}$ и сравните его со значением, определенным в предыдущей операции этой главы, а также с напряжением стабилизации стабилитрона.

6 Исследование характеристик компаратора с фиксацией выходного напряжения. Используя Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 3.9. Зарисуйте полученные осциллограммы входного и выходного напряжения. По осциллограммам определите уровни выходного напряжения и пороговое напряжение.

В схеме (см. рисунок 3.9) измените направление включения стабилитрона на обратное. Повторите вышеописанные операции этого задания.

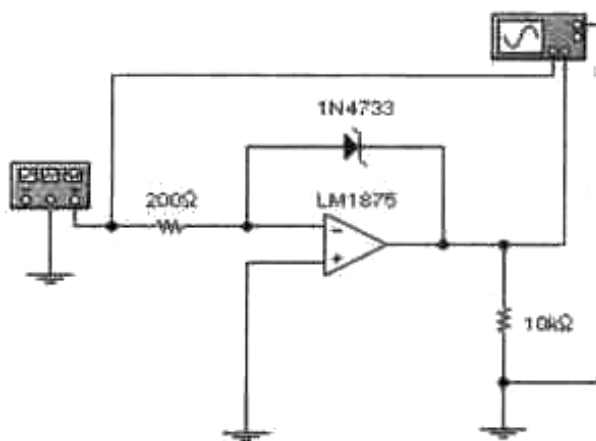


Рисунок 3.9 – Схема компаратора с фиксацией выходного напряжения

7 Исследование характеристик компаратора с фиксированной зоной входного напряжения. Используя Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 3.7. Зарисуйте полученные осциллограммы входного $U_{ВХ}$ и выходного $U_{ВЫХ}$ напряжения. Определите пороговые напряжения $U_{НИЖН}$ и $U_{ВЕРХ}$.

8 Исследование характеристик триггера Шмитта. Используя Electronics Workbench, спроектируйте схему, представленную на рисунке 3.8. Зарисуйте характеристику «выход – вход» и по характеристике определите верхнее и нижнее значение порогового напряжения.

Переведите осциллограф в режим Y/T, установите масштаб напряжения на входе А 2 V/div. Зарисуйте полученные осциллограммы входного $U_{ВХ}$ и выходного $U_{ВЫХ}$ напряжения. По осциллограммам определите значения пороговых напряжений и сравните их со значениями, определенными в предыдущей операции этого задания.

3.4 Содержание отчета

- 1 Цель работы.
- 2 Краткие теоретические сведения и ответы на контрольные вопросы.
- 3 Схемы для исследований.
- 4 Результаты экспериментов и расчеты.
- 5 Выводы по работе.

3.5 Контрольные вопросы

- 1 Каковы особенности применения ОУ в схемах компараторов?
- 2 Перечислите способы построения схем детекторов положительного уровня входного напряжения.

3 Чем определяется точность задания порогов входного напряжения в схемах детекторов уровня на основе ОУ?

4 На чем основана работа компаратора с фиксированной зоной входного напряжения?

5 Можно ли в компараторе на основе триггера Шмитта сделать уровни порогов входного напряжения разными? Если да, то каким образом?

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №4

Анализ работы аналоговых интегральных микросхем в устройствах и системах

4.1 Цель работы

Провести анализ работы аналоговых интегральных микросхем применительно к устройствам и системам для электронных систем безопасности и другим техническим системам.

4.2 Краткие теоретические сведения

Аналоговые интегральные микросхемы (ИМС) являются перспективным видом электронных компонентов технических систем для электронных систем безопасности (ЭСБ) в связи с тем, что большинство сенсоров и первичных преобразователей исходной информации в ЭСБ имеют аналоговый вход, что предполагает дальнейшую обработку исходной информации с помощью АЦП.

В составе аналоговых интегральных микросхем применяются различные схемы формирователей прямоугольных импульсов, мультивибраторов, сумматоров синусоидальных импульсов, генераторов, фильтров и других структурных элементов, построенных на типичных элементах в составе интегральных микросхем, таких как биполярные транзисторы, резисторы, конденсаторы и др.

В отличие от цифровых интегральных микросхем аналоговые интегральные микросхемы характеризуются более жесткими требованиями к электрическим параметрам активных элементов и наличием в их составе значительного количества пассивных элементов, что приводит к тому, что кристалл аналоговой интегральной микросхемы имеет значительные размеры и требует эффективного теплоотвода.

Аналоговые ИМС должны обеспечить универсальность и многофункциональность. Это расширяет область их применения. Многофункциональность аналоговых ИМС для устройств и систем обусловлена избыточностью структуры. В состав аналоговых ИМС включен ряд специфических элементов. Повышенное значение коэффициента усиления позволяет разработчикам устройств и систем применять отрицательную обратную связь и тем самым улучшать выходные характеристики.

Одной из тенденций развития аналоговых ИМС является уменьшение площади полупроводникового кристалла и уменьшение числа технологических операций при их изготовлении. При этом транзисторные структуры в составе

аналоговых ИМС используются также в качестве пассивных элементов. В таком качестве они применяются, например, в цепях смещения, заменяя собой резисторы.

Важным требованием к аналоговым ИМС является низкая чувствительность к разбросам параметров отдельных элементов.

Еще одной особенностью аналоговых ИМС является то, что в них применяют каскады с непосредственными связями. Действительно, использование разделительных конденсаторов ухудшает характеристики каскадов в области низких частот, а также приводит к усложнению технологии. Однако отсутствие разделительных конденсаторов усложняет задание и стабилизацию режимов по постоянному току. Поэтому в аналоговых ИМС для задания режимов по постоянному току и его стабилизации используют ряд дополнительных цепей:

- цепи, содержащие транзисторные структуры в диодном включении;
- дифференциальные каскады с глубокой обратной связью по постоянному току и др.

Применение непосредственных связей затрудняет согласование отдельных каскадов между собой, а также ИМС друг с другом. Для решения подобных проблем используют каскады сдвига уровней, позволяющие уменьшать постоянное напряжение на выходе без потерь переменной составляющей выходного напряжения.

В отличие от дискретных схем аналоговые ИМС позволяют добиться более точной обработки аналоговых сигналов, т. к. все элементы, входящие в их состав, создаются в едином технологическом процессе и имеется возможность осуществлять схемотехнические решения, которые сложно реализовать на дискретных компонентах.

Среди характерных каскадов аналоговых ИМС можно выделить:

- каскады с динамической нагрузкой;
- составные транзисторы (наибольшее распространение получила схема Дарлингтона);
- генераторы стабильного тока;
- схемы сдвига потенциала;
- каскадные схемы;
- выходные и дифференциальные каскады;
- операционные усилители.

Далее приведены варианты индивидуальных заданий по данной лабораторной работе, в которых следует использовать активные и пассивные элементы, которые могут быть взяты из базы данных программы Electronics

Workbench или из библиотеки *gpdk* программного комплекса компании Cadence.

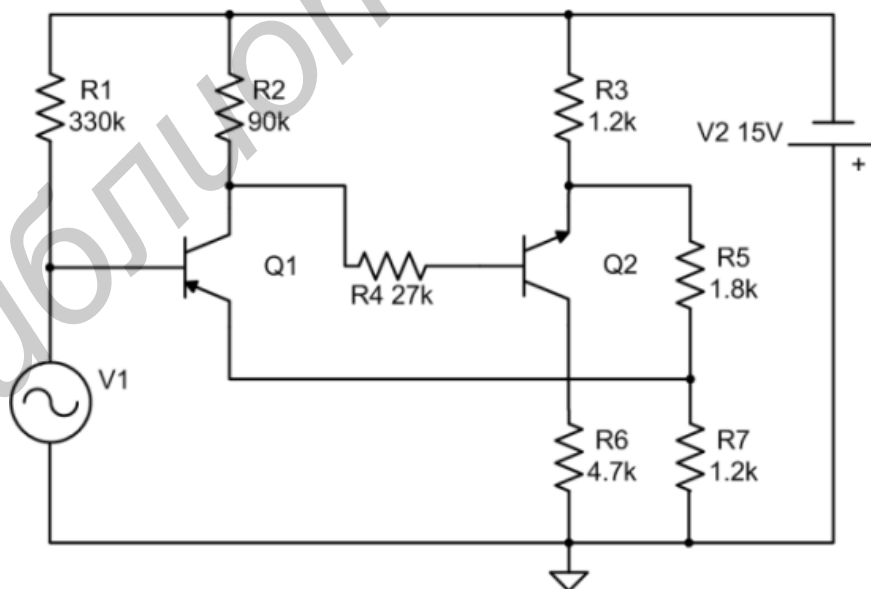
При выборе электронных компонентов отечественного производства следует руководствоваться имеющимися источниками, в частности, сайтом ОАО «Интеграл» – Управляющей компании Холдинга «Интеграл»: www.integral.by.

4.3 Практическая часть

Используя пакеты Electronics Workbench и другие, спроектировать схемы, представленные на приведенных ниже рисунках, выполнить описанные в соответствующих заданиях исследования.

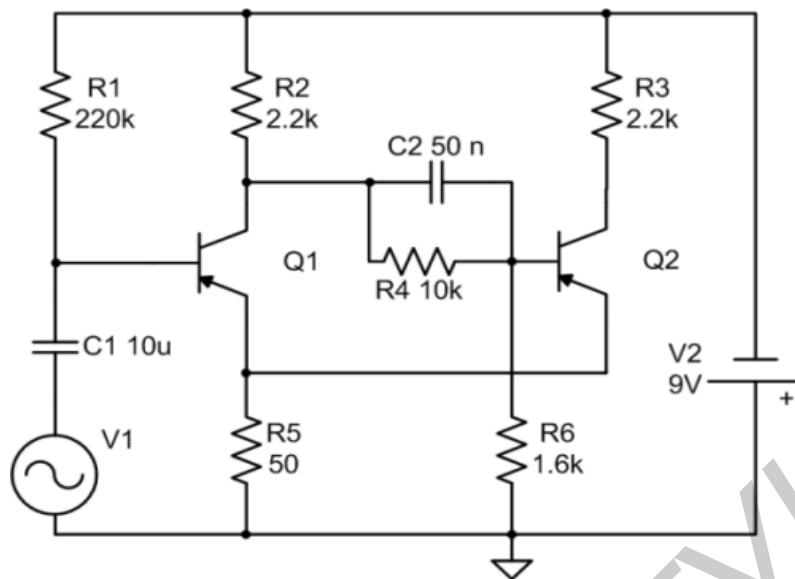
1 Выполнить анализ переходных процессов в формирователях прямоугольных импульсов (рисунок 4.1, а–в). Рассчитать крутизну переднего и заднего фронтов при входной частоте 100 кГц, а также длительность импульсов. Найти предельную частоту работы формирователя при амплитуде входного сигнала 8 В. Выходной сигнал снимать с коллектора транзистора Q2.

2 Выполнить анализ переходных процессов в формирователе коротких импульсов (рисунок 4.2). Определить длительность импульса, крутизну переднего и заднего фронтов при входной частоте 100 кГц. Найти предельную частоту работы формирователя при амплитуде входного сигнала 9 В. Выходной сигнал снимать в точке А.

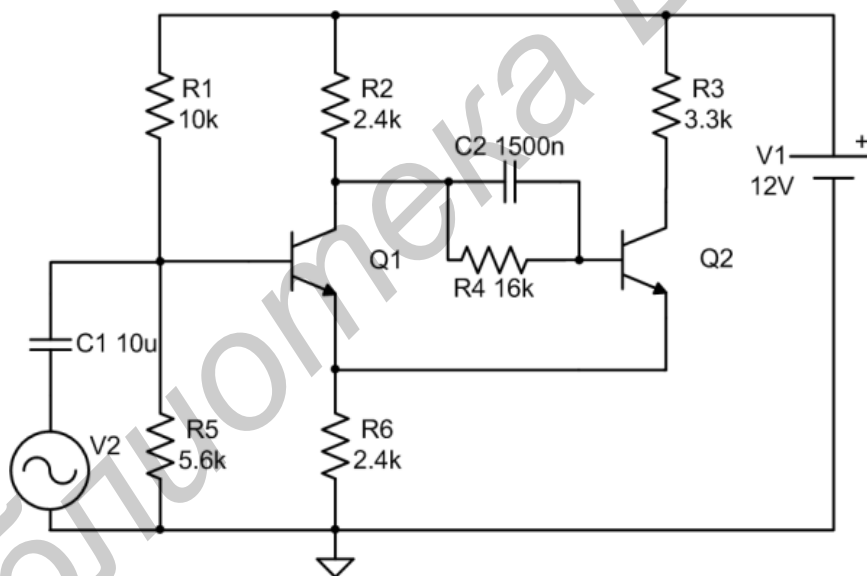


а

Рисунок 4.1 – Формирователь прямоугольных импульсов
(1-й фрагмент, окончание см. на с. 26)



б



в

Рисунок 4.1 – Окончание (начало см. на с. 25)

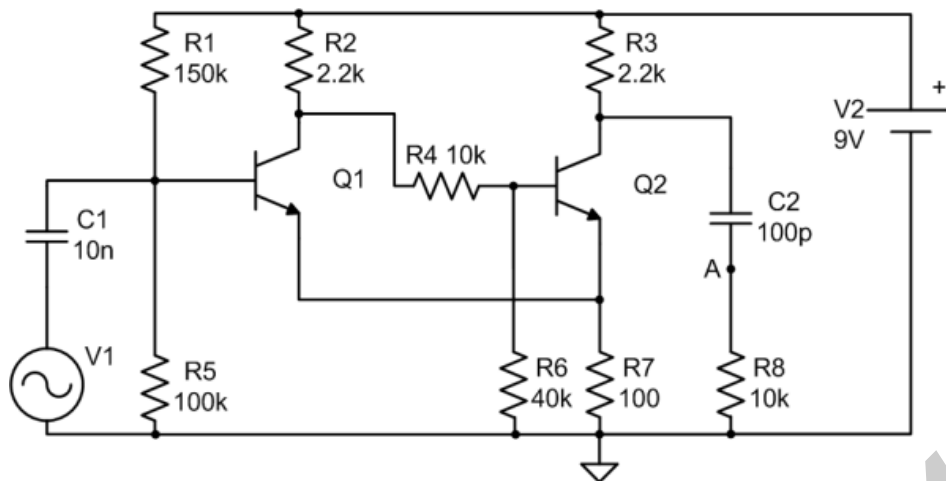


Рисунок 4.2 – Формирователь коротких импульсов

3 Выполнить анализ переходных процессов в сумматоре синусоидальных сигналов (рисунок 4.3). Определить размах колебаний и спектральный состав выходного сигнала. Выходной сигнал снимать в точке соединения резисторов R4 и R7.

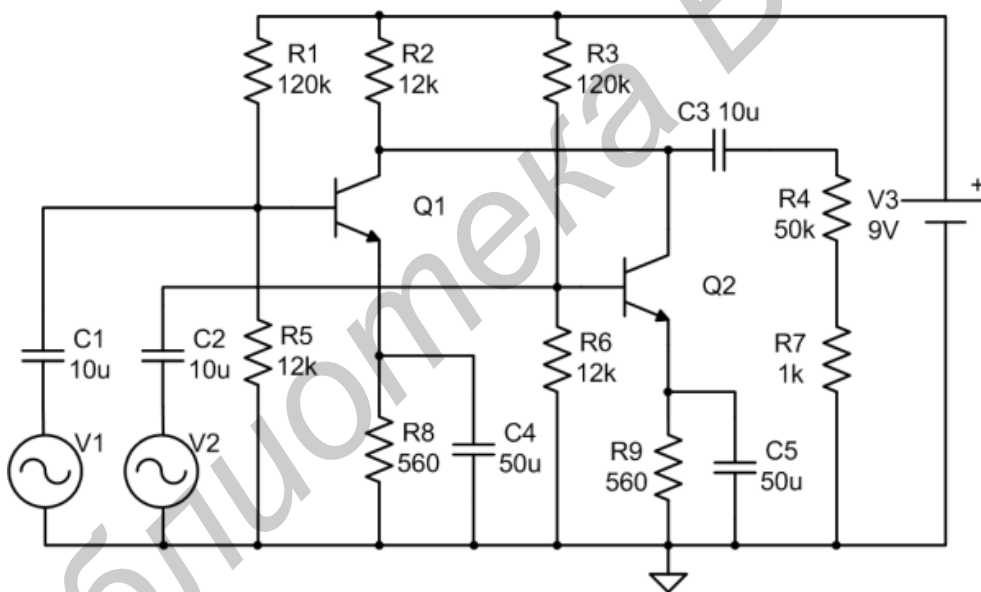


Рисунок 4.3 – Сумматор синусоидальных сигналов

4 Выполнить анализ переходных процессов в мультивибраторе (рисунок 4.4). Определить размах и период колебаний, частоту и спектральный состав выходного сигнала. Выходной сигнал снимать с коллектора транзистора Q2.

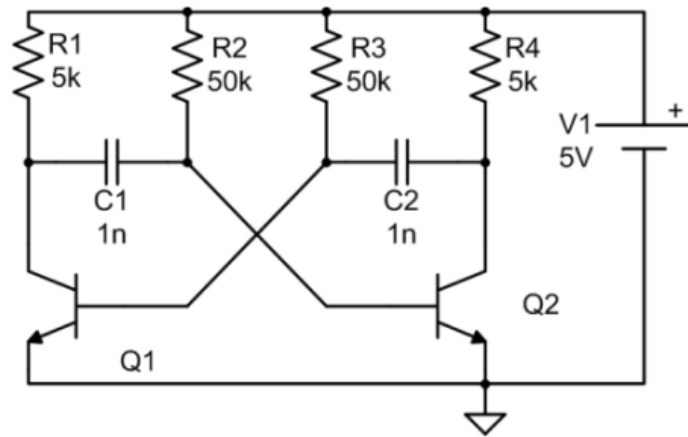


Рисунок 4.4 – Мультивибратор

5 Выполнить анализ переходных процессов в трехкаскадном мультивибраторе (рисунок 4.5). Определить размах и период колебаний, частоту и спектральный состав выходного сигнала. Выходной сигнал снимать с коллектора транзистора Q3.

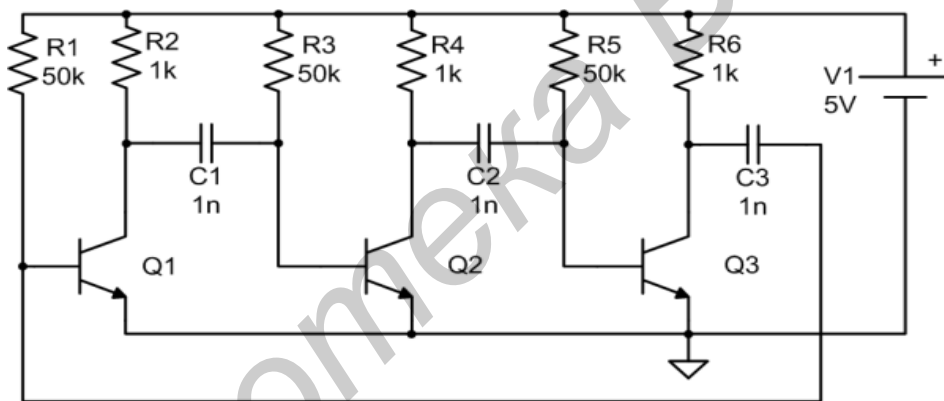
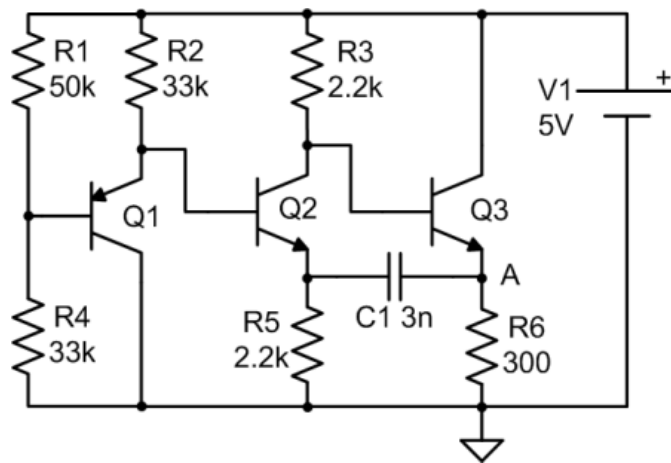
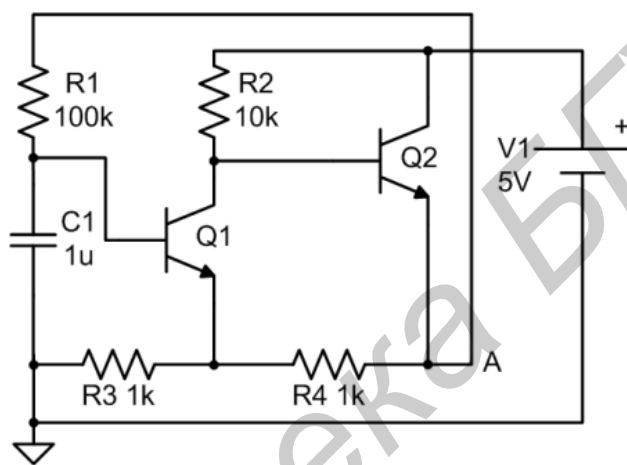


Рисунок 4.5 – Трехкаскадный мультивибратор

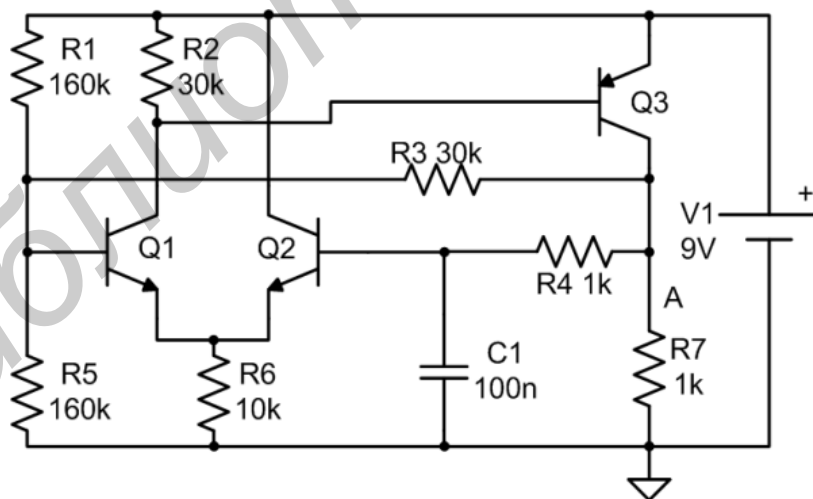
6 Выполнить анализ переходных процессов в схемах импульсных генераторов (рисунок 4.6, а–в). Определить размах и период колебаний, частоту и спектральный состав выходного сигнала. Выходной сигнал снимать в точке А.



a



б



в

Рисунок 4.6 – Импульсный генератор

7 Выполнить анализ переходных процессов в генераторе синусоидальных сигналов (рисунок 4.7). Рассчитать амплитуду, период и частоту выходного сигнала. Определить его спектральный состав и

коэффициент нелинейных искажений (он равен отношению амплитуд 2-й и 1-й гармоник). Выходной сигнал снимать с коллектора транзистора Q1.

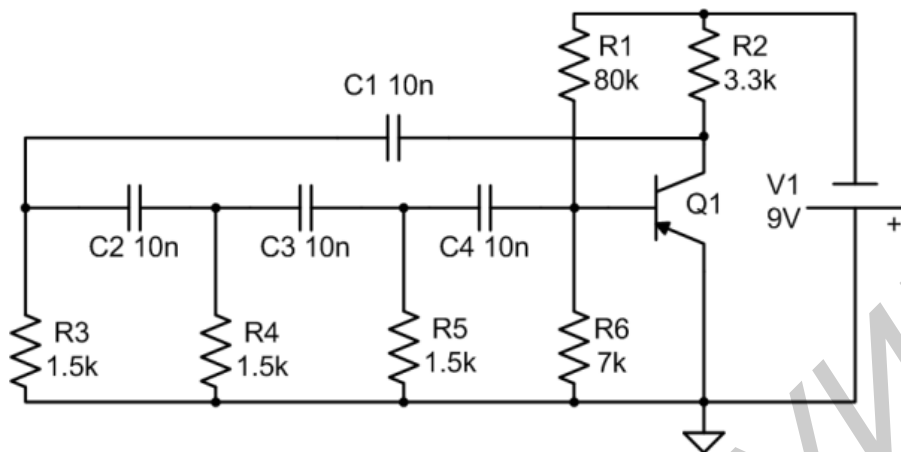


Рисунок 4.7 – Генератор синусоидальных сигналов

8 Выполнить анализ переходных процессов в генераторах пилообразного напряжения (рисунок 4.8, а, б). Рассчитать размах, период и частоту выходного сигнала. Определить начало и окончание рабочего участка одного из периодов. Для схемы рисунка 4.8, а – это задний фронт, для схемы рисунка 4.8, б – передний фронт. Определить его длительность и перепад напряжения. Выходной сигнал снимать в точке А. На схеме рисунка. 4.8, б n-канальный МОП полевой транзистор имеет обозначение в библиотеке pmos.

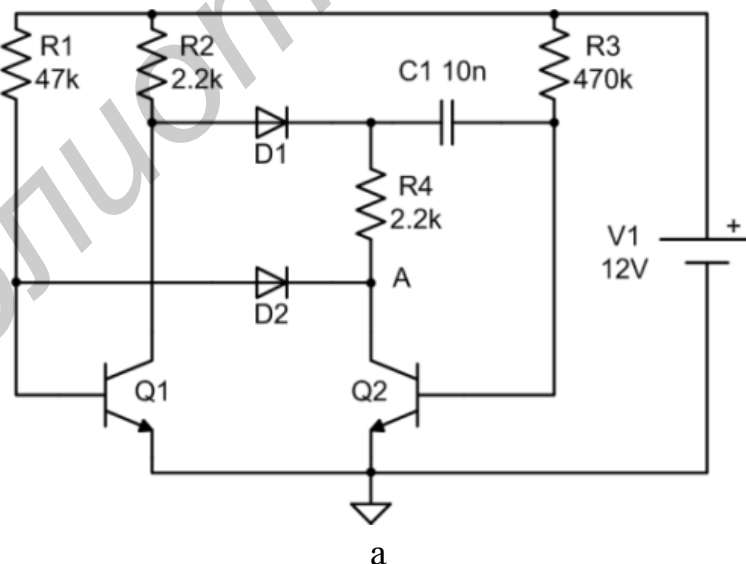
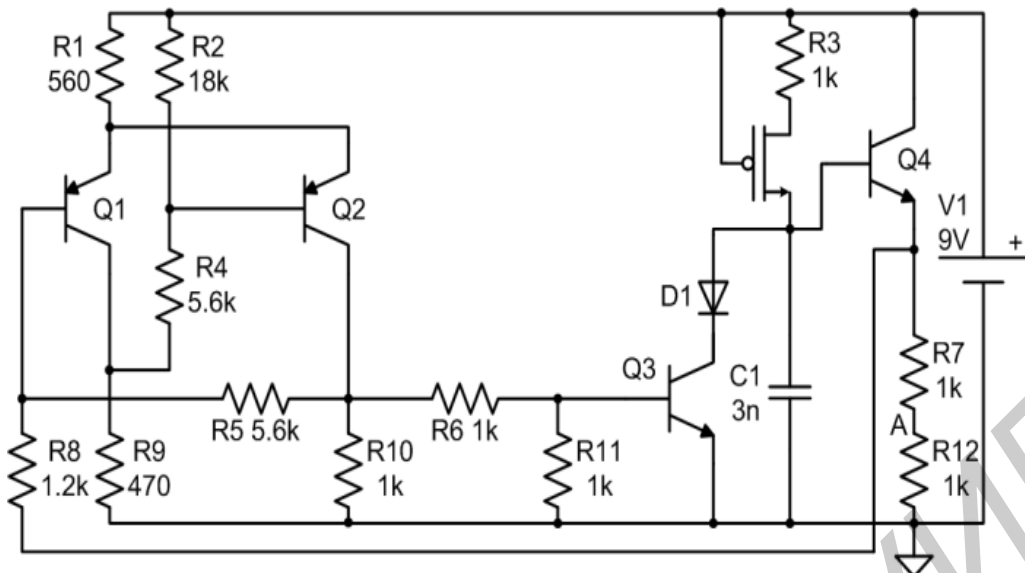


Рисунок 4.8 – Генератор пилообразного напряжения
(1-й фрагмент, окончание см. на с. 31)



б

Рисунок 4.8 – Окончание (начало см. на с. 30)

9 Выполнить анализ переходных процессов в генераторе ступенчатого напряжения (рисунок 4.9). Рассчитать размах, период и частоту выходного сигнала. Определить крутизну переднего фронта, шаг ступени по времени и напряжению, неравномерность величины ступени. Исследовать зависимость выходного сигнала от напряжения питания и размаха входного напряжения. Выходной сигнал снимать в точке А.

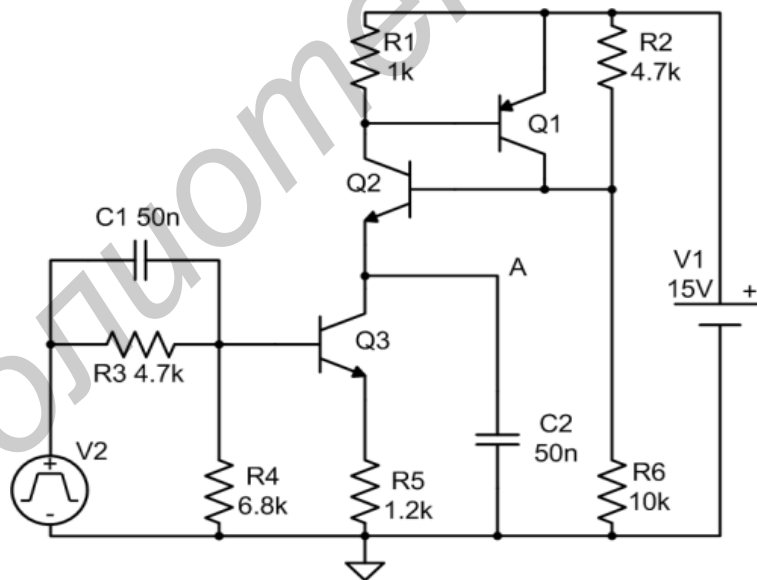


Рисунок 4.9 – Генератор ступенчатого напряжения

10 Построить амплитудно-частотную характеристику режекторного фильтра (рисунок 4.10). Определить частоту, на которой обеспечивается максимальное подавление, и соответствующий коэффициент подавления. Выходной сигнал снимать с эмиттера транзистора Q1.

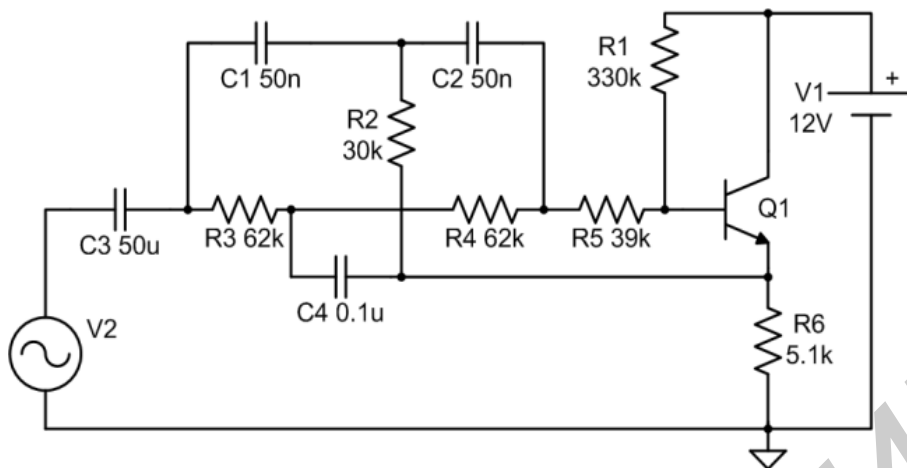


Рисунок 4.10 – Режекторный фильтр

11 Построить амплитудно-частотную характеристику взвешивающего фильтра (рисунок 4.11). Выходной сигнал снимать в точке А.

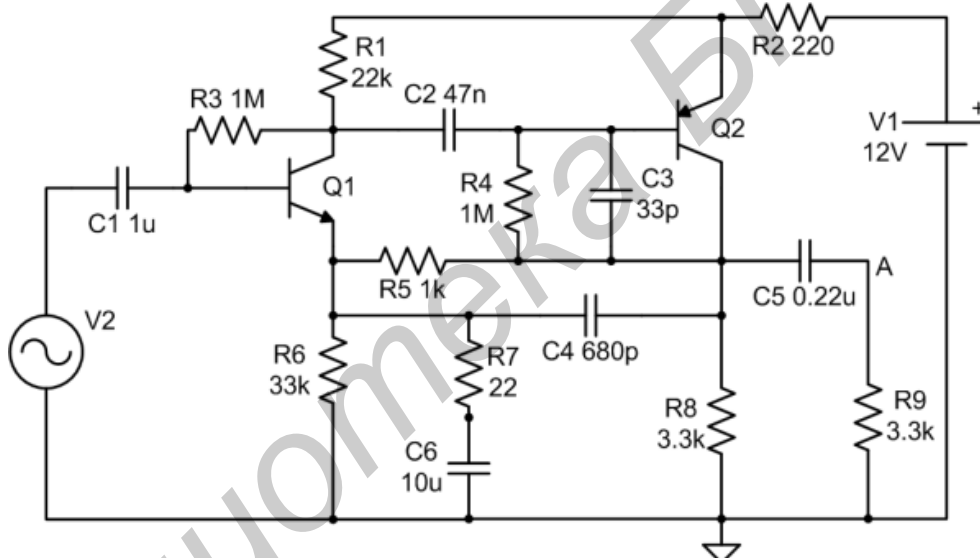


Рисунок 4.11 – Взвешивающий фильтр

4.4 Содержание отчета

- 1 Цель работы.
- 2 Краткие теоретические сведения и ответы на контрольные вопросы.
- 3 Схема для исследований.
- 4 Результаты исследований.
- 5 Выводы по работе.

4.5 Контрольные вопросы

- 1 Классификация аналоговых интегральных микросхем.

2 Особенности аналоговых интегральных микросхем в устройствах и системах.

3 Основные характеристики и возможности используемых прикладных программ.

4 Особенности проектирования современных аналоговых интегральных микросхем.

4.6 Компьютерные программы

1 Прикладные учебные программы к лабораторным работам.

2 Приложение Microsoft Excel.

3 Программы Electronics Workbench различных версий.

4 Пакет математического моделирования MATLAB®.

5 САПР «ТороR», www.eremex.ru.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №5

Исследование характеристик мощных транзисторов в составе устройств и систем

5.1 Цель работы

Изучить особенности современных мощных транзисторов, ознакомиться с основными параметрами, методами расчета, изучить особенности микромонтажа мощных транзисторов с улучшенными параметрами.

5.2 Краткие теоретические сведения

В последние годы электронные системы стабилизации и распределения энергии, особенно предназначенные для портативных устройств, развивались так стремительно, что некоторые специалисты классифицировали ситуацию как «вторую электронную революцию». Основным фактором, способствующим этому, является существенный прогресс в области разработки и производства мощных дискретных полупроводниковых приборов.

К настоящему времени разработано множество силовых ключей. Самые простые из них в применении и потому самые популярные – МОП полевые транзисторы (МОП ПТ – MOSFET), впервые появившиеся в начале 70-х годов XX века, и биполярные транзисторы с изолированным затвором (БИТЗ – IGBT), созданные в 80-е годы прошлого столетия. В некоторых областях применения эти транзисторы взаимозаменяемы, в других – выбор конкретного прибора однозначен.

Малогабаритные устройства принципиально изменяют облик источников питания. По мере уменьшения габаритов и расширения функциональных возможностей этих устройств изменяются требования к источникам питания, их архитектура и функциональные возможности. В стремлении сохранить конкурентоспособность производители предлагают все большее число моделей портативных систем, оснащенных большой интегральной схемой (БИС) управления мощностью и выполнения разнообразных служебных функций. Чтобы придать таким моделям какие-либо отличительные черты, в их конструкцию вводятся мощные дискретные полупроводниковые приборы.

Современный рынок этих приборов, несмотря на длительный спад мировой экономики, достигает нескольких миллиардов долларов. Так, по данным аналитической компании iSuppli, доходы от продажи только изделий для систем управления мощностью (в том числе микросхем интерфейса, стабилизаторов напряжения, тиристоров и мощных транзисторов) в четвертом

квартале 2001 года составили 3,5 млрд дол., против 3,3 млрд в третьем квартале того же года. Темпы прироста доходов от продаж таких изделий в 2001 году оценивались на уровне 9 %. Это хороший показатель, если принять во внимание, что для конечных систем, в которых они применяются, ожидалось темпы прироста всего в 2,5 %.

Самые крупные потребители мощных полупроводниковых приборов:

- на напряжение менее 200 В – компьютеры, телекоммуникационные и автомобильные системы;
- приборов на напряжение выше 200 В – приводы двигателей, системы распределения энергии, а также робототехнические устройства.

5.2.1 Мощные транзисторы МОП ПТ и БТИЗ

Как правило, к силовым полупроводниковым приборам относят такие, которые способны переключать ток не менее 1 А. Их можно разделить на два класса – выпрямительные устройства и ключи.

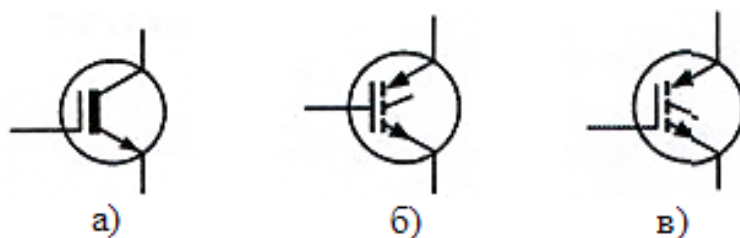
По мере увеличения уровня мощности и рабочей частоты современных источников питания (конвертеров) растет потребность в усовершенствованных твердотельных ключах. Первыми из них в массовом производстве были освоены биполярные транзисторы. До появления мощных МОП ПТ они оставались единственными «реальными» твердотельными приборами, способными выдерживать блокирующее напряжение до 1–2 кВ и переключать токи до 200–500 А за 10–100 нс. Их основное достоинство – хорошо отработанная технология изготовления и, следовательно, низкая стоимость, благодаря чему биполярные транзисторы и сейчас находят применение в системах развертки телевизоров и схемах балластного сопротивления осветительных ламп. Но эти транзисторы имеют и серьезные недостатки – большой базовый ток включения (равный 1/5 коллекторного тока) и достаточно длительное время выключения (наличие хвоста тока). Кроме того, они подвержены тепловому пробую, что обусловлено их отрицательным температурным коэффициентом. МОП ПТ, напротив, управляются напряжением, и их температурный коэффициент положителен. При параллельном включении сопротивление канала транзисторов в открытом состоянии ($R_{cu\text{ откр}}$) может быть бесконечно малым. Поэтому и падение их напряжения в открытом состоянии намного меньше (т. е. эффективность выше), чем у биполярных приборов, у которых этот параметр не может быть меньше коллекторного напряжения насыщения. К тому же для МОП ПТ отсутствует хвост тока при выключении. Все это способствовало расширению их

применения, особенно в ключевых схемах. Однако при высоких значениях пробивного напряжения (>200 В) $R_{си\ откр}$ и, следовательно, падение напряжения МОП ПТ в открытом состоянии больше, чем у биполярного, рассчитанного на то же напряжение пробоя (величина $R_{си\ откр}$ пропорциональна пробивному напряжению в степени 2,7). Поскольку одновременно нельзя уменьшать топологические размеры областей кристалла и удельное сопротивление его канала, МОП ПТ не может претендовать на звание современного «идеального» мощного транзистора, т. е. транзистора с нулевым сопротивлением (и падением напряжения) при включении, бесконечно большим сопротивлением при отключении и бесконечно высоким быстродействием.

В 1982 году специалисты фирм RCA и General Electric практически одновременно обнаружили, что если изменить тип проводимости n^+ -области стока в n -канальном МОП ПТ на p^+ -тип, можно получить новый прибор. При подаче положительного напряжения на затвор электроны, эмитируемые в p^+ -область образовавшейся pn^+p^+ -структуры биполярного транзистора, вызывают появление в слаболегированной n -области канала большого дырочного тока и соответственно изменение его сопротивления. При этом ток канала МОП структуры является и током базы биполярной структуры, т. е. МОП ПТ управляет током биполярного транзистора.

Поскольку через область базы биполярной структуры протекает большое число электронов и дырок, проводимость базы возрастает на несколько порядков. По значению полного входного сопротивления новые приборы оказались сопоставимыми с МОП ПТ, а по не зависящим от тока характеристикам насыщения – с биполярными. Таким образом, эффективность БТИЗ оказалась выше, занимаемая площадь меньше и, следовательно, стоимость ниже, чем МОП ПТ. Объединение двух структур позволило повысить напряжение пробоя транзисторов до 1500 В при переключении тока до 100 А. Но следует отметить, что n -канальные БТИЗ до сих пор не имеют p -канальных аналогов. Новый прибор в результате получил название биполярного транзистора с изолированным затвором, хотя пока не принято единого, установившегося его обозначения (рисунок 5.1).

МОП ПТ и БТИЗ имеют одинаковые выводы и требования к схеме возбуждения. Для их включения требуется напряжение 12–15 В, а для выключения не нужно подавать отрицательное напряжение. Для схемы возбуждения затвор обоих типов транзисторов рассматривается как конденсатор, емкость которого в приборах большого размера может достигать нескольких тысяч пикофард.



а – Advanced Power Technology; б – STMicroelectronics; в – Harris Semiconductor
Рисунок 5.1 – Обозначения для БТИЗ (IGBT),
используемые различными фирмами производителями

Чтобы время переключения транзистора было достаточно малым, схема возбуждения должна обеспечивать быструю зарядку и разрядку этого конденсатора. Правда, поскольку БТИЗ с такими же, как у МОП ПТ, параметрами занимает площадь, в 2,5 раза меньшую площади кристалла, емкость его входного конденсатора также меньше. Следует отметить, что производители предпочитают указывать не только значение емкости затвора, но и его заряд, поскольку значение емкости, зависящее от размеров, не позволяет точно оценить характеристики переключения при сравнении двух приборов различных фирм. Зная же заряд на затворе, конструктор может легко рассчитать значение тока, требуемого для переключения транзистора за заданное время.

Однако механизмы, определяющие потери мощности двух типов приборов, различны. В МОП ПТ эти потери в основном обусловлены потерями на электропроводность, тогда как потери на переключение на достаточно низких частотах (<50 кГц) в 3,5 раза меньше. В БТИЗ все наоборот: потери на электропроводность значительно меньше, чем у МОП ПТ, тогда как потери на переключение велики, особенно на высоких частотах. Но из-за меньшей площади БТИЗ его рассеиваемая мощность намного больше. Следствие этого – значительный рост температуры р-п-перехода БТИЗ. Чтобы температура не превышала критического значения, общая рассеиваемая мощность БТИЗ не должна быть выше некоторой заданной величины, рассчитываемой с учетом значений теплового сопротивления теплоотвода, корпуса, р-п-переходов МОП ПТ и БТИЗ.

С другой стороны, с увеличением мощности (и, следовательно, с ростом температуры прибора) потери на электропроводность МОП ПТ растут быстрее, чем потери на переключение БТИЗ. При значении переключаемой мощности 300 Вт потери обоих типов транзисторов сопоставимы, а при 500 Вт БТИЗ получают преимущество. Но с ростом частоты переключения БТИЗ это преимущество теряют.

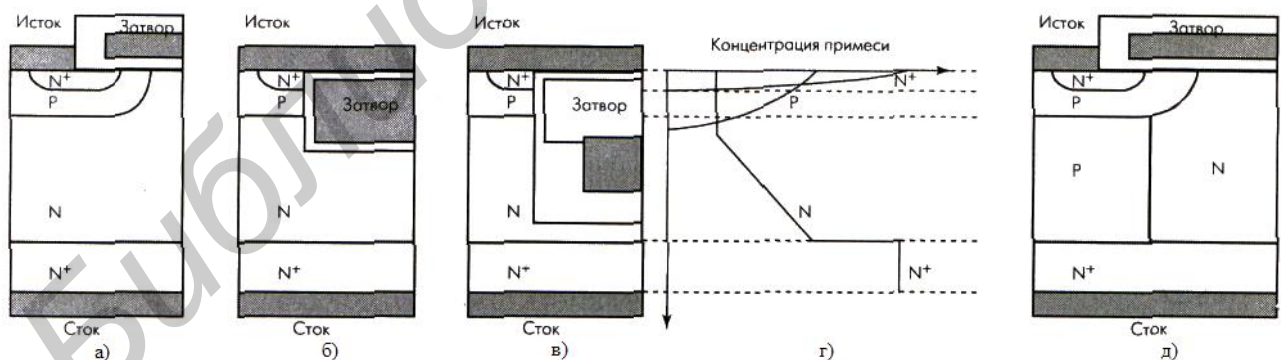
Таким образом, не существует четкого разграничения между областями применения МОП ПТ и БТИЗ, их можно лишь приблизительно разграничить для конкретных приборов. Согласно рекомендациям крупнейшего производителя полупроводниковых приборов для систем распределения мощности и управления двигателями фирмы – International Rectifier – сегодня БТИЗ целесообразно применять в системах, работающих при высоких уровнях напряжения (>1000 В) на низких частотах, с малым рабочим циклом и при незначительных колебаниях сети или нагрузки. А МОП ПТ предпочтительно применять в высокочастотных (>20 кГц) системах, предназначенных для работы при относительно невысоких напряжениях (<250 В) с большим рабочим циклом и при достаточно больших колебаниях сети или нагрузки.

В соответствии с этими рекомендациями можно определить типичные области применения каждого типа транзистора:

- для БТИЗ – это системы управления двигателями, работающими на частоте менее 20 кГц и требующими защиты от короткого замыкания/выбросов пускового тока; низкочастотные источники бесперебойного питания, работающие с постоянной нагрузкой; НЧ сварочное оборудование на большие значения среднего тока;

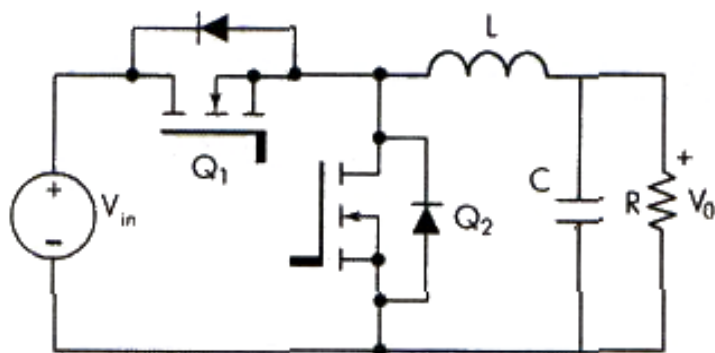
- маломощные низкочастотные системы (<100 кГц) регулировки осветительных ламп;

- для МОП ПТ – импульсные источники питания, рассчитанные на частоты выше 20 кГц или на переключение при нуле напряжения и мощности менее 1000 Вт, зарядные устройства (рисунки 5.2, 5.3).



- а – ДМОП структура; б – структура с формируемым в канавке затвором;
- в – структура с плавно изменяемым профилем легирования области дрейфа;
- г – профиль легирования; д – структура COOLMOS

Рисунок 5.2 – Структуры современных МОП ПТ



Q_1 – управляющий транзистор, определяющий скорость переключения, вследствие чего его емкость должна быть мала; Q_2 – синхронный транзистор, в котором преобладают потери, обусловленные проводимостью канала

Рисунок 5.3 – Схема неизолированного обратногоходового конвертера с синхронным выпрямлением.

5.2.2 Сравнительные характеристики мощных МОП ПТ

До последнего времени большинство выпускаемых в массовом производстве мощных МОП ПТ имели ДМОП структуру – структуру, изготавливаемую методом двойной диффузии (рисунок 5.2, а). Позднее была предложена структура с формируемым в канавке затвором (рисунок 5.2, б), позволившая уменьшить не только сопротивление полевого транзистора, присущее ДМОП структуре, но и его размеры, и распределенное сопротивление стока (до 1 мОм/см^2 для приборов на напряжение пробоя 60 В и $0,25 \text{ мОм/см}^2$ для 30 -вольтных транзисторов), что привело к снижению удельного (в пересчете на единицу площади) сопротивления канала в открытом состоянии. Так, $R_{си \text{ откр}}$ недавно выпущенных фирмой Ixys мощных МОП ПТ с такой структурой на напряжение пробоя 55 В составляет $7,7$ и $4,0 \text{ мОм}$ (IXUC100N055 и IXUC200N055 соответственно) и $6,5 \text{ мОм}$ для транзистора на напряжение 75 В (IXUC160N075).

Существенно уменьшить удельное сопротивление МОП ПТ (до $0,05 \text{ мОм/см}^2$ при напряжении пробоя 60 В , что в три раза меньше считавшегося ранее предельным значения удельного сопротивления мощных кремниевых МОП ПТ), можно за счет плавного изменения профиля легирования области дрейфа и увеличения толщины оксида канавки в два раза (рисунок 5.2, в, г).

Однако, помимо уменьшения $R_{си \text{ откр}}$, необходимо увеличивать пробивное напряжение МОП ПТ. Эти два требования противоречивы, поскольку для увеличения пробивного напряжения необходимо одновременно уменьшать уровень легирования области дрейфа и увеличивать ее толщину. В результате в

высоковольтных МОП ПТ до 95 % значения $R_{си\ откр}$ формирует сопротивление дрейфовой области. Решить задачу создания высоковольтных МОП ПТ с достаточно низкими значениями $R_{си\ откр}$ удалось в конце 90-х годов XX века специалистам фирмы Infineon Technologies, предложившим структуру с зарядовой компенсацией, названную COOLMOS («холодной МОП структурой»). В такой структуре в однородно сильнолегированной дрейфовой n-области формируются вертикальные области p-типа (рисунок 5.2, д). При обратном смещении транзистора носители заряда под действием возникшего поперечного электрического поля направляются к контактам. Вдоль физического раздела p-n-перехода формируется область объемного заряда, которая при напряжении 50 В оказывается «вытянутой» вдоль всей p-n-полоски. Благодаря зарядовой связи между этими областями в вертикальном направлении создается однородное электрическое поле, что приводит к уменьшению длины дрейфовой области. В результате эта область оказывается полностью обедненной носителями заряда. С дальнейшим ростом напряжения электрическое поле линейно увеличивается, не вызывая расширения области объемного заряда, через которую к контактам протекает ток. Причем ток в пределах полосок различной проводимости формируют носители заряда обоих типов. Путем оптимизации уровня легирования вертикальных областей можно создать МОП ПТ на 600 В, значение $R_{си\ откр}$ которых в три раза меньше, чем у обычных приборов.

В настоящее время МОП ПТ с такой структурой выпускают и другие производители МОП ПТ. Так, сопротивление канала таких транзисторов третьего поколения фирмы Ixys на напряжение 600 В составляет 35 мОм (IXKN 75N60C, ток 75 А). В ближайшее время фирма планирует выпустить 800-В COOLMOS с $R_{си\ откр} = 75$ мОм.

Другой путь уменьшения $R_{си\ откр}$, как указывалось ранее, – параллельное включение МОП ячеек. Мощные МОП ПТ могут содержать множество параллельно включенных малых структур. В ряде случаев $R_{си\ откр}$ таких транзисторов может быть значительно меньше сопротивления дорожек печатной платы. Созданы МОП ПТ на напряжение пробоя 50 В с $R_{си\ откр} = 10$ мОм и плотностью элементов $2 \cdot 10^3$ см⁻² (в корпусе TO-247) или $3,3 \cdot 10^3$ см⁻² (в корпусе TO-220).

Фирме Vishay Siliconix в транзисторе S14430DY с плотностью параллельно соединенных МОП ячеек $49,6 \cdot 10^3$ см⁻² удалось снизить $R_{си\ откр}$ до 4 мОм. Чтобы исключить вклад внутренних соединений корпуса SO-8, в котором смонтирован транзистор, в последовательное сопротивление, кристалл непосредственно крепится на медной выводной рамке, что позволяет отказаться

от традиционных проволочных сварных контактов. Транзистор рассчитан на токовые нагрузки до 28 А и рассеивает мощность 3,75 Вт. По последним сообщениям фирме Vishay Siliconix в новых транзисторах S14862 и S14864 удалось снизить $R_{си\ открыт}$ до 3,3 и 3,5 мОм соответственно. По утверждению разработчиков, Si4862 – первый в промышленности прибор на напряжение питания 5 В и напряжение пробоя 16 В, в котором предусмотрена защита от перегрузок и увеличения сопротивления в открытом состоянии. Оба прибора рассчитаны на переключения тока 17 и 25 А в установившемся и импульсном режимах соответственно, при рассеиваемой мощности 1,6 и 3,5 Вт и температуре 25 °С. Приборы поставляются в варианте корпуса SO-8 с уменьшенной площадью основания.

Работы фирмы STMicroelectronics привели к уменьшению максимального значения $R_{си\ открыт}$ мощных МОП ПТ типа STV60NF02L и STV60NF03L до 2,5 и 2,8 мОм соответственно. Транзисторы серии NF изготовлены по запатентованной фирмой планарной технологии с полосковой структурой ячеек STripFET. В отличие от обычной ячеистой структуры, максимальная плотность элементов которой зависит от размеров ячейки, в приборах с полосковой структурой этот параметр определяется лишь шириной полоски. Благодаря оптимальному использованию возможностей «степперов» и специально разработанному процессу быстрой термической диффузии при изготовлении второго поколения транзисторов серии периметр канала был увеличен на 60 %, что позволило снизить сопротивление $R_{си\ открыт}$. Транзисторы рассчитаны на напряжение 20 и 30 В и токовую нагрузку 160 А. Монтируются они в корпус POWERSO-10 и предназначены для применения в DC-DC преобразователях телекоммуникационной аппаратуры и в компьютерах.

Всего в серию NF входят 20 транзисторов. И низкое значение сопротивления $R_{си\ открыт}$ – не единственное их достоинство. Фирме удалось добиться оптимального сочетания динамических и статических характеристик МОП ПТ (зависящих от заряда на затворе Q_g и $R_{си\ открыт}$ соответственно). С увеличением рабочей частоты роль Q_g возрастает. Для транзисторов STB70NF03L и STB36NF03L с $R_{си\ открыт}$, равным 10 и 20 мОм, $Q_g = 35$ и 18 мКл соответственно. Оба транзистора рассчитаны на напряжение пробоя 30 В и переключают ток 70 и 36 А соответственно. Монтируются они в корпус типа D²Рак и предназначены для неизолированных обратныхходовых конвертеров с синхронным выпрямлением, которым отдается предпочтение в преобразователях постоянного тока портативных ПК (рисунок 5.3).

Значительные успехи достигнуты также фирмой Ixys. Заряд затвора транзистора IXFN340N07 (70 В, 340 А) в открытом состоянии равен 900 нКл,

что соответствует емкости затвора 90 нФ. А заряд затвора транзистора IXFX55N50 (500 В, 55 А) в корпусе ISOPLUS247 в открытом состоянии равен 330 нКл, что на 25 % меньше заряда затвора транзисторов с аналогичными характеристиками ($R_{си\ откр} = 80$ мОм при токе нагрузки 50 А), поставляемых в корпусах больших размеров ТО-264 или SOT-227.

В конструкциях конвертеров зачастую необходимо предусматривать достаточно большой резерв мощности, с тем чтобы минимизировать отказы из-за единичного выгорания. Вот почему в конвертерах космических и бортовых силовых преобразователей рабочее напряжение мощных МОП ПТ обычно должно составлять 50 % напряжения пробоя. Данное условие распространяется и на наземные системы, требования к надежности которых ужесточаются. Во многих силовых преобразователях применяются МОП ПТ на 500 и 1000 В. Дальнейшее повышение резерва мощности требует перехода к более высоковольтным приборам, что приводит к увеличению $R_{си\ откр}$ и соответственно к дополнительным потерям. В этой связи выгодно выделяется семейство высоковольтных МОП ПТ серии NK фирмы STMicroelectronics, выполненных по запатентованной технологии SuperMESH. $R_{си\ откр}$ транзистора STP13NK60Z на напряжение пробоя 600 В равно 460 мОм, транзистора STP14NK50Z на 500 В – 330 мОм. Оба прибора монтируются в корпус ТО-220.

Интерес представляют и высоковольтные МОП ПТ фирмы Ixys на напряжение 1100 и 1200 В (IXT 3N 120 и IXT 3N 110). Их $R_{си\ откр}$ равно 4,0 и 4,5 Ом соответственно, рассеиваемая мощность 150 Вт. Значения времени нарастания и спада сигнала достаточно малы – 15 и 18 нс. Эти характеристики наряду с малым зарядом затвора (39 нКл) делают новые приборы перспективными для высоковольтных ключей, работающих в мегагерцевом диапазоне. Поставляются МОП ПТ в монтируемом на поверхность корпусе ТО-263 или в корпусе для «штырькового» монтажа ТО-220.

Как отмечалось ранее, одно из преимуществ МОП ПТ перед БТИЗ – наличие как n-, так и p-канальных приборов. Традиционно, значение сопротивления $R_{си\ откр}$ p-канальных МОП ПТ в два раза выше, чем у n-канальных приборов [2]. Но вот $R_{си\ откр}$ транзистора IRF7210 в корпусе SO-8 фирмы International Rectifier равно 7 мОм и сопоставимо с значениями сопротивления большинства n-канальных приборов в корпусе этого типа. Пробивное напряжение транзистора равно 12 В, благодаря чему он перспективен для устройств управления нагрузкой, применяемых в портативном оборудовании. Следует отметить также, что p-канальный МОП ПТ типа FST9055P фирмы Intersil с оптимальным сочетанием напряжения

пробоя и сопротивления канала $R_{си\ откр}$ (60 В и 16 мОм) характеризуется и высокой стойкостью к воздействию единичного события в открытом космосе.

5.2.3 Проблемы микромонтажа мощных транзисторов

Основные усилия производителей мощных МОП ПТ были направлены на совершенствование структур ячеек, повышение плотности их упаковки и оптимизацию технологических процессов с тем, чтобы добиться снижения сопротивления канала $R_{си\ откр}$. Несомненно, это дало ощутимые результаты, однако сегодня разработчики все чаще сталкиваются с проблемой снижения вклада в сопротивление $R_{си\ откр}$ конструкции корпуса (сопротивление выводов, адгезива, используемого для присоединения кристалла к основанию корпуса, золотых проволочных соединений). Порой это сопротивление оказывается сопоставимым с вкладом кристалла кремния и может достигать нескольких миллиом, а иногда потери, обусловленные сопротивлением корпуса, выше потерь на проводимость транзистора [3]. Кроме того, выводы и герметики стандартных корпусов, таких как TSSOP и SOIC, приводят к увеличению площади, объема и массы транзистора. Поэтому сейчас усилия разработчиков направлены не только на улучшение характеристик кристаллов мощных приборов, но и на совершенствование их корпусов. Одна из основных тенденций здесь – отказ от проволочных выводов (для снижения сопротивления и индуктивности корпуса) и монтаж МОП ПТ непосредственно на теплоотвод (для улучшения тепловых характеристик).

Большой объем НИОКР в области микромонтажа мощных полупроводниковых приборов ведется на фирме International Rectifier. К числу ее разработок относится мощный двунаправленный МОП ПТ в исполнении FlipFET, представляющий собой два включенных с общим стоком транзистора на подложке со столбиковыми выводами, монтируемой на поверхность платы методом перевернутого кристалла (рисунок 5.4).

В сравнении с мощным транзистором в корпусе TSSOP-8 FlipFET занимает вдвое меньшую площадь платы, на 30 % ниже его, а вклад корпуса в значение $R_{си\ откр}$ на 40 % меньше. Следует отметить, что в широко распространенном корпусе типа SO-8, рассчитанном на монтаж двух кристаллов, общая площадь, занимаемая кремнием, равна 3–4 мм², тогда как площадь, занимаемая корпусом на плате, достигает 30 мм², т. е. отношение площади кремния к площади основания корпуса составляет ~10–15 %.

Транзисторы типа FlipFET могут монтироваться на керамические и полимерные подложки. Испытания на термоциклирование в диапазонах

55–150 °С и минус 40–125 °С показали, что они выдерживают до 1000 циклов. Сами транзисторы изготавливаются по TrenchFET технологии фирмы International Rectifier, обеспечивающей чрезвычайно низкие значения $R_{си\ откр}$ и высокую плотность ячеек структуры (до $17 \times 10^4 \text{ см}^{-2}$). Первыми МОП ПТ типа FlipFET были р-канальные приборы на напряжение 20 В с $R_{си\ откр}$ до 23 мОм при напряжении затвор – исток (V_{GS}) 4,5 В и 39 мОм при $V_{GS} = 2,5$ В. Транзисторы этого типа предназначены для схем зарядки батарей и переключения нагрузки портативных систем, таких как сотовые телефоны и «дорожные» компьютеры. Выполнение схемы защиты батарей мобильных телефонов на базе FlipFET позволяет увеличить длительность разговора на 10 мин, а продолжительность работы в режиме ожидания – на 4,6 часа.

Чтобы обеспечить токи и напряжения, требуемые для будущих источников питания, в частности неизолированных обратноходовых конвертеров с синхронным выпрямлением, International Rectifier создал прочный, монтируемый на поверхность корпус, выполненный по технологии DirectFET. Эта технология также предусматривает монтаж перевернутого кристалла: к печатной плате привариваются контакты истока и затвора, а соединения стока выполняются на обратной стороне кристалла с помощью медного зажима, на котором размещен кристалл (рисунок 5.5). Транзисторы типа DirectFET предназначены для замены приборов в распространенном корпусе SO-8 и его усовершенствованном варианте с медной шиной Copperstrap SO-8. Благодаря отсутствию проводящих дорожек и непосредственному контакту кристалла с платой сопротивление самого корпуса было уменьшено до менее 200 мкОм (меньше на 86 %, чем у SO-8, и на 76 %, чем у усовершенствованного варианта Copperstrap SO-8).

Это значит, что при габаритных размерах корпуса SO-8 типичное значение $R_{си\ откр}$ прибора может составлять всего 2 мОм. Снижение общего сопротивления – не единственное достоинство нового корпуса. Тепловое сопротивление между р-п-переходом транзистора и крышкой корпуса составляет 3 °С/Вт против 25 °С/Вт для приборов в корпусе SO-8, а тепловое сопротивление р-п-переход-платы снижено с 20 до 1 °С/Вт. Испытания на воздействие неблагоприятных условий среды показали безотказную работу транзисторов в течение 1 тыс. часов.

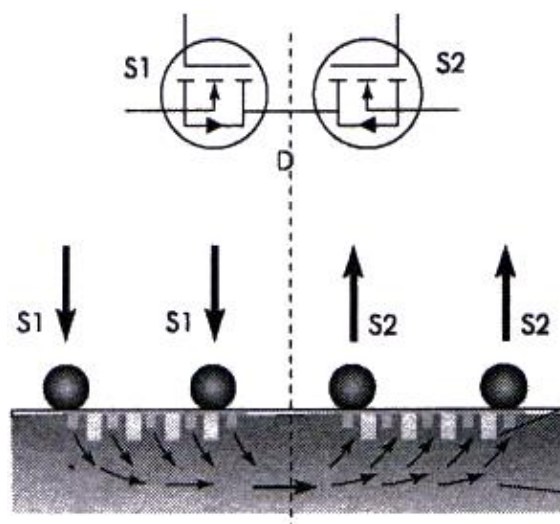


Рисунок 5.4 – Соединение транзистора в двунаправленном FlipFET (сверху) и вид кристалла со столбиковыми выводами (снизу): столбиковые выводы, ячейки МОП ПТ с затвором, расположенным в канавке, подложка и эпитаксиальный слой, формирующие соединения в схеме с общим стоком

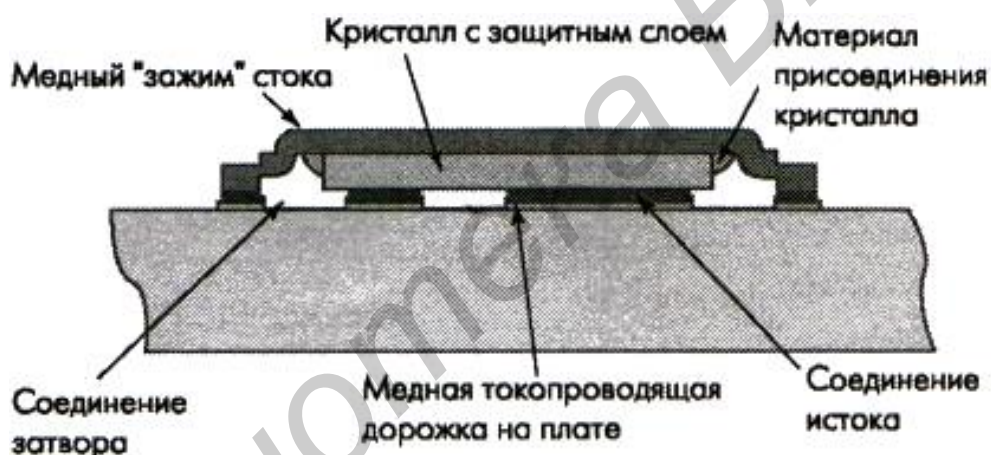


Рисунок 5.5 – Структура транзистора типа DirectFET

Фирма Ixys в середине 2002 года получила патент на технологию сборки мощных транзисторов с высокими характеристиками, в них корпус с электрически изолированным монтажным выводом типа ISOPLUS. Стандартная выводная рама корпуса заменена керамической подложкой. Отсутствие отверстия под винт оставляет место для кристалла больших размеров, рассчитанного на большие токи, чем транзисторы в стандартных ТО-корпусах. Развязка монтажного вывода, достигающая 2500 В, позволяет монтировать несколько приборов на теплоотвод без какой-либо промежуточной изолирующей фольги. Теплопроводность приборов в таких корпусах лучше, чем у обычных транзисторов, и они легче их. Благодаря малой паразитной емкости между переходом и теплоотводом уменьшается рост вносимых помех с

увеличением рабочей частоты, представляющий собой серьезную проблему современных импульсных источников питания.

Принцип непосредственного присоединения кристалла с МОП ПТ к теплоотводу использован и в корпусе «без дна» фирмы Fairchild Semiconductor, выполненном по технологии формирования столбиковых выводов для пайки, впервые разработанной для монтажа МОП ПТ в BGA-корпус. Площадь основания корпуса – 30 мм² (против 155 мм² для D²ПАК), а тепловое сопротивление между р-п-переходом и корпусом – 0,5 °С/Вт. Корпус предназначен для монтажа МОП ПТ на напряжение 20–200 В [4].

5.2.4 Моделирование и оптимизация конструктивно-технологических параметров мощных ДМОП транзисторов

Структура мощного вертикального ДМОП транзистора схематически показана на рисунке 5.6.

Рассмотрим модель вертикального ДМОП транзистора, состоящую из емкостной и резистивной эквивалентной схем (рисунки 5.7, 5.8), на которых показаны разрезы фрагментов активной области кристалла вертикального мощного n-канального ДМОП транзистора с указанием геометрических параметров элементарной ячейки, подлежащих оптимизации, а также элементов, составляющих ее эквивалентные резистивные и емкостные электрические схемы.

Исходя из эквивалентной резистивной электрической схемы сопротивление элементарной ячейки в открытом состоянии прибора равно

$$R_{SDS} = R_{1S} + R_{2S} + R_{3S} + R_{4S} + R_{5S}, \quad (5.1)$$

где R_{1S} – сопротивление канала обогащенного n-МОП транзистора;

R_{2S} – сопротивление канала обедненного p-МОП транзистора;

R_{3S} – сопротивление управляемого полем n-МОП транзистора;

R_{4S} – объемное сопротивление трапецеидальной области эпитаксиального слоя n-типа;

R_{5S} – объемное сопротивление прямоугольной области эпитаксиального слоя n-типа.

Сопротивление канала обогащенного n-МОП транзистора элементарной ячейки вычисляется как сопротивление горизонтального n-МОП транзистора:

$$R_{1S} = L_{ch} / [\mu_{n1} C_{ox} W_s (U_{GDR} - U_{THn})], \quad (5.2)$$

где L_{ch} – длина канала;

μ_{n1} – подвижность носителей в канале обогащенного n-МОП транзистора;

C_{ox} – удельная емкость подзатворного окисла;

W_s – периметр элементарной ячейки;

U_{GDR} – напряжение затвор – исток при замере R_{SD} ;

U_{THn} – пороговое напряжение обогащенного n-МОП транзистора.

Длина канала транзистора определяется как функция значений глубины диффузии p⁻-канала (X_{jp^-}) и n⁺ – истока (X_{jn^+}):

$$L_{ch} = 0,85 (X_{jp^-} - X_{jn^+}). \quad (5.3)$$

Удельная емкость подзатворного слоя SiO₂ зависит от оптимизируемого конструктивного параметра, а именно от его толщины (D_{ox}) и технологического параметра – диэлектрической постоянной окисла (ϵ_{ox}):

$$C_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_{ox} / D_{ox}. \quad (5.4)$$

Периметр элементарной ячейки прибора находится исходя из выбранной формы элементарной ячейки, т. е. $W_s = 4 L_s$ для квадратной и $W_s = 3,4641 L_s$ для гексагональной ячейки.

Сопротивление канала обедненного p-МОП транзистора элементарной ячейки определяется аналогично R_{1S} :

$$R_{2S} = 0,17 (L_g - 1,7 X_{jp^-}) / [\mu_{n2} C_{ox} W_s (U_{GDR} - U_{THp})], \quad (5.5)$$

где L_g – топологический зазор между ячейками;

μ_{n2} – подвижность носителей в канале обедненного p-МОП транзистора;

U_{THp} – пороговое напряжение обедненного p-МОП транзистора.

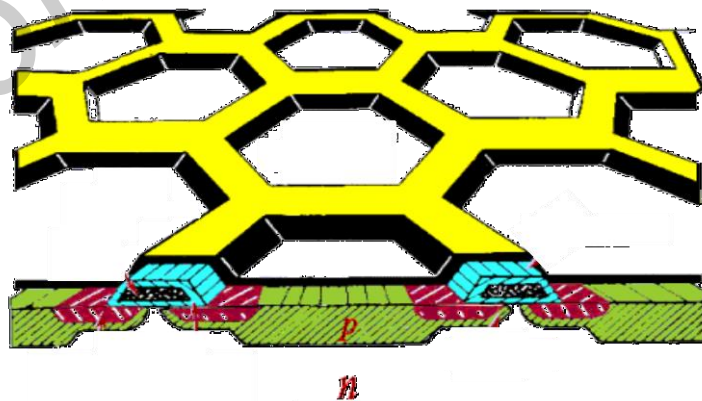


Рисунок 5.6 – Фрагмент структуры мощного ДМОП транзистора

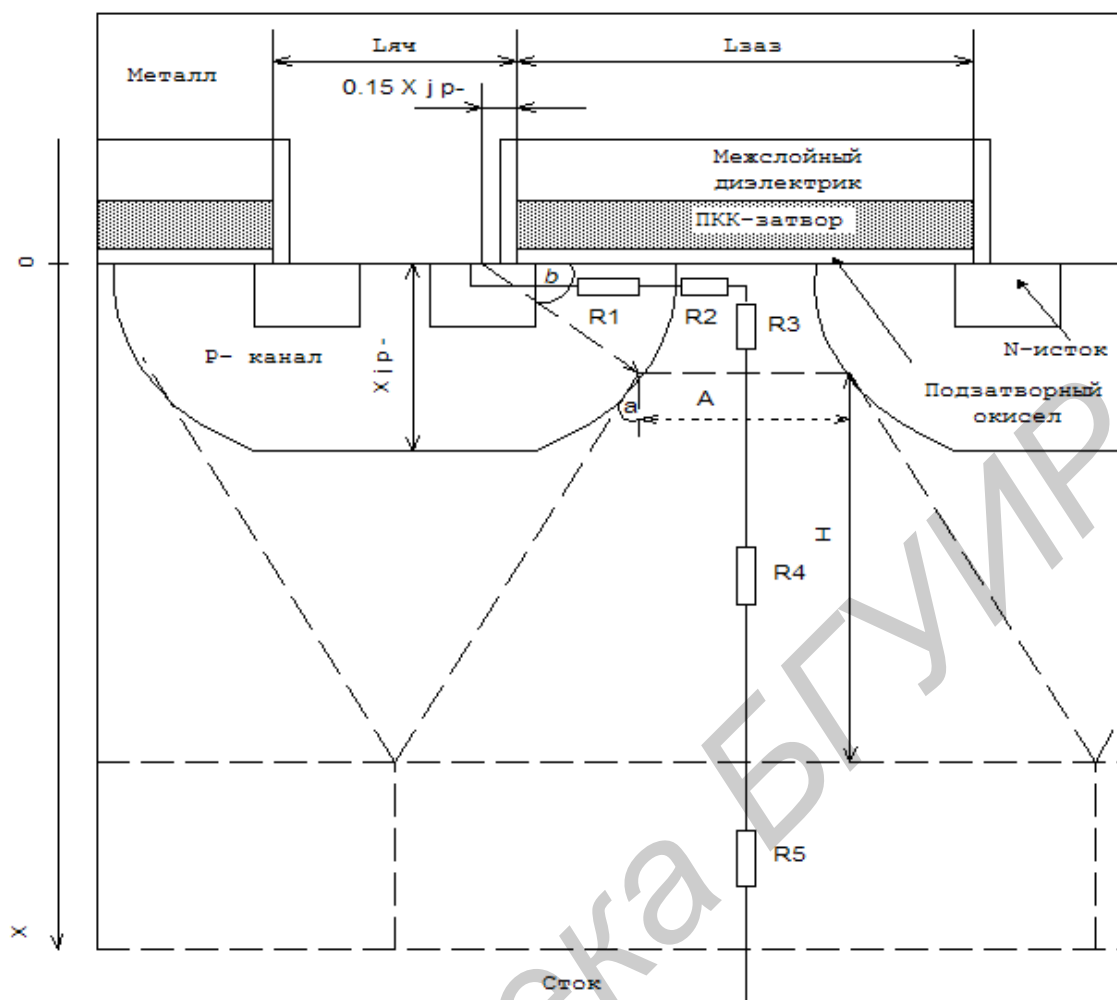


Рисунок 5.7 – Разрез фрагмента активной области кристалла вертикального мощного n-канального ДМОП транзистора с учетом параметров резистивной модели

В формуле (5.5) величина $0,5 (L_g - 1,7 X_{jp})$ равна эффективной длине канала обедненного p-МОП транзистора, а дополнительный множитель $1/3$ и соответственно множитель $0,17$ в формуле (5.5) отражают реальную двумерную картину протекания носителей заряда в обогащенном поверхностном слое (получен экспериментально).

Компонент R_{3S} моделирует область ДМОП структуры, ограниченную с боковых сторон p-n-переходами двух соседних элементарных транзисторных ячеек. На рисунке 5.8 боковые границы этой области представляют собой части окружности с радиусом кривизны X_{jp} , равным глубине p-канала, причем вследствие реально существующего различия в диффузии примесей в горизонтальном и вертикальном направлении центры окружностей смещены относительно краев затвора (защитной маски при проведении имплантации примеси) на расстояние $0,15 X_{jp}$. При этом точки p-n-переходов, через которые

проходит нижняя граница области управляемого полем n-МОП транзистора, определяется углом к горизонтали $\beta = 45^\circ$.

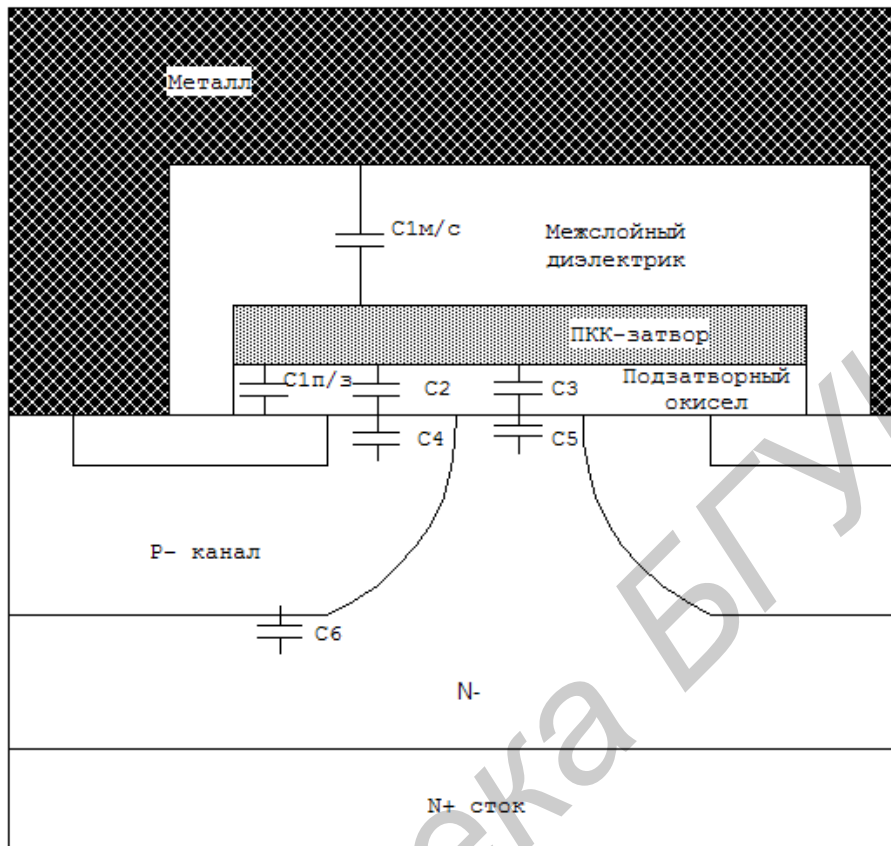


Рисунок 5.8 – Разрез фрагмента активной области кристалла вертикального мощного n-канального ДМОП транзистора с учетом параметров емкостной модели

Для вывода расчетной формулы величины R_{3S} в описанных границах при допущении равномерного растекания носителей по поперечному сечению и при условии малого значения напряжения исток – сток (U_{DS}) проведено интегрирование сопротивления в полярных координатах по углу β .

Вывод формулы для расчета объемного сопротивления резистора R_{4S} элементарной ячейки, представленного на рисунке 5.8 в виде трапецеидальной области n-эпитаксиального слоя, проводится путем интегрирования по линейной координате X , перпендикулярной поверхности кристалла.

Компонента R_{5S} появляется только в случае перекрытия трапецеидальных потоков носителей заряда и при условии равномерного распределения плотности тока по сечению структуры в области перекрытия рассчитывается как объемное сопротивление прямоугольного бруска.

Результаты расчетов согласуются с экспериментальными данными в диапазоне малых токов стока. Однако анализ вольт-амперных характеристик изготовленных приборов показывает, что при повышении уровней тока стока наблюдается повышение сопротивления в открытом состоянии, что приводит к отклонению экспериментальных значений сопротивления от расчетных. Данное явление объясняется тем, что при протекании через твердотельную структуру транзистора достаточно большого тока на стоковом р-п-переходе транзистора появляется разность потенциалов, и этот р-п-переход смещается в обратном направлении. Возникающие при этом области пространственного заряда (ОПЗ) сужают сечение области протекания тока и обуславливают повышение сопротивления ДМОП транзистора в открытом состоянии.

Таким образом, допущения малого уровня тока, сделанные при выводе формул для расчета компонент R_{3S} и R_{4S} , становятся неприменимыми, и чтобы адекватно отразить в расчете физический эффект роста сопротивления с увеличением тока процедура расчета сопротивления элементарной ячейки в открытом состоянии корректируется путем разбиения расчета на три следующих этапа:

1 этап – предварительный расчет компонент R_{iS} по выведенным формулам;

2 этап – расчет геометрических параметров областей с участками R_{3S} , R_{4S} , скорректированных с учетом появления ОПЗ;

3 этап – окончательный расчет компонент R_{3S} , R_{4S} , а также R_{SD} с учетом ОПЗ.

С использованием описанного выше подхода к задаче оптимизации и построению модели в НПО «Интеграл» оптимизирована твердотельная структура и топология кристалла мощного ДМОП транзистора КР750Г, являющегося аналогом прибора IRL640. При этом обеспечен минимальный уровень величины R_{SD} . При выборе оптимальных решений варьированию подвергались следующие конструктивные параметры кристалла: толщина подзатворного слоя SiO_2 , значения глубины канала и истока, размер ячейки, зазор между ячейками, шаг ячейки, концентрация носителей в верхнем слое эпитаксиальной пленки. Кроме того, рассчитаны зависимости от зазора между ячейками при L_S и $S_{CHIP} = \text{const}$, величины сопротивления и его составляющих, выходной и проходной емкости приборов, входной емкости и крутизны характеристики.

Зависимости расчетных значений электрических параметров ДМОП транзистора – R_{SD} , C_{iss} (входная емкость), C_{oss} (выходная емкость), C_{rss} (проходная емкость) от толщины подзатворного слоя SiO_2 приведены в нормализованном графическом виде на рисунке 5.9, а зависимости

нормализованных электрических параметров прибора от концентрации носителей в верхней (подлегированной) части эпитаксиального слоя с исходной концентрацией $N_n = 8,3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ – на рисунке 5.10.

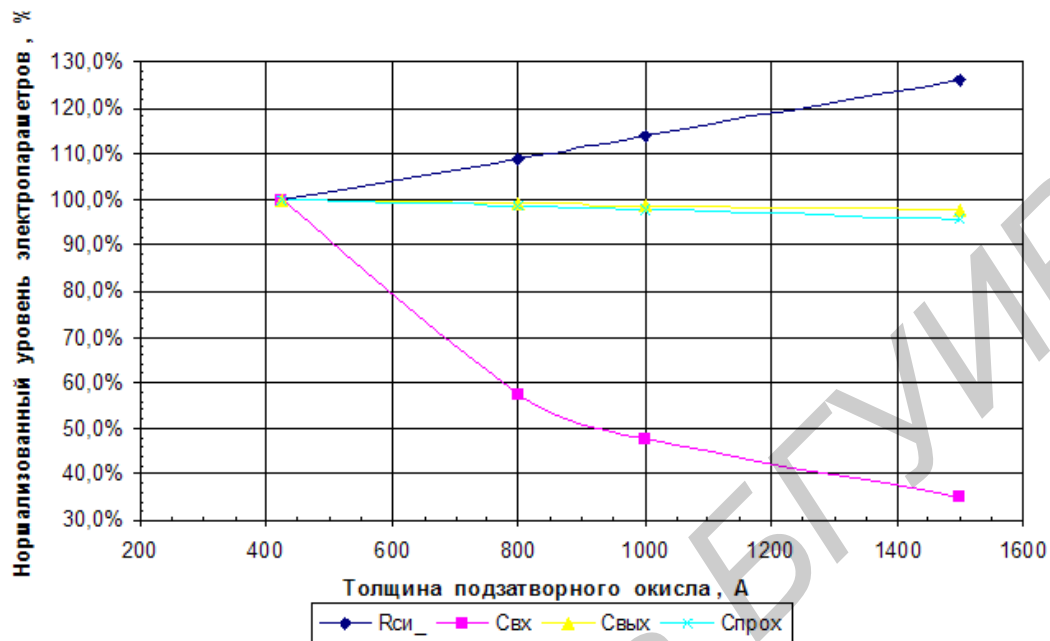


Рисунок 5.9 – Зависимость нормализованных уровней электрических параметров ДМОП транзистора от толщины подзатворного слоя SiO_2

Из приведенных данных следует, что увеличение толщины подзатворного слоя SiO_2 заметно влияет на величину R_{SD} , C_{iss} и крайне незначительно на C_{oss} , C_{rss} . Другими словами, увеличение толщины подзатворного слоя SiO_2 на 10 % приводит к увеличению R_{SD} на ~ 1 %, уменьшению C_{iss} на 2,6 %, снижению C_{oss} на 0,1 % и уменьшению C_{rss} на 0,17 %. В случае прибора КР750Г с точки зрения снижения R_{SD} следует выбирать толщину подзатворного слоя SiO_2 на уровне 42 нм, т. к. дальнейшее уменьшение толщины трудновыполнимо по причине ограничения величиной электрической прочности, а также верхней границей входной емкости.

Исходя из резистивной эквивалентной электрической схемы ДМОП транзистора можно констатировать, что изменение концентрации основных носителей в верхней части эпитаксиального слоя будет влиять только на составляющую R_{3S} , если пренебречь незначительным изменением составляющей R_{4S} в верхней горловине трапецеидального сечения. Поскольку удельный вес составляющей R_{3S} в суммарном R_{SD} для данного прибора равен ~ 22 %, то и максимальный выигрыш в снижении R_{SD} от повышения концентрации носителей в верхней части эпитаксиального слоя не может

превысить этот уровень. Окончательный выбор оптимальных топологических параметров кристалла, соответствующих минимуму R_{SD} , возможен только после эмпирического подбора максимально возможного уровня концентрации носителей в верхней части слоя эпитаксиальной пленки, гарантирующего требуемый уровень пробивного напряжения исток – сток.

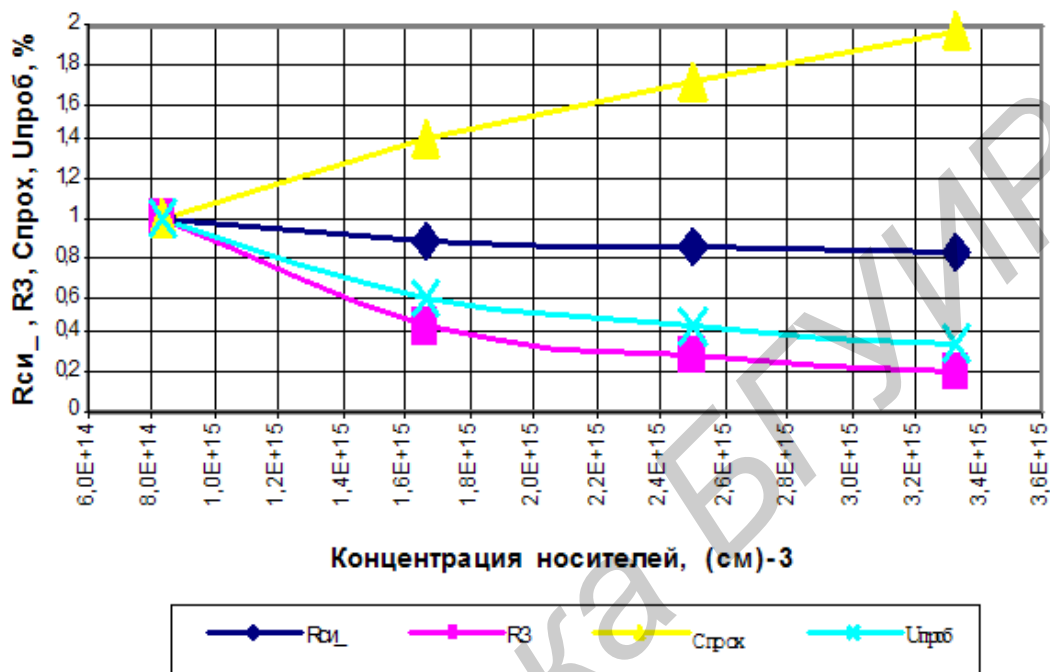


Рисунок 5.10 – Зависимость нормализованных электрических параметров ДМОП транзистора от концентрации носителей в верхней (подлегированной) части эпитаксиального слоя

Для расчета величины $R_{си\ отр}$ в зависимости от параметров геометрии кристалла создана программа расчета. При выполнении данной лабораторной работы студентам следует воспользоваться программой расчета и дополнительной инструкцией к ней.

5.3 Порядок выполнения работы

- 1 Получить задание у преподавателя.
- 2 Ознакомиться с программой расчета основных электрических параметров мощных транзисторов на основе параметров конструкции кристалла.
- 3 Загрузить программу расчета параметров мощных ДМОП транзисторов на компьютере, войти в меню.
- 4 Рассчитать и построить графическую зависимость параметра $R_{си\ отр}$ от глубины канавки.

5 Рассчитать и построить графическую зависимость параметра $R_{си\ откр}$ от шага ячейки.

6 Рассчитать и построить графическую зависимость входной емкости от глубины канавки.

7 Рассчитать и построить графическую зависимость входной емкости от шага ячейки.

8 Рассчитать и построить графическую зависимость параметра $R_{си\ откр}$ от ширины канавки.

9 Рассчитать и построить графическую зависимость входной емкости от ширины канавки.

5.4 Содержание отчета

- 1 Цель работы.
- 2 Теоретическая часть.
- 3 Расчетные данные и их обсуждение.
- 4 Предложения по выбору оптимального конструктивно-технологического решения.
- 5 Выводы.

5.5 Контрольные вопросы

1 В каких устройствах и системах находят применение мощные транзисторы?

2 Почему полевые транзисторы с МОП структурой являются перспективными электронными компонентами устройств и систем?

3 Какие вы знаете разновидности конструкций МОП ПТ?

4 Какие зарубежные фирмы входят в число мировых лидеров по производству МОП ПТ?

5 Приведите характерную структуру кристалла МОП ПТ и поясните принцип работы.

6 Какова роль методов микромонтажа кристаллов МОП ПТ, какие элементы в конструкции корпуса вносят вклад в сопротивление открытого транзистора ($R_{си\ откр}$)?

7 Приведите резистивную модель МОП ПТ.

8 Приведите емкостную модель МОП ПТ.

9 Каким образом следует выбирать оптимальный вариант конструкции с учетом требований технического задания на разработку?

Лабораторная работа №6

Исследование катушек индуктивности в составе устройств и систем

6.1 Цель работы

Исследовать основные электрические характеристики катушек индуктивности, влияние конструктивных параметров катушек индуктивности (диаметров провода намотки и каркаса, типа намотки, размеров и конфигурации сердечника и экрана), а также материалов, использованных для изготовления каркаса, магнитного сердечника и экрана, на характеристики катушек индуктивности.

6.2 Краткие теоретические сведения

Катушки индуктивности – электрические компоненты, работа которых основана на эффекте самоиндукции, т. е. на взаимодействии электрического тока проводника и магнитного поля, создаваемого этим током. Они относятся к категории пассивных компонентов устройств и систем, к которым также относят резисторы, конденсаторы, трансформаторы и др.

Для увеличения степени взаимодействия (потокосцепления) проводник выполняют в виде витка (контура) или совокупности витков. Ток, протекающий по замкнутому контуру, создает магнитный поток, пронизывающий данный контур. Собственная индуктивность L замкнутого витка определяется как отношение $L = \omega/I$, где ω – потокосцепление, I – ток витка. Иными словами, собственная индуктивность (в дальнейшем просто индуктивность) является коэффициентом пропорциональности между током проводника и суммарным потокосцеплением. Если проводник выполнен в виде множества витков, что характерно для катушек индуктивности, то в общем случае необходимо учитывать процессы электромагнитного взаимодействия совокупности элементарных витков. Строгое решение данной задачи весьма сложно, но в конкретных случаях может быть сведено к достаточно простым формулам и методикам. Единицей измерения индуктивности является генри (Гн). 1 Гн – такая индуктивность, при которой ток в 1 ампер порождает потокосцепление в 1 вебер.

Катушки индуктивности применяются в радиоэлектронных средствах (РЭС) в широком смысле для перераспределения токов различной частоты в электрических цепях. В частности, они используются в качестве дросселей ВЧ в фильтрах, колебательных контурах, генераторах, интеграторах и других устройствах. Под катушками индуктивности обычно понимают

высокочастотные катушки, рассчитанные для работы на частотах выше примерно 100 кГц. Именно такие катушки индуктивности являются предметом изучения и исследования в данной работе.

Основными параметрами высокочастотных (ВЧ) катушек индуктивности являются индуктивность, допустимое предельное отклонение индуктивности, собственная емкость, добротность, стабильность и надежность.

Индуктивность ВЧ катушек индуктивности может быть от нескольких наногенри до нескольких десятков миллигенри, в зависимости от их функционального назначения. Допустимое относительное отклонение индуктивности катушек может быть различным – от 0,1–0,5 % для катушек высокодобротных сопряженных контуров до 20 % и более для катушек дросселей и других элементов с низкими требованиями по точности.

Собственная емкость катушек индуктивности обусловлена распределенной емкостью между витками и емкостью между обмоткой и корпусом прибора или экраном катушки.

Добротность характеризует суммарную величину потерь (в обратно пропорциональной зависимости) энергии электрического тока и электромагнитного поля в элементах конструкции катушки (проводах обмотки, диэлектрике каркаса, сердечнике и др.). Добротность Q катушки индуктивности определяется отношением $Q = \omega L/R$, где ω – круговая частота, R – эквивалентное сопротивление потерь. Добротность большинства катушек индуктивности широкого применения находится в диапазоне 30–400.

Потери и собственная емкость являются паразитными параметрами, степень влияния которых сильно зависит от рабочей частоты. Особенность их проявления и взаимодействия с параметром индуктивности в первом приближении поясняет схема замещения катушки индуктивности (рисунок 6.1, а), которая включает собственно индуктивность L , собственную емкость C_0 сопротивление потерь в индуктивной ветви R_S (в проводе) и сопротивление потерь R_p , учитывающее утечки, потери в диэлектрике, сердечнике, экране. Потери увеличиваются с ростом частоты. При расчете добротности потери приводятся к одному эквивалентному сопротивлению R . Собственная емкость C_0 совместно с индуктивностью L образует параллельный резонансный контур, добротность которого определяется сопротивлением потерь R . Резонансная частота этого контура равна $f_0 = 1/(2\pi(LC_0)^{1/2})$ и называется собственной резонансной частотой катушки индуктивности. Примерная зависимость модуля комплексного сопротивления (импеданса) данного контура от частоты (резонансная кривая) приведена на рисунке 6.1, б. Индуктивный характер сопротивления реальная катушка имеет на частотах ниже резонансной. На

практике, как правило, катушки индуктивности применяются на частотах не выше $f_0/3$.

Стабильность катушек индуктивности характеризуется изменением ее параметров во времени под воздействием температуры и влаги и сильно зависит от конструкции.

Температурная стабильность величины индуктивности количественно характеризуется температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ) $\alpha_L = (1/L_0)(dL/dT)$, где L_0 – начальное значение индуктивности при температуре T_0 , dL – изменение величины индуктивности, возникающее при изменении температуры на dT относительно T_0 .

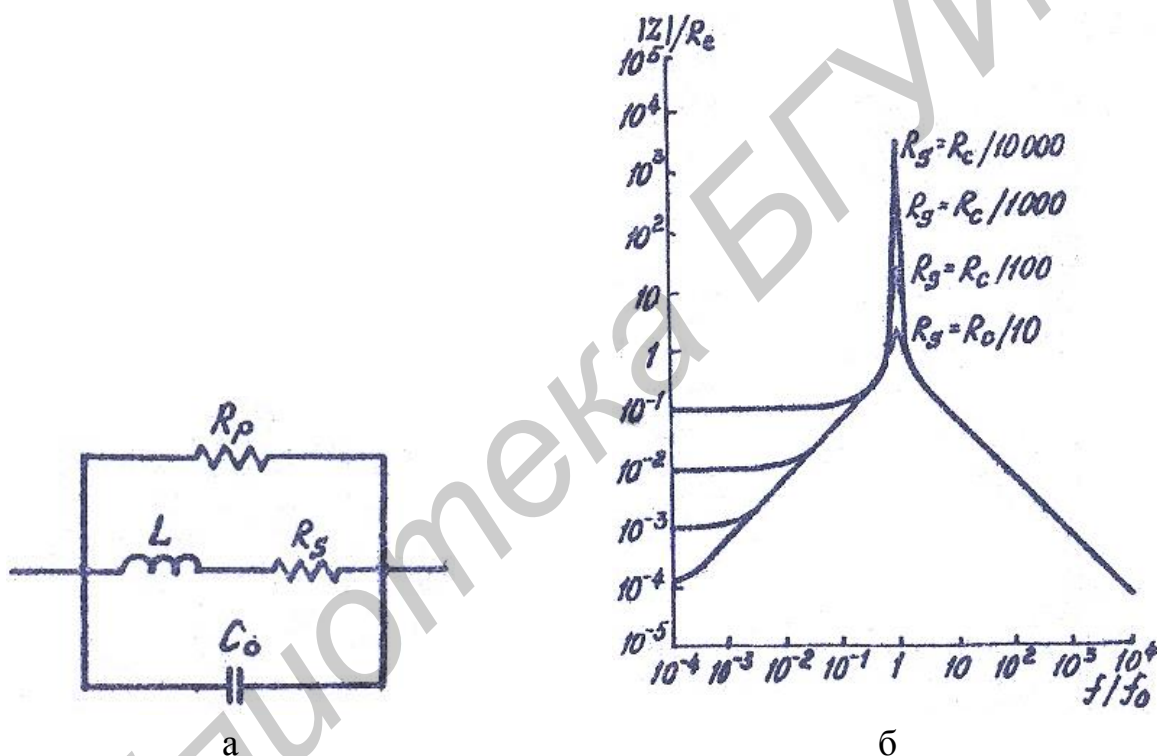


Рисунок 6.1 – Эквивалентная схема (а) и зависимость импеданса (б) реальных катушек индуктивности

Здесь $R_c = 1,55(L/C_0)^{1/2}$ – критическое сопротивление катушки; f_0 – собственная резонансная частота.

Температурная нестабильность параметров катушек индуктивности обусловлена следующими основными факторами:

- изменением диаметра каркаса при изменении температуры;
- изменением толщины скин-слоя, по которому протекает ток высокой частоты, вследствие температурного изменения удельного сопротивления материала провода;

- изменением влияния экрана при его наличии;
- изменением магнитных свойств сердечника (для катушек с сердечником).

Влияние температуры на добротность обусловлена в основном изменением сопротивления провода. При использовании медного провода добротность катушки падает примерно на 10 % на каждые 30 градусов повышения температуры.

Временная стабильность величины индуктивности характеризуется коэффициентом старения $\beta_L = (1/L_0)(dL/dt)$, где t – время.

Наиболее сильное старение наблюдается у катушек с каркасами из органических диэлектриков. Поэтому в стабильных катушках применяются керамические каркасы, практически не подверженные старению.

Влажность вызывает увеличение собственной емкости и вследствие возрастания диэлектрических потерь снижение добротности. Для защиты катушек от действия влаги применяют герметизацию или пропитку и обволакивание обмотки компаундами и лаками. Это хотя и приводит к увеличению собственной емкости и снижению добротности, но зато повышает влагостойкость и механическую прочность.

Надежность катушек индуктивности количественно оценивается одним из параметров – средним временем безотказной работы или средней интенсивностью отказов, которые находятся в обратно пропорциональной зависимости и на практике определяются в результате испытаний достаточно большой выборки однотипных изделий. Для катушек индуктивности наиболее характерны медленные отказы, вызываемые старением диэлектрических и магнитных материалов и окислением проводников. Повышенная влажность и температура способствуют ускоренному протеканию этих процессов. Внезапные отказы обычно происходят вследствие нарушения электрических контактов проводов обмоток с выводами и механических повреждений обмоток.

6.2.1 Конструктивные особенности катушек индуктивности

По различным конструктивным признакам катушки индуктивности могут быть разделены на следующие виды:

- однослойные и многослойные;
- экранированные и неэкранированные;
- катушки без сердечника и с сердечником (магнитным или немагнитным);

- цилиндрические, плоские и печатные (пленочные);
- незащищенные (открытые), частично защищенные пропиткой, обволакиванием или опрессовкой и защищенные герметичным или негерметичным кожухом.

Конструкция катушек индуктивности должна обеспечивать выполнение заданных технических и эксплуатационных требований, быть технологичной, иметь минимальную стоимость.

К основным элементам конструкции катушек относятся обмотка (обмотки), каркас и выводы (контакты). Обмотка является обязательным элементом катушки, остальные могут отсутствовать. Кроме этого, в необходимых случаях катушки могут иметь экран и магнитный или немагнитный сердечник.

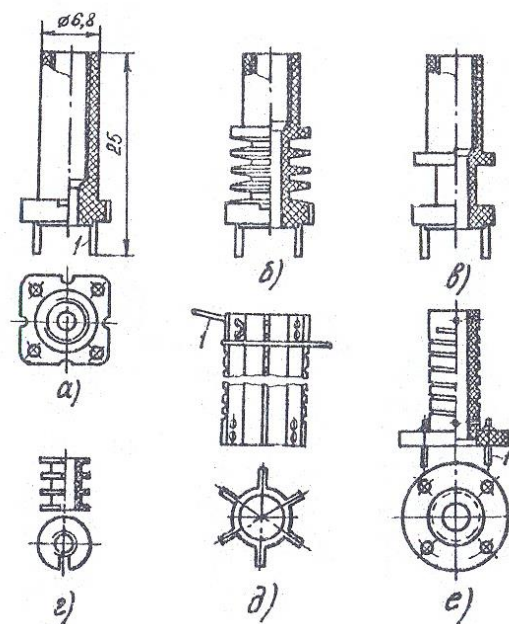
Электрические параметры и стоимость катушки в значительной степени определяются ее каркасом. Каркас должен обеспечивать удобство намотки провода, распайку выводов обмотки, надежную фиксацию подстроечного сердечника при его использовании. Материал каркаса выбирается из соображений технологичности и получения заданных характеристик катушки. Он должен быть достаточно механически прочным, влаго- и теплостойким, вносить малые потери, иметь небольшой температурный коэффициент линейного расширения.

Каркасы катушек с не очень высокими параметрами могут изготавливаться из дешевых органических материалов – полистирола, фенопластов, различных пресс-материалов. Каркасы катушек с повышенными показателями, в частности, с высокой стабильностью, изготавливаются из радиотехнической керамики типа В: на УКВ и КВ – из ультрафарфора и ВЧ стеатита, на ДВ и СВ – из радиофарфора.

Размеры каркаса определяют из общих конструктивных соображений и требуемой добротности, которая пропорциональна диаметру.

Выводы в каркасах из пластмасс запрессовывают непосредственно в тело каркаса. В керамических каркасах выводы выполняют в виде специальных хомутиков, штифтов или металлизированных полосок, к которым и присоединяется намоточный провод.

Некоторые типовые формы каркасов катушек индуктивности различного назначения приведены на рисунке 6.2.



а–в – для приемников длинных и средних волн;
 г – для броневых сердечников; д – ребристый каркас;
 е – каркас с канавкой (нарезной)

Рисунок 6.2 – Типовые каркасы цилиндрических катушек

Обмотки катушек индуктивности по виду укладки делятся на однослойные и многослойные (рисунок 6.3).

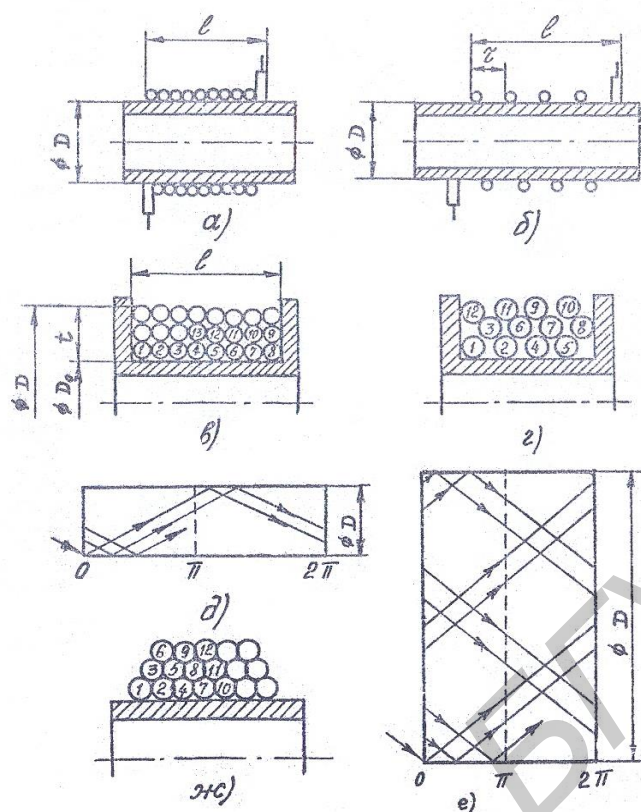
К однослойным обмоткам относятся сплошная однослойная и однослойная с шагом (рисунок 6.3, а, б).

Однослойные катушки с шагом отличаются высокой добротностью (150–400) и стабильностью и применяются в контурах КВ и УКВ. Значения предельной индуктивности для обмоток с шагом зависят от диаметра каркаса и приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Предельная индуктивность обмотки с шагом

Диаметр каркаса, мм	6	10	15	20	25
Предельная индуктивность, мкГн	1,8	4	10	20	30

Для повышения точности обмотки провода применяются нарезные каркасы, у которых на поверхности имеется неглубокая спиральная канавка, фиксирующая провод при обмотке. Однако погружение провода в диэлектрик каркаса несколько понижает добротность и увеличивает собственную емкость. Чтобы этого не происходило, применяют ребристые каркасы.



а – однослойная сплошная; б – однослойная с шагом; в – многослойная рядовая; г – многослойная «кучей» («внавал»); д – универсальная с двумя переходами (перегибами провода) на виток (развертка); е – универсальная перекрестная с четырьмя витками на цикл (развертка); ж – пирамидальная

Рисунок 6.3 – Типы обмоток катушек индуктивности

Для высокостабильных катушек применяются специальные способы намотки – тугая, горячая и осажденная – в сочетании с керамическим каркасом. Тугая намотка производится со значительным натяжением. При горячей намотке провод нагревается до 120–180 °С и незначительно натягивается. В катушках с осажденной (нанесенной) обмоткой витки образуются нанесением слоя металла на поверхность керамического каркаса методом вжигания и последующего гальванического наращивания.

Катушки со сплошной однослойной обмоткой отличаются высокой добротностью (150–250) и стабильностью при индуктивности не выше 200–500 мкГн (таблица 6.2) и применяются в контурах КВ и СВ.

Таблица 6.2 – Предельная индуктивность сплошной однослойной обмотки

Диаметр каркаса, мм	10	15	20	30	50
Предельная индуктивность, мкГн	30	50	100	200	500

Для изготовления катушек с индуктивностью выше 200–500 мкГн применяются многослойные обмотки – простая рядовая, «внавал» («кучей»), универсальные (обычная и перекрестная), пирамидальная (рисунок 6.3, в–ж).

В простой рядовой обмотке витки укладываются на каркас правильными рядами, а в обмотке «внавал» – без определенной закономерности, хаотично. Эти обмотки, называемые простыми, отличаются низкой добротностью и стабильностью, большой собственной емкостью и применяются в катушках для ДВ и дросселях. Для улучшения их параметров используют секционирование, которое позволяет достичь добротности 160–170 и уменьшить собственную емкость.

Пирамидальную и универсальные обмотки относят к сложным обмоткам. В универсальной обмотке витки идут попеременно от одного края катушки к другому, пересекаясь под некоторым углом. Это придает катушке высокую механическую прочность без специальных каркасов, достаточно высокую добротность и незначительную собственную емкость. Универсальную обмотку характеризуют числом перегибов провода за один виток (2 и более) и другими параметрами. Такие катушки обычно имеют внутренний диаметр 5–10 мм, длину 2–5 мм, добротность 80–100.

Для получения длинных катушек применяют так называемую универсальную перекрестную обмотку, характерным параметром которой является число витков на один переход провода с одной стороны катушки на другую и обратно (один цикл). Катушки с такой обмоткой отличаются пониженной добротностью и сравнительно большой собственной емкостью. Поэтому они находят применение в специальных катушках контуров, настраиваемых длинными цилиндрическими магнитными сердечниками.

Общим недостатком рассмотренных типов обмоток является низкая электрическая прочность, особенно у обмотки «внавал».

Пирамидальная обмотка обладает высокой электрической прочностью и малой собственной емкостью, т. к. соседние витки имеют небольшую разность потенциалов. Обычно пирамидальная обмотка содержит два слоя и применяется в ВЧ дросселях мощных радиопередатчиков.

Для наматывания обмоток катушек индуктивности применяют в основном медные провода круглого сечения с эмалевой изоляцией (ПЭ, ПЭЛ, ПЭВ, ПЭТВ, ПЭШО), а для катушек с шагом – также неизолированный провод МГМ, покрытый слоем серебра.

6.2.2 Расчет параметров катушек индуктивности

При расчете основных параметров катушек используются геометрические размеры их обмоток: диаметр, длина и толщина (последнее только для многослойных обмоток) (см. рисунок 6.3, в, г).

В однослойной катушке диаметр D представляет собой диаметр окружности, образуемой центром тяжести активного сечения провода. На высоких частотах диаметр D можно принять равным внутреннему диаметру витков.

Длина катушки l представляет собой расстояние между осевыми линиями крайних витков. Расстояние между осевыми линиями смежных витков называется шагом намотки τ . Величины l и τ связаны между собой простым соотношением

$$l = \tau(N - 1), \quad (6.1)$$

где N – число витков.

При сплошной обмотке расстояние между смежными витками определяется диаметром провода в изоляции d_0 , b неплотностью прилегания витков друг к другу. Последнее может быть учтено коэффициентом неплотности ρ , который зависит в основном от диаметра провода (табл. 6.3).

Таблица 6.3 – Значения коэффициента неплотности

Диаметр провода, мм	0,08–0,11	0,15–0,25	0,35–0,41	0,51–0,93	>1,0
Коэффициент ρ	1,3	1,25	1,2	1,1	1,05

Таким образом, для сплошной обмотки

$$l = \rho \cdot d_0(N - 1). \quad (6.2)$$

Размеры многослойной катушки определяются наружным D и внутренним D_0 диаметрами и длиной обмотки. Часто в расчетах используются толщина обмотки $t = (D - D_0)/2$ и средний диаметр $D_{cp} = (D + D_0)/2 = D_0 + t$.

Расчет индуктивности. Из теоретической электротехники известно следующее выражение для расчета индуктивности длинного соленоида круглого сечения (без сердечника):

$$L = \frac{4\pi N^2 S}{l} \cdot 10^{-3}. \quad (6.3)$$

Здесь индуктивность L получается выраженной в микрогенри, если длину намотки l выразить в сантиметрах, а площадь сечения S – в сантиметрах квадратных.

В реальных катушках длина обычно соизмерима с диаметром, вследствие чего сильнее сказывается уменьшение магнитного сцепления крайних витков и фактическая индуктивность оказывается меньше расчетной. Точный учет этого явления приводит к громоздким и неудобным формулам.

На практике используют простые полуэмпирические формулы с поправочными коэффициентами, зависящими от относительных размеров катушки.

Для расчета индуктивности сплошной однослойной обмотки широко применяется следующая формула, обеспечивающая погрешность расчета не более 2–3 %:

$$L = L_0 N^2 D \cdot 10^{-3}, \quad (6.4)$$

где L – индуктивность, мкГн;

D – диаметр катушки (каркаса), см;

L_0 – поправочный коэффициент, величина которого зависит от отношения L/D .

Значения коэффициента L_0 приведены в таблице 6.4.

Таблица 6.4 – Значения коэффициента L_0

L/D	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0
L_0	20,2	15,8	13,4	11,6	10,4	9,4	8,6	7,9	7,3	6,8	6,8	4,0	2,9	2,2	1,8	1,53	1,33	1,17	1,05	0,95

При обмотке с шагом происходит дополнительное уменьшение потокосцепления и индуктивности. Поэтому для более точного расчета индуктивности катушки, намотанной с шагом проводом круглого сечения, при числе витков не менее 4–5 следует использовать другую формулу:

$$L = L' - 2\pi ND(A + B) \cdot 10^{-3}, \quad (6.5)$$

где L – фактическая индуктивность, мкГн;

L' – индуктивность, рассчитанная как для сплошной обмотки по формуле (6.4), мкГн;

D – диаметр катушки, см;

A и B – поправочные коэффициенты, зависящие соответственно от отношения диаметра провода без изоляции к шагу намотки d/τ и числа витков.

Выражение (6.4) может использоваться и для расчета индуктивности многослойных катушек. В этом случае в формулу в качестве D подставляется

средний диаметр D_{cp} , а для более точного расчета необходимо учитывать зависимость коэффициента L_0 не только от отношения $1/D_{cp}$, но и от отношения t/D_{cp} .

Расчет числа витков. При проектировании катушек величина индуктивности, как правило, задана, т. е. является исходной величиной. Может быть задан также один из размеров катушки, чаще всего диаметр обмотки. Необходимо найти число витков и остальные размеры катушки, предварительно выбрав, если не заданы, конструкцию и тип обмотки.

Формулу для расчета числа витков можно получить из уравнения (6.4), решив его относительно N :

$$N = \left(\frac{10^3 L}{L_0 D} \right)^{1/2}. \quad (6.6)$$

Вследствие того что коэффициент L_0 сложным образом зависит от размеров катушки, формула дает возможность определения требуемого числа витков, если известны все размеры катушки. Обычно хотя бы один из размеров является неизвестным. Поэтому расчет числа витков должен производиться методом последовательного приближения. В некоторых случаях могут быть использованы специальные методы.

Расчет собственной емкости. Величина собственной емкости зависит от размеров катушки, конструкции обмотки, диэлектрической проницаемости изоляции провода и каркаса, близости экрана или деталей корпуса прибора и ряда других факторов. Чем больше диаметр катушки, ближе друг к другу расположены витки, выше диэлектрическая проницаемость изоляции провода и материала каркаса, тем больше собственная емкость катушки индуктивности.

Собственную емкость можно определить, суммируя элементарные емкости между отдельными участками витков, витками и экранами и т. д.

Для однослойной незранированной катушки такой расчет приводит к выражению

$$C_0 = \frac{\pi D}{8.31 \lg [a + (a^2 - 1)^{1/2}]}, \quad (6.7)$$

где $a = \tau/d$, здесь d – диаметр провода без изоляции.

Наименьшей собственной емкостью (1–2 пФ) обладают однослойные катушки, намотанные с шагом. Собственная емкость многослойных катушек зависит от способа и плотности обмотки, толщины и диэлектрической

проницаемости изоляции провода. Для простых многослойных обмоток собственную емкость приближенно можно определить по формуле

$$C_0 = \pi D_{cp} (8,45\varepsilon + 8,23) \cdot 10^{-2}, \quad (6.8)$$

где D_{cp} – средний диаметр обмотки, см;

ε – диэлектрическая проницаемость изоляции провода.

Собственная емкость катушек с универсальной обмоткой также рассчитывается по эмпирическим соотношениям, которые можно найти в литературе [1], и обычно составляет 5–10 пФ. Для значительного уменьшения собственной емкости многослойных катушек применяют секционирование.

6.2.3 Катушки индуктивности с магнитными сердечниками

Введение магнитного сердечника увеличивает индуктивность катушки. Это равносильно тому, что катушки индуктивности при заданной индуктивности имеют меньшее число витков, малую длину провода, небольшие размеры. Дополнительным их преимуществом является возможность подстройки величины индуктивности в небольших пределах путем перемещения специального подстроечника.

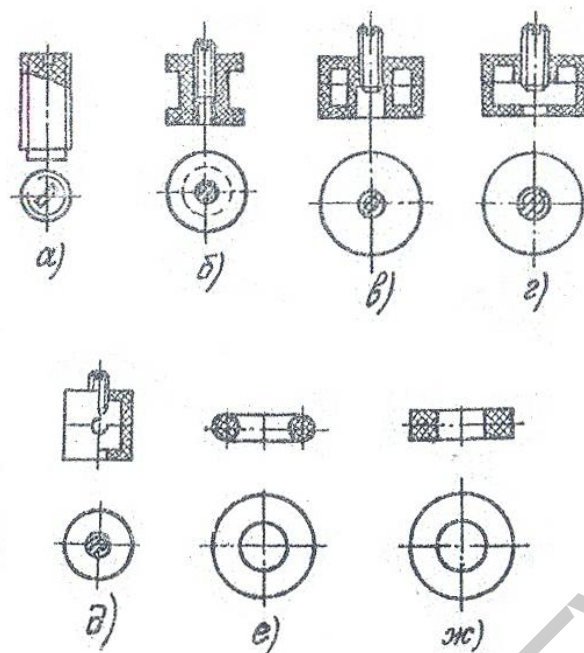
Магнитные сердечники катушек индуктивности могут быть охарактеризованы следующими основными параметрами: относительной (действующей) магнитной проницаемостью, коэффициентом использования магнитных свойств материала, относительной добротностью, потерями, стабильностью, диапазоном рабочих частот. Определение этих параметров производится применительно к конкретной катушке, в которой используется сердечник.

Относительная (действующая) магнитная проницаемость представляет собой отношение индуктивности катушки с сердечником к индуктивности этой же катушки, но без сердечника:

$$\mu_r = L_c / L. \quad (6.9)$$

Ее величина зависит от начальной магнитной проницаемости материала, формы и размеров сердечника и катушки, частоты. Чем больше проницаемость магнитного материала, ближе к виткам расположен сердечник и ниже частота, тем выше будет его действующая магнитная проницаемость.

Наиболее употребительные формы сердечников представлены на рисунке 6.4.



а – цилиндрический с резьбой; б – катушечный; в – броневой с замкнутой магнитной цепью (СБа); г – броневой с разомкнутой магнитной цепью (СБб); д – чашечный (магнитный экран); е, ж – кольцевые
 Рисунок 6.4 – Магнитные сердечники катушек индуктивности

Индуктивность катушки с сердечником в μ_r раз больше индуктивности той же катушки, но без сердечника.

Коэффициент использования магнитных свойств материала есть отношение действующей магнитной проницаемости сердечника к начальной магнитной проницаемости материала:

$$k_\mu = \mu_r / \mu_n. \quad (6.10)$$

Относительная добротность Q_r – это отношение добротности катушки с сердечником к добротности этой же катушки, но без сердечника:

$$Q_r = Q_c / Q. \quad (6.11)$$

Величина Q_r характеризует потери, вносимые сердечником, и сильно зависит от свойств материала и частоты. С увеличением частоты потери возрастают, проницаемость падает, что приводит к уменьшению добротности. Потери, вносимые сердечником в катушку, состоят из потерь на гистерезис, частотных и диэлектрических потерь.

Приближенно можно считать, что добротность катушки с сердечником в $Q_r^{1/2}$ раз больше добротности катушки с той же индуктивностью, но без сердечника (на частотах, где потери, вносимые сердечником, малы).

Стабильность катушек с сердечниками хуже, чем у катушек без сердечников, из-за изменения его магнитных свойств.

Типы магнитных сердечников. В катушках индуктивности находят применение сердечники различной формы: цилиндрические, броневые, кольцевые (тороидальные), Ш-, Н-, О-образные и некоторые другие. Каждая из этих форм имеет ряд конструктивных вариантов, вызванных разнообразием технических требований.

Цилиндрические сердечники являются наиболее простыми по конструкции, но характеризуются малым коэффициентом использования магнитных свойств. Они чаще всего применяются для точной подстройки катушек контуров. Диапазон перестройки – 10–15 %.

Броневые сердечники позволяют получать малогабаритные катушки индуктивности с высокой добротностью и удовлетворительной стабильностью. Они отличаются высоким коэффициентом использования магнитных свойств и слабым полем рассеяния, что облегчает экранирование. Для уменьшения потерь и повышения стабильности в броневые сердечники может вводиться зазор. При этом однако уменьшается коэффициент использования магнитных свойств.

Кольцевые (тороидальные) сердечники дают наиболее полное использование магнитных свойств. Поэтому их применяют, когда необходимо получить наибольшую индуктивность при минимальных размерах. Тороидальные сердечники позволяют получать высокодобротные катушки с $Q = 400–500$. Их основные недостатки – сложность обмотки и невозможность подстройки.

Магнитные сердечники для катушек индуктивности изготавливают из магнитодиэлектриков и ферритов.

Магнитодиэлектрики представляют собой смесь частиц ферромагнитного вещества и диэлектрика. В качестве ферромагнетика используется альсифер или карбонильное железо, а в качестве диэлектрика – бакелит, аминопласт и др. Сердечники получают прессованием (холодным, горячим) или литьем под давлением [7]. Общим достоинством магнитодиэлектриков являются достаточно высокая температурная и временная стабильность, негигроскопичность, постоянство магнитной проницаемости в широком диапазоне частот, малые потери. Их недостатком в ряде случаев является невысокая магнитная проницаемость (10–25).

Ферриты представляют собой твердые растворы окислов металлов второй группы (Ni, Mn, Li, Cu, Pb), цинка (Zn) и кадмия (Cd) с окисью железа (Fe_2O_3). Изготовление сердечников осуществляется прессованием или литьем под давлением с последующим спеканием и механообработкой. Основным

достоинством ферритов является высокая магнитная проницаемость. Их основные недостатки – низкая температурная стабильность, старение, достаточно сильная зависимость магнитной проницаемости от частоты, повышенная нелинейность, гигроскопичность.

В высокочастотных катушках индуктивности применяются магнитомягкие ферриты для слабых полей – никель-цинковые (НЦ), марганец-цинковые (МЦ), литий-цинковые (ЛЦ), свинцово-никелевые и др.

6.2.4 Экранированные катушки индуктивности

Экранирование катушек индуктивности используется для устранения паразитных связей: влияния электромагнитного поля катушки на другие элементы и влияния внешних полей на катушку. Экранирование заключается в помещении катушки в заземленный металлический экран. Эффективность экранирования характеризуется отношением напряженности внешнего поля катушки при наличии экрана к напряженности поля при отсутствии экрана. Для экранов среднего качества это отношение, называемое коэффициентом экранирования, составляет 0,01–0,05.

Наличие экрана приводит к изменению основных свойств катушек индуктивности: уменьшается индуктивность, увеличивается сопротивление и собственная емкость, уменьшается добротность. Степень изменения параметров катушки зависит от соотношения размеров катушки и экрана.

Индуктивность экранированной катушки определяется формулой

$$L_э = L(1 - k^2), \quad (6.12)$$

где L – индуктивность неэкранированной катушки;

k – коэффициент связи между катушкой и экраном.

Для однослойных и тонких многослойных катушек коэффициент связи может быть определен по формуле

$$k^2 = \lambda \left(\frac{D}{D_э} \right), \quad (6.13)$$

где D – диаметр катушки;

$D_э$ – диаметр экрана;

λ – коэффициент, зависящий от отношения L/D катушки.

Рекомендуется отношение диаметра экрана к диаметру катушки выбирать в следующих диапазонах:

- для обычных катушек $D_{\text{э}}/D = 1,6 - 2,5$;
- для стабильных катушек $D_{\text{э}}/D > 2,5$.

Стабильность экранированных катушек индуктивности меньше, чем неэкранированных, т. к. под влиянием дестабилизирующих факторов, например, температуры, изменяются геометрические размеры и сопротивление экрана, что влияет на параметры катушки.

Экраны выполняют в виде круглых или прямоугольных стаканов из алюминия, меди или латуни. Наименьшие потери вносят медные экраны, но алюминиевые дешевле и поэтому находят большее применение.

6.3 Лабораторное оборудование и образцы

В работе используется измеритель добротности (Q -метр) и набор образцов исследуемых катушек индуктивности.

Порядок работы с Q -метром дан в дополнительной инструкции.

Необходимые для расчетов параметры (размеры) исследуемых образцов приводятся в справочной таблице, прилагаемой к лабораторному макету.

6.4 Порядок выполнения работы

1 Рассчитать индуктивность L образцов, не имеющих сердечника и экрана, используя описанные методики и справочные материалы как образцы.

2 С помощью Q -метра на указанных частотах получить данные для расчета индуктивности, собственной емкости катушек, сопротивления потерь. Построить частотные зависимости индуктивности, добротности и сопротивления потерь. Используя рассчитанные в предыдущем пункте значения параметров, определить относительную погрешность расчета индуктивности и собственной емкости.

3 Сравнивая параметры конструктивно одинаковых катушек, отличающихся только наличием сердечника, определить относительную магнитную проницаемость μ_r и относительную добротность Q_r сердечника, а также построить их зависимость от частоты.

4 Исследовать влияние экрана на индуктивность, собственную емкость и добротность катушки, сопоставив параметры идентичных катушек без экрана и с экраном. Рассчитать коэффициент связи экрана с катушкой.

6.5 Содержание отчета

1 Функциональная схема лабораторного исследования. Приборы, их основные параметры и погрешности измерений. Конструктивные и электрические параметры исследуемых катушек.

2 Результаты аналитических расчетов параметров использованных катушек индуктивности.

3 Результаты экспериментальных исследований параметров и характеристик катушек индуктивности.

4 Выводы с анализом результатов.

6.6 Контрольные вопросы

- 1 Параметры катушек индуктивности.
- 2 Каркасы и обмотки катушек индуктивности.
- 3 Расчет индуктивности катушек с однослойной обмоткой.
- 4 Расчет индуктивности катушек с многослойной обмоткой.
- 5 Расчет числа витков катушек индуктивности.
- 6 Сердечники катушек индуктивности: типы, материалы, технология изготовления.
- 7 Влияние сердечника на параметры катушек индуктивности.
- 8 Влияние экрана на параметры катушек индуктивности.
- 9 Особенности конструирования высокодобротных катушек.
- 10 Особенности конструирования высокостабильных катушек.
- 11 Зависимость параметров катушек от частоты.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Ткаченко, Ф. А. Электронные приборы и устройства : учебник для вузов / Ф. А. Ткаченко. – М. : ИНФРА-М, 2011. – 682 с.
- 2 Петров, К. С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника / К. С. Петров. – М. : Питер, 2006. – 522 с.
- 3 Волгов, В. А. Детали и узлы РЭА / В. А. Волгов. – М. : Энергия, 1977. – С. 202–333.
- 4 Фролов, А. Д. Радиодетали и узлы / А. Д. Фролов. – М. : Высш. шк., 1975. – С. 35–193.
- 5 Рычина, Т. А. Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы: учебник для вузов / Т. А. Рычина, А. В. Зеленский. – М. : Радио и связь, 1989. – 352 с.
- 6 Свитенко, В. И. Электрорадиоэлементы / В. И. Свитенко. – М. : Высш. шк., 1987. – 192 с.
- 7 Баранов, В. В. Электрорадиоэлементы и устройства функциональной электроники : конспект лекций / В. В. Баранов. – Минск : БГУИР, 1999. – 72 с.
- 8 Каталог продукции. BOLID Системы безопасности: [Электронный ресурс]. – 2013. – Режим доступа : www.bolid.com.
- 9 Баранов, В. В. Программа «Heater» / В. В. Баранов, А. А. Костюкевич. – Минск : БГУИР, 2005.

Учебное издание

Баранов Валентин Владимирович
Логин Владимир Михайлович
Серенков Валентин Юрьевич
Стемпицкий Виктор Романович

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *А. А. Лущикова*

Подписано в печать 07.04.2015. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,3. Уч.-изд. л. 4,0. Тираж 100 экз. Заказ 176.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

ЛП №02330/264 от 14.04.2014.

220013, Минск, П. Бровки, 6