

# ОПИСАНИЕ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА MEASURE2

## Основные принципы работы программы и органы управления

Управление программой осуществляется с помощью клавиатуры и "мыши", при этом соблюдаются следующие правила:

а) клавиша <Enter> и левая кнопка "мыши", а также клавиша <Esc> и правая кнопка "мыши" вызывают одинаковое действие, ниже Enter и Esc означают соответствующие клавиши или кнопки "мыши";

б) Enter – вызывает активизацию объекта, вход в режим и т.п., Esc – отмену, возврат к предыдущему состоянию;

в) в любом режиме с помощью клавиатуры и "мыши" можно перемещать только один объект, обычно это курсор-стрелка, если курсор-стрелка исчез значит движущимся является курсор меню или курсор осциллографа.

Программа содержит виртуальные генератор сигналов, вольтметр, осциллограф и анализатор спектра. Данные исследуемых цепей находятся в файлах \*.sps, по ним составляется система уравнений цепи и решается методом конечных разностей.

В верхней части рабочей панели находятся 6 кнопок:

<СПРАВКА> – вызов справочника ("горячая" клавиша F1);

<ЗАДАНИЕ> – вызов краткого текста задания;

<ФАЙЛ> – вызов меню ("горячая" клавиша F3):

**ЗАГРУЗИТЬ** – загрузки файла \*.sps из каталога,

**ВЫХОД F10** – окончание работы, выход;

<РЕЖИМ> – вызов меню ("горячая" клавиша F4) выбора рабочего диапазона частот и измерительных приборов. Меню состоит из двух кнопочных переключателей:

"Диапазон"

<20Гц – 10КГц>

<1КГц – 500КГц>

<40КГц – 20МГц>

"Режим изм."

<ОСЦИЛЛОГРАФ>

<СПЕКТР>

<АЧХ>

и кнопок <ПРОДОЛЖИТЬ>, <ОТМЕНИТЬ>;

<ПАРАМЕТРЫ> – вызов меню значений элементов цепи ("горячая" клавиша F6);

<КАЛЬК.> – вызов калькулятора.

## Окно схемы исследуемой цепи

Ниже кнопок режимов расположено окно схемы исследуемой цепи.

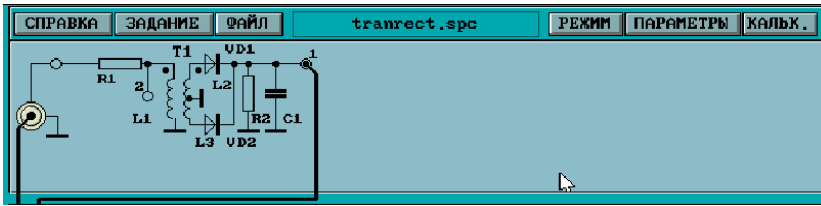


Рис. 1. Окно схемы исследуемой цепи

После загрузки файла \*.spc в окне отображается схема цепи с контрольными точками. Контрольные точки обозначены кружками с цифрами 1, 2 и т.д. Для подключения измерительных приборов к контрольной точке достаточно "щелкнуть мышью" вблизи выбранной точки. Доступ к значениям элементов цепи, обозначенных R1, R2,..., C1, C2,..., L1, L2,..., осуществляется с помощью кнопки <ПАРАМЕТРЫ F6>. При нажатии этой кнопки вызывается меню значений, строки которого имеют вид  $Z_{np}=XX$ , где Z – тип элемента (R,L,C), np – номер элемента, XX – значение. Например:  $R01=1.e2$

Выражения вида e2, e-1 и т.д. аналогичны выражениям, принятым в языках программирования высокого уровня и обозначают \*100 (10 в степени 2), \*0.1 (10 в степени -1) и т.п. Нажатие клавиши <Enter> возвращает программу в режим измерения, при этом сохраняются новые значения параметров цепи, команда <Esc> также возвращает в режим измерения, но восстанавливаются старые значения параметров.

## Осциллограф и вольтметр

Под окном схемы исследуемой цепи располагаются осциллограф и вольтметр. Осциллограф имеет 2 канала: основной и дополнительный. Вход основного канала расположен в верхней части панели осциллографа и помечен желтым прямоугольником, сигнал с этого входа отображается желтым цветом. Вход дополнительного канала находится в нижней части панели и помечен зелено-голубым прямоугольником, его сигнал отображается зелено-голубым цветом. Основной (верхний, "желтый") вход подключается к контрольным точкам цепи, дополнительный (нижний, "зелено-голубой") всегда подключен к выходу генератора сигналов.

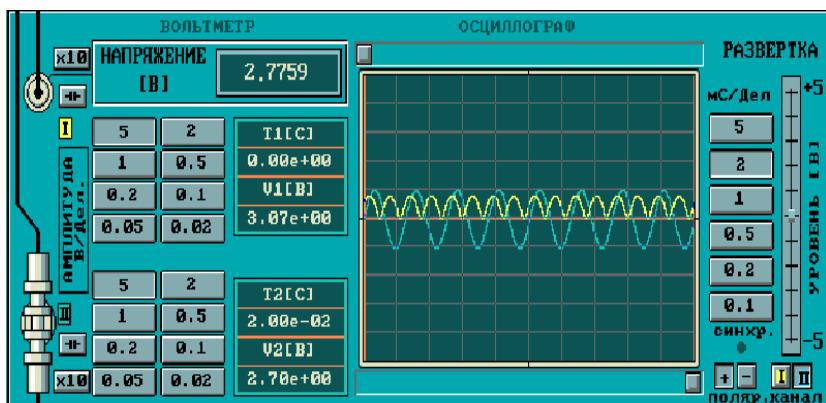


Рис. 2. Осциллограф и вольтметр

В левой части панели осциллографа расположены 2 группы по 8 кнопок. Верхняя группа регулирует масштаб 'Y' верхнего канала, нижняя масштаб 'Y' нижнего канала. На кнопках написано значение масштаба (В/Дел). Кнопки с изображением конденсатора возле каждого входа подключают к соответствующему входу фильтра верхних частот (закрытый вход). Кнопки <x10> включают входной делитель напряжения 1:10. В средней части панели расположено окно осциллограммы. Координатная сетка окна осциллограммы имеет 10 делений по оси X и 8 делений по оси Y. 0 оси X соответствует крайней левой границе окна, 0 оси Y – середине окна. Справа от осциллограммы расположены кнопки режима развертки и синхронизации, а также регулятор уровня синхронизации: кнопки режима развертки проградуированы (мс/Дел). Кнопки синхронизации расположены в нижней части панели осциллографа справа от кнопок режима развертки.

Кнопки <I>, <II>, расположенные выше надписи "канал", включают синхронизацию сигналом 1-го/2-го канала. Кнопки <+>, <-> над надписью "поляр." включают соответствующую полярность синхронизации. Под надписью "синхр." расположен индикатор синхронизации, который загорается в момент срабатывания синхронизации развертки. Регулятор уровня синхронизации расположен в правой части панели осциллографа. Для его активизации нужно щелкнуть мышью в поле движка регулятора (черный кружок с риской). При этом курсор-стрелка исчезает, а движок может перемещаться с помощью мыши и клавиш. Для выхода из режима установки уровня синхронизации нужно нажать <Enter> или <Esc> (в последнем случае движок регулятора возвращается в начальное положение).

Выше и ниже окна осциллограммы расположены линейки прокрутки. Они связаны с курсорами осциллографа и окнами мгновенного зна-

чения сигнала T1V1 и T2V2, расположенными слева от окна осциллограммы. Нажатие кнопки линейки прокрутки активизирует режим «курсор». Курсор-стрелка исчезает, с помощью мыши и клавиатуры можно перемещать курсор осциллографа, при этом в соответствующем окне отображается X-координата курсора и мгновенное значение сигнала в этой точке. Нажатие <Enter> или <Esc> возвращает программу в исходный режим, в первом случае курсор остается на месте, во втором – возвращается в исходное положение.

Справа от верхнего входа находится окно вольтметра. В нем отображается среднеквадратичное (действующее) значение напряжения основного входа.

### Генератор сигналов

Под осциллографом расположен генератор сигналов. Он позволяет получать сигналы синусоидальной, прямоугольной, пилообразной и треугольной формы, а также АМ и ЧМ сигналы.

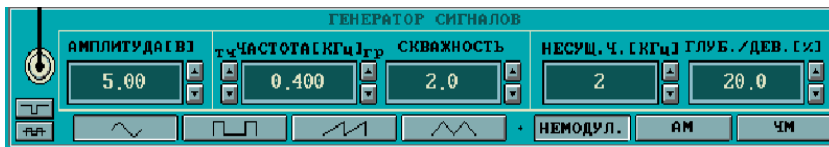


Рис. 3. Генератор сигналов

Тип сигнала устанавливается с помощью кнопок в нижней части панели генератора. В левой части панели находится окно амплитуды сигнала. В нем отображается амплитуда немодулированного сигнала, или амплитуда сигналов несущей частоты в режиме АМ, ЧМ. Амплитуда регулируется с помощью кнопок, расположенных справа от окна амплитуды. Если поместить курсор в поле окна амплитуды и нажать <Enter>, то включается режим ввода значения амплитуды с клавиатуры и в окне "АМПЛИТУДА [В]" появляется мигающий курсор. Справа от окна амплитуды расположены окна частоты сигналов и скважности прямоугольных импульсов. В окне частоты отображается частота немодулированного или модулирующего сигнала.

Слева от окна частоты расположены кнопки точной регулировки частоты, справа – кнопки грубой регулировки. Кроме того, возможен ввод значения частоты с клавиатуры. Ниже разъема выхода генератора расположены две кнопки. Верхняя кнопка включает инверсию сигнала, нижняя – подавление постоянной составляющей.

В правой части панели генератора расположены окно несущей частоты "НЕСУЩ. Ч." и окно "ГЛУБ./ДЕВ. [%]", в котором отображается

глубина АМ или девиация частоты ЧМ сигналов в процентах от несущей частоты.

Изменение указанных величин производится так же, как и амплитуды. Под окнами "НЕСУЩ. Ч." и "ГЛУБ / ДЕВ [%]" находятся кнопки <НЕМОДУЛ.>, <АМ>, <ЧМ>, с помощью которых устанавливается один из трех режимов: немодулированных, АМ или ЧМ сигналов.

### Анализатор спектра

В режиме «СПЕКТР» под окном схемы находится панель анализатора спектра.

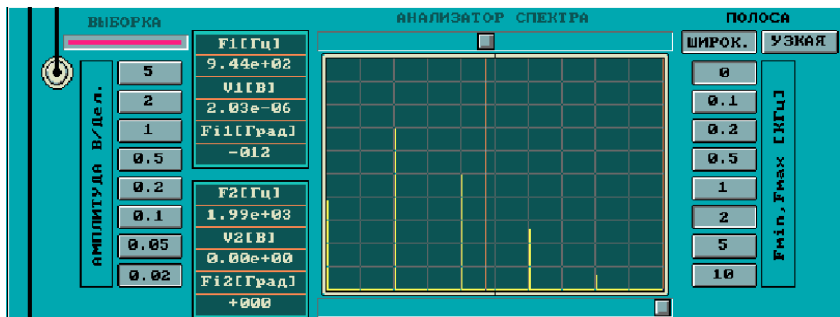


Рис. 4. Анализатор спектра

В ее центре расположено окно спектра с двумя курсорами, значения частоты амплитуды и фазы в точках расположения курсоров отображаются в окнах слева от окна спектра. В левой части панели находятся кнопки "АМПЛИТУДА В/Дел." регулировки масштаба 'Y'. В правой части панели расположены кнопки "Fmin, Fmax [КГц]" установки масштаба 'X' и кнопки переключения полосы «ШИРОК.», «УЗКАЯ». В режиме широкой полосы минимальная и максимальная частоты диапазона устанавливаются нажатием двух любых кнопок в правой части панели. В режиме узкой полосы на экране высвечиваются окна "Fцентр.[Гц]", "Отклонение [%]". В них отображается центральная частота диапазона и отклонение Fmin, Fmax от центральной частоты в процентах. Установка Fцентр. и отклонения осуществляется с помощью кнопок, расположенных справа от соответствующих окон или путем ввода значения с клавиатуры.

## Измеритель АЧХ

В режиме «АЧХ» под окном схемы располагаются панели собственно измерителя АЧХ и генератор качающейся частоты.

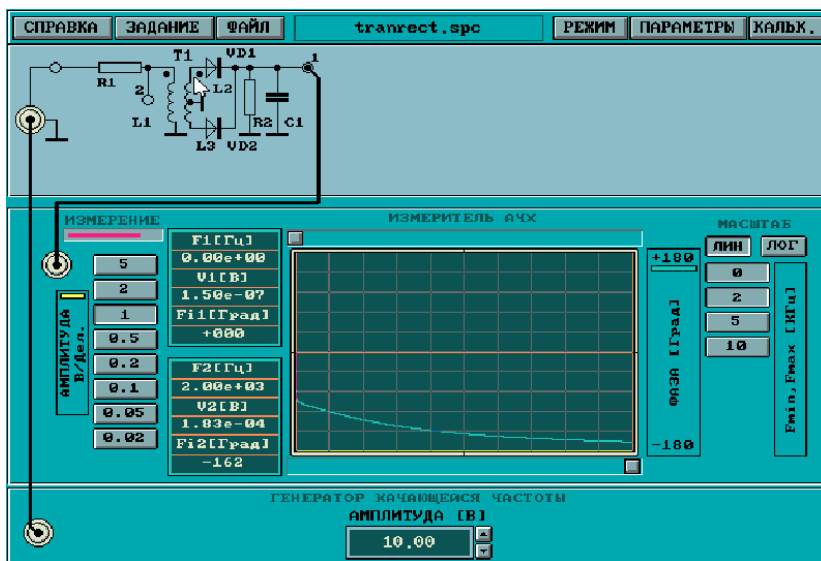


Рис. 5. Измеритель АЧХ

В центре панели измерителя АЧХ находится окно АЧХ с двумя курсорами, значения частоты амплитуды и фазы в точках расположения курсоров отображаются в окнах слева от окна спектра. В левой части панели находятся кнопки "АМПЛИТУДА В/Дел." регулировки масштаба 'Y'. Выше расположено окно "Измерение", в котором отображается текущее значение отношения количества измеренных точек к полному количеству точек АЧХ, ФЧХ. В правой части панели расположены кнопки "Fmin, Fmax" установки масштаба 'X' и кнопки переключения масштаба <ЛИН>, <ЛОГ>.

## Калькулятор

Калькулятор позволяет работать с любыми арифметическими выражениями, включая выражения со скобками и произвольным количеством арифметических действий. Выражения вида  $expr = Mn$ , где  $expr$  – арифметическое выражение,  $n$  – число 1,2,...,6, приводит к записи результата  $expr$  в ячейку  $Mn$ .

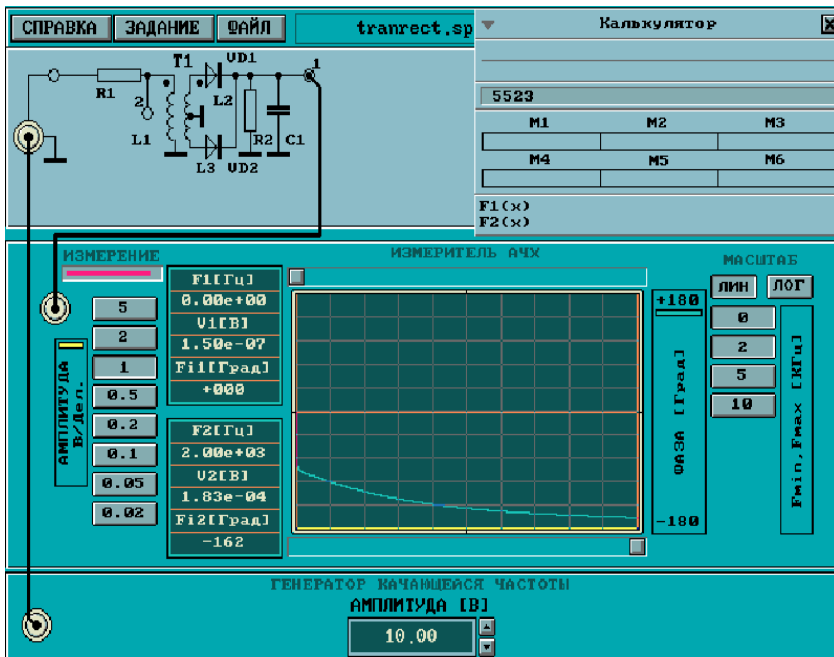


Рис. 6. Калькулятор

Использование в арифметических выражениях M1, M2, ..., M6 эквивалентно значениям соответствующих ячеек. Калькулятор также может вычислять элементарные функции согласно списку приведенному ниже. Числа, содержащие степень 10-ти, отображаются в следующем формате: 1.2e3 (1,2 умножить на 10 в степени 3), 45e-2 (45 умножить на 10 в степени -2) и т.п. После ввода выражения нужно нажать <Enter>. Результат появляется в окне редактора строки и в ближайшем к нему окне результатов, которые расположены выше окна редактора. Все предыдущие результаты смещаются вверх на одну позицию.

Функции и константы калькулятора:

- Pi – число пи 3.141592;
- x\*\*y – x в степени y;
- exp(x) – экспонента x;
- ln(x) – логарифм натуральный x;
- lg(x) – логарифм десятичный x;
- sqrt(x) – квадратный корень x;
- sin(x) – синус x[рад];
- cos(x) – косинус x[рад];
- tg(x) – тангенс x[рад];

Sin(x) – синус x[град];  
Cos(x) – косинус x[град];  
Tg(x) – тангенс x[град].

F1(x), F2(x) – функции пользователя, произвольные выражения, которые могут включать выше перечисленные функции и символ 'x' в качестве аргумента.

Пример:

$$F1(x) = \sin(2 * \pi * x) / (\pi * x)$$

При вызове F1(x), F2(x) на месте x должно быть число или выражение, не содержащее x.



# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

## Выпрямители ИВЭП РЭА

**Цель работы:** изучение принципиальных схем выпрямителей и установление взаимосвязей между параметрами схемных элементов и характеристиками выпрямителей.

### 1.1. Теоретические сведения

#### Классификация выпрямителей

Наиболее распространенными источниками вторичного электропитания являются источники, которые преобразуют энергию сети переменного тока частотой 50 Гц. Такие ИВЭ включают в себя выпрямитель и стабилизатор.

Выпрямители бывают *неуправляемыми* и *управляемыми*. С помощью неуправляемых выпрямителей на выходе ИВЭ получают выпрямленное (постоянное) напряжение неизменного значения. Управляемые выпрямители применяют тогда, когда необходимо изменить значение выпрямленного тока или напряжения.

В зависимости от числа фаз первичного источника питания (сети переменного тока) различают *однофазные* и *многофазные* (обычно трехфазные) выпрямители. Отметим, что выпрямители малой и средней мощностей, как правило, являются однофазными, а выпрямители большой мощности – трехфазными.

По форме выпрямленного напряжения выпрямители подразделяют на *однопериодные* и *двухпериодные*. На работу выпрямителей существенное влияние оказывает вид нагрузки. Имеется четыре основных вида нагрузки: активная, активно-индуктивная, активно-емкостная и с противо-ЭДС. Выпрямители малой мощности обычно работают на активную и активно-емкостную нагрузку, выпрямители средней и большой мощностей чаще всего питают активно-индуктивную нагрузку. Нагрузку с противо-ЭДС выпрямитель имеет в том случае, когда он питает двигатель постоянного тока или используется для зарядки аккумуляторов. [1]

#### Однофазные выпрямители

Структурная схема однофазного выпрямительного устройства изображена на рис. 1.1.

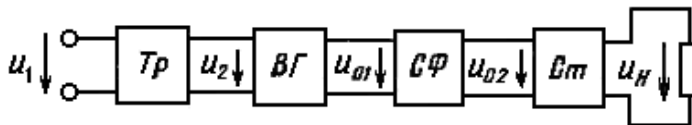


Рис. 1.1. Структурная схема однофазного выпрямительного устройства

На вход выпрямителя подается переменное напряжение  $u_1$ , которое с помощью трансформатора  $Tr$  изменяется до требуемого значения  $u_2$ . Кроме того, трансформатор осуществляет электрическую развязку источника выпрямляемого напряжения и нагрузочного устройства, что позволяет получать с помощью нескольких вторичных обмоток различные значения напряжений  $u_2$ , гальванически не связанных друг с другом. После трансформатора переменное напряжение  $u_2$  вентильной группой  $BГ$  (или одним вентилем) преобразуется в пульсирующее напряжение  $u_{01}$ . Количество вентилей зависит от схемы выпрямителя.

В выпрямленном напряжении  $u_{01}$  помимо постоянной составляющей присутствует переменная составляющая, которая с помощью сглаживающего фильтра  $СФ$  снижается до требуемого уровня, так что напряжение  $u_{02}$  на выходе фильтра имеет очень малые пульсации. Установленный после фильтра стабилизатор постоянного напряжения  $St$  поддерживает неизменным напряжение  $u_n$  на нагрузочном устройстве  $R_n$  при изменении значений выпрямленного напряжения или сопротивления  $R_n$ .

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемых к выпрямительным устройствам, отдельные его блоки могут отсутствовать. Например, если напряжение сети соответствует требуемому значению выпрямленного напряжения, то может отсутствовать трансформатор, а в отдельных случаях – стабилизатор постоянного напряжения.

Для выпрямления однофазного переменного напряжения широко применяют три типа выпрямителей: *однополупериодный* и *два двухполупериодных* (со средней точкой и мостовой). Схема однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 1.2, *а*. Выпрямитель состоит из трансформатора, к вторичной обмотке которого последовательно подсоединены диод  $D$  и нагрузочный резистор  $R_n$ .

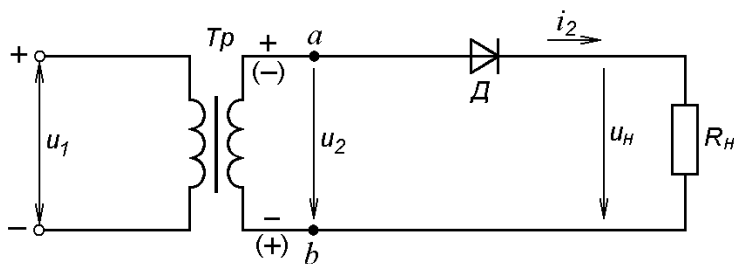


Рис. 1.2. Схема однополупериодного выпрямителя

Для упрощения анализа работы выпрямителей трансформатор и диод считают идеальными, т.е. принимают следующие допущения: у трансформатора активное сопротивление обмоток, а у диода прямое

сопротивление равно нулю; обратное сопротивление диода равно бесконечности; в трансформаторе отсутствуют потоки рассеяния. При таких допущениях с подключением первичной обмотки трансформатора к сети переменного синусоидального напряжения во вторичной обмотке будет наводиться синусоидальная ЭДС.

Основным преимуществом однополупериодного выпрямителя является его простота. Анализ электрических параметров позволяет сделать вывод о недостатках этого выпрямителя: большой коэффициент пульсаций, малые значения выпрямленного тока и напряжения.

Следует обратить внимание еще на один недостаток однополупериодного выпрямителя. Ток  $i_2$  имеет постоянную составляющую, которая вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, из-за чего уменьшается магнитная проницаемость сердечника, что, в свою очередь, снижает индуктивность обмоток трансформатора. Это приводит к росту тока холостого хода трансформатора, а, следовательно, к снижению КПД всего выпрямителя.

**Однополупериодный выпрямитель** применяют обычно для питания высокоомных нагрузочных устройств (например, электроннолучевых трубок), допускающих повышенную пульсацию; мощность не более 10-15 Вт.

Диод в выпрямителях является основным элементом. Поэтому диоды должны соответствовать основным электрическим параметрам выпрямителей. Иначе говоря, диоды во многом определяют основные показатели выпрямителей.

Диоды характеризуются рядом основных параметров. Для того чтобы выпрямитель имел высокий коэффициент полезного действия, падение напряжения на диоде  $U_{пр}$  при прямом токе  $I_{пр}$  должно быть минимальным. В паспорте на диод указывают среднее значение прямого тока  $I_{пр,ср}$ , которое численно равно среднему значению выпрямленного тока  $I_{н,ср}$ , и среднее значение прямого падения напряжения  $U_{пр,ср}$ .

Пределный электрический режим диодов характеризуют следующие параметры:

*максимальное обратное напряжение*  $U_{обр\ max}$ ;

*максимальный прямой ток*  $I_{пр\ max}$ , соответствующий  $I_{выпр\ max}$ .

Необходимо учитывать также *максимальную частоту диодов*  $f_{max}$ . В случаях превышения этой частоты, диоды теряют вентильные свойства.

Для надежной работы диодов в выпрямителях требуется выполнение условий  $I_{пр,ср} > I_{н,ср}$  и  $U_{обр\ max} > 2U_{2m}$  примерно с превышением в 30%.

**Двухполупериодные выпрямители** бывают двух типов: мостовыми и с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора. Эти выпрямители являются более мощными, чем однополупериодные, так как с их помощью нагрузочные устройства используют для своего питания оба полупериода напряжения сети. Они свободны от недостатков,

свойственных однополупериодным выпрямителям, имеют более высокий КПД. Однако это достигается за счет усложнения схем двухполупериодных выпрямителей.

Наибольшее распространение получил *двухполупериодный мостовой выпрямитель* (рис. 1.3). Он состоит из трансформатора и четырех диодов, подключенных к вторичной обмотке трансформатора по мостовой схеме. К одной из диагоналей моста подсоединяется вторичная обмотка трансформатора, а к другой – нагрузочный резистор  $R_H$ . Каждая пара диодов ( $D_1, D_3$  и  $D_2, D_4$ ) работает поочередно.

Диоды  $D_1, D_3$  открыты в первый полупериод напряжения вторичной обмотки трансформатора  $u_2$  (интервал времени  $0 - T/2$ ), когда потенциал точки  $a$  выше потенциала точки  $b$ . При этом в нагрузочном резисторе  $R_H$  появляется ток  $i_H$ . В этом интервале диоды  $D_2, D_4$  закрыты.

В следующий полупериод напряжения вторичной обмотки (интервал времени  $T/2 - T$ ) потенциал точки  $b$  выше потенциала точки  $a$ , диоды  $D_2, D_4$  открыты, а диоды  $D_1, D_3$  закрыты. В оба полупериода, как видно из рис. 1.3, ток через нагрузочный резистор  $R_H$  имеет одно и то же направление.

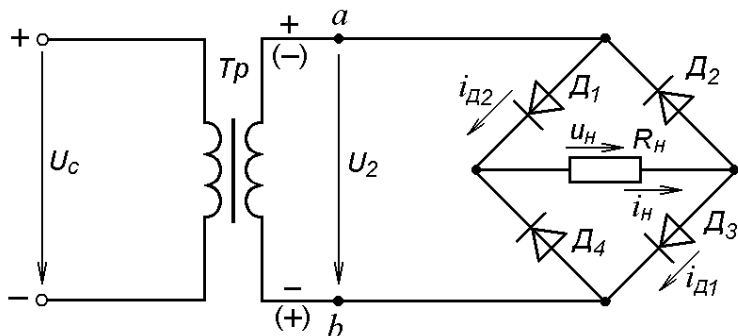


Рис. 1.3. Схема мостового выпрямителя

Анализ приведенных соотношений показывает, что при одинаковых значениях параметров трансформаторов и сопротивления  $R_H$  мостовой выпрямитель по сравнению с однополупериодным имеет следующие преимущества: средние значения выпрямленного тока  $I_{H,cp}$  и напряжения  $U_{H,cp}$  в два раза больше, а пульсации значительно меньше.

Разложив напряжение  $u_H$  в ряд Фурье, получим числовое значение коэффициента пульсаций:

$$u_H = U_{H,cp} \left( 1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \dots \right). \quad (1.1)$$

Амплитуда основной гармоники частотой  $2\omega$  равна  $2/3U_{н.ср}$ . Следовательно, коэффициент пульсаций  $K_{п2}=0,67$ .

В то же время максимальное обратное напряжение на каждом из закрытых диодов, которые по отношению к зажимам вторичной обмотки включены параллельно, имеет такое же значение, что и в однополупериодном выпрямителе, т.е.  $U_{2m} = 2U_2$ . Все эти преимущества достигнуты за счет увеличения количества диодов в четыре раза, что является основным недостатком мостового выпрямителя.

В настоящее время промышленность выпускает полупроводниковые выпрямительные блоки, в которых диоды соединены по мостовой схеме. В этих блоках могут быть один (КЦ402) или два электрически не соединенных моста (КЦ403).

*Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора* (рис. 1.4) можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей, включенных на один и тот же нагрузочный резистор  $R_n$ . Действительно, в каждый из полупериодов напряжения  $u_{ab}$  работает либо верхняя, либо нижняя часть выпрямителя. Когда потенциал точки  $a$  выше потенциала средней точки  $o$  (интервал времени  $0 - T/2$ ), диод  $D_1$  открыт, диод  $D_2$  закрыт, так как потенциал точки  $b$  ниже потенциала точки  $o$ . В этот период времени в нагрузочном резисторе  $R_n$  появляется ток  $i_n$ . В следующий полупериод напряжения  $u_{ab}$  (интервал времени  $T/2 - T$ ) потенциал точки  $b$  выше, а потенциал точки  $a$  ниже потенциала точки  $o$ . Диод  $D_2$  открыт, а диод  $D_1$  закрыт.

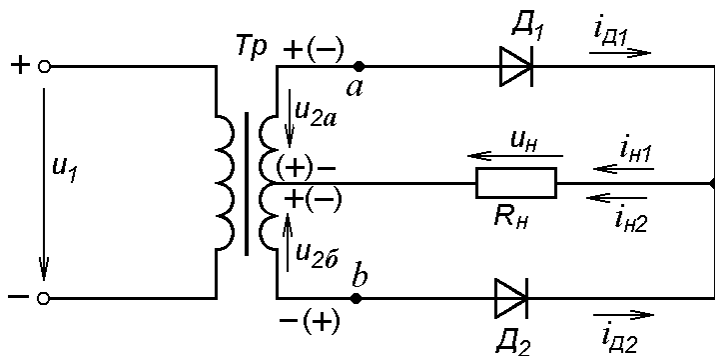


Рис. 1.4. Схема выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки и трансформатора

При этом ток в нагрузочном резисторе  $R_n$  имеет то же направление, что и в предыдущий полупериод. При одинаковых значениях напряжений  $U_{2a}$  и  $U_{2b}$  эти токи будут равны.

Данный тип выпрямителя имеет те же преимущества перед однополупериодным выпрямителем, что и мостовой выпрямитель, за исключением напряжения  $U_{обр.max}$ , которое определяется напряжением  $u_{ab}$ . При  $U_{ab}=2U_2$  и одинаковых значениях сопротивлений нагрузочных резисторов  $R_n$ .

$$U_{обр.max} = \pi U_{н.ср} = 3,14 U_{н.ср}. \quad (1.2)$$

Все остальные соотношения для токов и напряжений определяются, полученным для мостового выпрямителя, а коэффициент пульсаций  $K_{п2}=0,67$  [см. (1.1)].

Помимо указанного недостатка в рассматриваемом двухполупериодном выпрямителе габариты, масса и стоимость трансформатора значительно больше, чем в однополупериодном и мостовом выпрямителях, поскольку вторичная обмотка имеет вдвое большее число витков и требуется вывод от средней точки обмотки.

Отметим, что достоинства этого выпрямителя, присущие мостовому выпрямителю, достигаются при вдвое меньшем количестве диодов.

Двухполупериодные выпрямители применяют для питания нагрузочных устройств малой и средней мощностей. [2]

### Сглаживающие фильтры

***Сглаживающим фильтром называют устройство, предназначенное для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения.***

Как отмечалось, выпрямленное напряжение является пульсирующим, в котором согласно формулам можно выделить постоянные и переменные составляющие. Коэффициенты пульсаций выпрямленных напряжений, вычисленные по этим формулам, имеют следующие значения для:

однополупериодного однофазного выпрямителя	– 1,57;
двухполупериодного однофазного выпрямителя	– 0,67;
трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом	– 0,25;
трехфазного мостового выпрямителя	– 0,057.

С такими коэффициентами пульсаций выпрямленное напряжение в подавляющем большинстве случаев использовать нельзя, так как при этом работа электронных блоков и устройств резко ухудшается или вообще недопустима. В зависимости от назначения того или иного электронного блока (усилителя, генератора и т.д.), его места в электронном устройстве или системе (на входе, выходе и т.д.) коэффициент пульсаций напряжения питания не должен превышать определенных значений. Так, для основных каскадов автоматических систем он не должен превышать  $10^{-2}$ – $10^{-3}$ , для выходных усилительных каскадов  $10^{-4}$ – $10^{-5}$ , для автотензодатчиков  $10^{-5}$ – $10^{-6}$ , а для входных каскадов электронных измерительных устройств  $10^{-6}$ – $10^{-7}$ . Сглаживающие фильтры включают между вентиляльной группой  $BГ$  и стабилизатором постоянного напряжения с нагрузочным устройством  $R_n$  (рис. 1.1).

Основными элементами сглаживающих фильтров являются конденсаторы, индуктивные катушки и транзисторы, сопротивления которых различны для постоянного и переменного токов. Для постоянного тока сопротивление конденсатора равно бесконечности, а сопротивление индуктивной катушки очень мало. Сопротивление транзистора постоянному току (статическое сопротивление) на два-три порядка меньше сопротивления переменному току (динамическое сопротивление). Основным параметром, характеризующим эффективность действия сглаживающего фильтра, является *коэффициент сглаживания*, равный отношению коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра:

$$K_{\text{сгл}} = K_{\text{п.вх}} / K_{\text{п.вых}} \quad (1.3)$$

Кроме выполнения требования к коэффициенту сглаживания фильтры должны иметь минимальное падение постоянного напряжения на элементах, минимальные габариты, массу и стоимость.

В зависимости от типа фильтрующего элемента различают емкостные, индуктивные и электронные фильтры. По количеству фильтрующих звеньев фильтры делятся на однозвенные и многозвенные [4].

### Емкостные фильтры

Этот тип фильтров относится к однозвенным фильтрам. Емкостный фильтр включают параллельно нагрузочному резистору  $R_H$  (рис. 1.5,а). В интервал времени  $t_1-t_2$  конденсатор через открытый диод  $D$  заряжается до амплитудного значения напряжения  $u_2$ , так как в этот период напряжение  $u_2 > u_C$ . В это время ток  $i_a = i_C + i_H$ . В интервал времени  $t_2 - t_3$ , когда напряжение  $u_2$  становится меньше напряжения на конденсаторе  $u_C$ , конденсатор разряжается на нагрузочный резистор  $R_H$ , заполняя разрядным током паузу в нагрузочном токе  $i_H$ , которая имеется в однополупериодном выпрямителе в отсутствие фильтра. В этот интервал времени напряжение на резисторе  $R_H$  снижается до некоторого значения, соответствующего времени  $t_3$ , при котором напряжение  $u_2$  в положительный полупериод становится равным напряжению на конденсаторе  $u_C$ . После этого диод вновь открывается, конденсатор  $C_\Phi$  начинает заряжаться, и процессы зарядки и разрядки конденсатора повторяются.

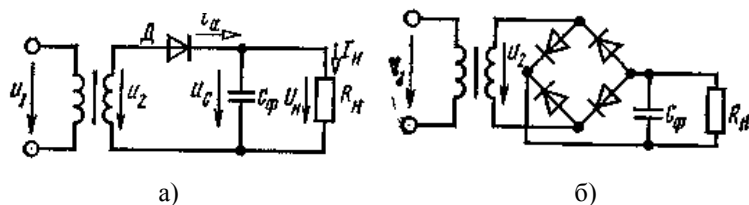


Рис. 1.5. Схемы емкостных фильтров с однополупериодным (а) и мостовым (б) выпрямителями

Анализ временных диаграмм показывает, что с изменением емкости конденсатора  $C_{\phi}$  или сопротивления нагрузочного резистора  $R_n$  будет изменяться значение коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения. При этом чем меньше разрядится конденсатор, тем меньше будут пульсации в выпрямленном токе  $i_n$ . Разряд конденсатора  $C_{\phi}$  определяется постоянной времени разрядки  $\tau_{\text{разр}} = C_{\phi} R_n$ . При постоянной времени  $\tau_{\text{разр}} \geq 10 T$  коэффициент пульсаций, определяемый по формуле

$$p = \frac{1}{2\pi f_{\text{осн}} \tau_{\text{разр}}}, \quad (1.4)$$

где  $f_{\text{осн}}$  – частота основной гармоники, не превышает  $10^{-2}$ .

Емкостный фильтр целесообразно применять с высокоомным нагрузочным резистором  $R_n$  при мощности  $P_n$  не более нескольких десятков ватт.

### Индуктивные фильтры

Индуктивный фильтр, состоящий из дросселя  $L_{\phi}$ , включают последовательно с нагрузочным резистором  $R_n$  (рис. 1.6). Он, так же как емкостный фильтр, относится к типу однозвенных фильтров. Анализ временных диаграмм показывает, что ток  $I_n$  нагрузочного резистора  $R_n$  получается сглаженным. Действительно, вследствие того, что ток в цепи с дросселем во время переходного процесса, обусловленного положительной полуволной выпрямляемого напряжения  $u_2$ , зависит от постоянной времени  $\tau = L_{\phi}/R_n$ , длительность импульса тока увеличивается с ростом  $\tau$ . Коэффициент пульсаций определяется простым соотношением:

$$p = 2\pi f_{\text{осн}} L_{\phi} / R_n \quad (1.5)$$

Анализ выражения (3.5) позволяет сделать вывод, что фильтр будет работать тем эффективнее, чем больше  $L_{\phi}$  или меньше  $R_n$ . Обычно  $\omega L_{\phi} \gg R_n$ .

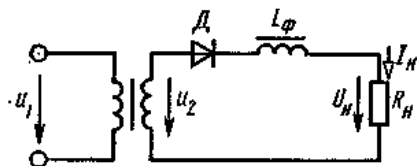


Рис. 1.6. Схема индуктивного фильтра с однополупериодным выпрямителем

Индуктивные фильтры обычно применяют в трехфазных выпрямителях средней и большой мощностей, т.е. в выпрямителях, работающих на нагрузочные устройства с большими токами. В выпрямителях малой



мощности использование индуктивного фильтра  $L_\phi$  нецелесообразно, поскольку они работают на высокоомные нагрузочные устройства. При этом выполнение условия  $\omega_{\text{осн}}L_\phi \gg R_H$  приводит к необходимости включения дросселя с большой массой и габаритами, что является существенным недостатком индуктивного фильтра по сравнению с емкостным.

### Г-образные фильтры

Г-образные фильтры являются простейшими многозвенными фильтрами. Этот фильтр может быть LC-типа (рис. 1.7, а) и RC-типа (1.7.б). Их применяют тогда, когда с помощью однозвенных фильтров не выполняется предъявляемое к ним требование с точки зрения получения необходимых коэффициентов сглаживания. Эти фильтры, являясь более сложными по сравнению с однозвенными, обеспечивают значительно большее уменьшение коэффициента пульсаций.

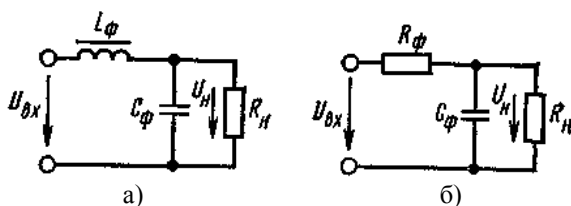


Рис. 1.7. Схемы Г-образных LC-фильтра (а) и RC-фильтра (б)

Снижение пульсаций LC-фильтром объясняется совместными действиями индуктивной катушки и конденсатора. Снижение переменных составляющих выпрямленного напряжения обусловлено как сглаживающим действием конденсатора  $C_\phi$ , так и значительным падением переменных составляющих напряжения на дросселе  $L_\phi$ . В то же время постоянная составляющая напряжения на нагрузочном резисторе не уменьшается, так как отсутствует сколько-нибудь значительное падение напряжения этой составляющей на очень малом активном сопротивлении дросселя.

### П-образные фильтры

П-образный фильтр относится к многозвенным фильтрам, так как состоит из емкостного фильтра  $C_{\phi 1}$  и Г-образного LC-фильтра  $L_\phi C_{\phi 2}$  или RC-фильтра  $R_\phi C_{\phi 2}$  (рис. 1.8, а; рис. 1.8, б). Коэффициент сглаживания многозвенных фильтров равен (при соблюдении определенных условий) произведению коэффициентов составных звеньев (фильтров). Поэтому коэффициент сглаживания П-образного фильтра

$$K_{\text{сглП}} = K_{\text{сглС}} \cdot K_{\text{сглГ}} \quad (1.6)$$

где  $K_{\text{сглС}}$ ,  $K_{\text{сглГ}}$  — коэффициенты сглаживания С-фильтра и Г-образного фильтра.

При сопротивлениях нагрузочного устройства в несколько килоом применяют П-образные CRC-фильтры, а при малых сопротивлениях (несколько ом) – CLC-фильтры. Наибольший коэффициент сглаживания П-образного фильтра достигается при условии  $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$ . П-образные фильтры целесообразно применять, если коэффициент сглаживания должен быть равен 100–1000 и более.

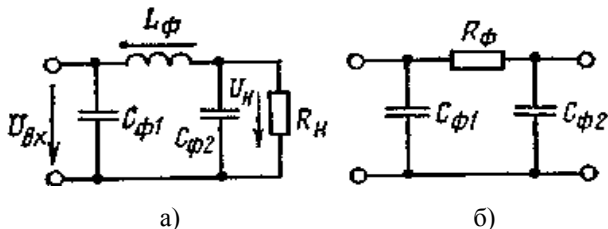


Рис. 1.8. Схемы П-образных LC-фильтра (а) и RC-фильтра (б)

Большой коэффициент сглаживания П-образного фильтра по сравнению с Г-образным достигается за счет ухудшения таких параметров выпрямителя, как габариты масса и стоимость. [1, 4]

## 1.2. Выполнение работы

1. Запустить программу Measure2.exe.
2. Загрузить файл ...\RECT\rectify.spc (однополупериодный выпрямитель).
  - 2.1. Установить значение емкости конденсатора  $C_1 = 1 \cdot 10^{-12} \text{ } \hat{O} = 1 \text{ } \hat{i} \hat{O}$  (режим работы фильтра на активную нагрузку).
  - 2.2. Подать на вход выпрямителя синусоидальное немодулированное напряжение амплитудой  $U_{вх} = 1 \text{ В}$ , частотой  $f_{п1}$ , в соответствии со своим вариантом.
  - 2.3. Используя анализатор спектра, определить коэффициент пульсации для гармоник с частотами  $f_{п1}$ ,  $f_{п2} = 2 f_{п1}$ ,  $f_{п3} = 3 f_{п1}$ :

$$K_{пn} = \frac{U_{mn}}{U_0}, \quad (1.7)$$

где n – номер гармоники;

$U_{mn}$  – амплитуда n-ой гармоники;

$U_0$  – амплитуда постоянной составляющей.

- 2.4. Установить напряжения на входе выпрямителя согласно табл. 1.1 и повторить пункт 2.3.

Таблица 1.1

**Зависимость коэффициента пульсации от амплитуды  
входного сигнала**

$U_{вх}, В$	0,5	1	2	3	5	6	8	10
$U_0, В$								
$U_{m1}, В$								
$U_{m2}, В$								
$U_{m3}, В$								
$K_{п1}$								
$K_{п2}$								
$K_{п3}$								

2.5. Подать на вход выпрямителя напряжение амплитудой  $U_{вх} = 5 В$ .

2.6. Изменяя значение емкости конденсатора  $C_1$  согласно табл. 1.2, измерить коэффициент пульсации и коэффициент сглаживания для первой гармоники:

$$K_{сгл} = \frac{K_{пмвх}}{K_{пмвых}}, \quad (1.8)$$

где  $\hat{E}_{i\text{ мао}} = \hat{E}_{i\text{ м}}$ , определенного для выпрямителя с активной нагрузкой (пункт 2.4).

Таблица 1.2

**Зависимость коэффициента пульсации и коэффициента  
сглаживания от емкости конденсатора сглаживающего фильтра  
в однополупериодном выпрямителе**

$C_1, мкФ$	0,1	0,5	1	5	10	50
$U_0, В$						
$U_{m1}, В$						
$K_{п1\text{ вых}}$						
$K_{сгл}$						

3. Загрузить файл ...\RECT\tranrect.spc (двухполупериодный выпрямитель с трансформатором).

3.1. Установить значение емкости конденсатора  $C_1 = 1 \cdot 10^{-12} \text{ } \hat{O} = 1 \text{ } \hat{O}$  (режим работы фильтра на активную нагрузку).

3.2. Подать на вход выпрямителя синусоидальное немодулированное напряжение амплитудой  $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$ , частотой  $f_{\text{п1}}$ .

3.3. Используя анализатор спектра, определить коэффициент пульсации для гармоник с частотами  $f_{\text{п1}}$ ,  $f_{\text{п2}} = 2 f_{\text{п1}}$ ,  $f_{\text{п3}} = 3 f_{\text{п1}}$ .

3.4. Изменяя значение емкости конденсатора  $C_1$  согласно табл. 1.3, измерить коэффициенты пульсации и коэффициенты сглаживания для трех гармоник.

Таблица 1.3

**Зависимость коэффициента пульсации и коэффициента сглаживания от емкости конденсатора сглаживающего фильтра в двухполупериодном выпрямителе**

$C_1, \text{ мкФ}$	0,1	0,5	1	5	10	50
$U_0, \text{ В}$						
$U_{\text{м1}}, \text{ В}$						
$U_{\text{м2}}, \text{ В}$						
$U_{\text{м3}}, \text{ В}$						
$K_{\text{п1вых}}$						
$K_{\text{сгл1}}$						
$K_{\text{п2вых}}$						
$K_{\text{сгл2}}$						
$K_{\text{п3вых}}$						
$K_{\text{сгл3}}$						

4. Загрузить файл ...\RECT\rect4d\_1.spc (мостовой выпрямитель с П-образным LC фильтром).

4.1. Подать на вход выпрямителя напряжение амплитудой  $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$ .

4.2. Установить значение индуктивности  $L_1 = 10^{-6} \text{ } \hat{A} \hat{I}$ ,  $C_1 = C_2 = 10^{-12} \text{ } \hat{O}$  (режим работы с активной нагрузкой) и по формуле (1.7) определить коэффициент пульсации для 1-й и 2-й гармоники.

4.3. Изменяя значения емкостей и индуктивности сглаживающего фильтра согласно табл. 1.4, определить коэффициент пульсации и коэффициент сглаживания для 2-й гармоники.

Таблица 1.4

**Зависимость коэффициента пульсации и коэффициента сглаживания от параметров элементов LC сглаживающего фильтра**

$C_1$ , мкФ	0,001	0,5	1	5	10	50
$C_2$ , мкФ	0,001	0,5	1	5	10	50
$L_1$ , мГн	10	50	100	500	1000	2000
$U_0$ , В						
$U_{m2}$ , В						
$K_{п2вых}$						
$K_{сгл2}$						

5. Загрузить файл ...\RECT\rect4dr.spc (мостовой выпрямитель с Г-образным RC фильтром).

5.1. Подать на вход выпрямителя напряжение амплитудой  $U_{вх} = 5 В$ .

5.2. Установить значение резистора  $R_2 = 10 \hat{\Omega}$  и емкости конденсатора  $\tilde{N}_1 = 10^{-12} \hat{O}$  (режим работы с активной нагрузкой) и по формуле (1.7) определить коэффициент пульсации для 1-й и 2-й гармоник.

5.3. Изменяя значения емкости конденсатора  $C_1$  и резистора  $R_2$  сглаживающего фильтра согласно табл. 1.5, определить коэффициент пульсации, коэффициент сглаживания, коэффициент фильтрации и коэффициент передачи постоянной составляющей.

Коэффициент фильтрации:

$$K_{\phi} = \frac{U_{mn\ вх}}{U_{mn\ вых}}, \quad (1.9)$$

где  $U_{mn\ до} = U_{mn}$ , определенному для режима работы с активной нагрузкой (пункт 5.2).

Коэффициент передачи постоянной составляющей:

$$\gamma = \frac{U_{0\ вых}}{U_{0\ вх}}, \quad (1.10)$$

где  $U_{0\ до} = U_0$ , определенному для режима работы с активной нагрузкой (пункт 5.3).

Таблица 1.5

**Зависимость параметров выпрямителя  
от параметров элементов RC сглаживающего фильтра**

$C_1$ , мкФ	0,000001	1	1	10	10	100	100
$R_{2s}$ , Ом	1	10	40	40	80	40	400
$U_0$ , В							
$U_{m2}$ , В							
$K_{п2вых}$							
$K_{сгл2}$							
$K_\phi$							
$\gamma$							

### 1.3. Содержание отчета

1. Титульный лист (Приложение 1).
2. Цель работы.
3. Схемы исследуемых выпрямителей.
4. Таблицы 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5 с результатами измерений и расчетов.
5. Графики зависимости коэффициента пульсаций и коэффициента сглаживания от параметров элементов сглаживающих фильтров.
6. Выводы о проделанной работе.

### 1.4. Контрольные вопросы

1. Приведите достоинства и недостатки однополупериодного выпрямителя.
2. В каких случаях обычно применяют однополупериодный выпрямитель?
3. Какие параметры диодов необходимо учитывать при использовании их в выпрямителях?
4. Нарисуйте эпюры тока через диод и напряжения на нагрузке в однополупериодном выпрямителе при работе на активную нагрузку.
5. Нарисуйте эпюры тока через диод и напряжения на нагрузке в однополупериодном выпрямителе при использовании емкостного фильтра.
6. Приведите достоинства и недостатки двухполупериодных выпрямителей.
7. В каких случаях применяют двухполупериодный выпрямитель со средней точкой?

8. Дайте сравнительный анализ характеристик мостового двухполупериодного выпрямителя и выпрямителя со средней точкой.
9. Как определяется коэффициент пульсаций?
10. Как определяется коэффициент сглаживания?
11. Как определяется коэффициент фильтрации?
12. Как определяется коэффициент передачи постоянной составляющей?
13. На какой частоте определяется коэффициент пульсаций в двухполупериодном выпрямителе?
14. Почему на выходе двухполупериодного выпрямителя появляются нечетные гармоники частоты сети?
15. В каких случаях используется сглаживающий С-фильтр?
16. В каких случаях используется сглаживающий LC-фильтр?
17. В каких случаях используется сглаживающий RC-фильтр?
18. Как влияет увеличение частоты сети на параметры выпрямителей?

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

### Стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием

**Цель работы:** изучение принципиальных схем стабилизаторов напряжения и установление взаимосвязей между параметрами схемных элементов и характеристиками стабилизаторов.

#### 2.1. Теоретические сведения

##### Определение и классификация стабилизаторов

Качество функционирования бытовой электронной аппаратуры во многом определяется постоянством напряжения питания или тока, потребляемого этими устройствами. Напряжение (или ток) на выходе выпрямительных устройств, преобразователей постоянного напряжения или аккумуляторных батарей изменяется во времени в широких пределах под воздействием ряда дестабилизирующих факторов, к которым можно отнести изменения напряжения сети переменного тока, сопротивления нагрузки, температуры окружающей среды, напряжения аккумуляторных батарей в процессе их разряда и т. д.

Напряжение промышленных сетей переменного тока, питающих выпрямительные установки, в соответствии с ГОСТ 5237—69 может изменяться в пределах  $(-15 \div +5)$  % номинального значения. Но изменение напряжения на нагрузке зависит не только от изменения переменного напряжения, но и от изменения тока нагрузки, так как любая преобразовательная установка (выпрямительное устройство или преобразователь постоянного напряжения) обладает внутренним сопротивлением. Для нормального функционирования устройств связи изменение напряжения (или тока) электропитания не должно превышать  $(5 - 0,1)$ % своего номинального значения в зависимости от назначения устройства.

Режим, обеспечивающий поддержание напряжения или тока на выходе электропитающих установок с заданной степенью точности при воздействии различных дестабилизирующих факторов, называется режимом стабилизации.

Стабилизаторы напряжения или тока являются устройствами, повышающими качество электроэнергии, а степень стабильности напряжения или тока является показателем качества электропитающего устройства.

Воздействие дестабилизирующих факторов может происходить во времени как медленно, так и достаточно быстро, скачком (резкое изменение сетевого переменного напряжения или тока нагрузки), и, как правило, носит случайный характер. Поэтому устройства, осуществляющие стабилизацию режима электропитания, должны действовать авто-



матически, поддерживая заданное выходное напряжение (или ток) с заданной степенью точности.

Стабилизатором напряжения (тока) называется устройство, автоматически обеспечивающее поддержание напряжения (тока) на нагрузке с заданной степенью точности при изменении дестабилизирующих факторов в заданных пределах. В настоящее время известны два основных способа, позволяющих обеспечить режим стабилизации напряжения или тока электропитания: параметрический и компенсационный. При параметрическом способе режим электропитания стабилизируется за счет применения элемента с нелинейной вольт-амперной характеристикой, имеющей пологий участок, в пределах которого стабилизируемый параметр (напряжение или ток) изменяется незначительно при воздействии дестабилизирующего фактора. При параметрическом способе стабилизации дестабилизирующий фактор (изменение входного напряжения или тока нагрузки) непосредственно воздействует на нелинейный элемент, а изменение выходного напряжения (или тока) относительно заданного значения не контролируется и определяется только параметрами нелинейного элемента (степенью нелинейности его вольт-амперной характеристики). Параметрическим стабилизатором напряжения (тока) называется устройство, у которого стабилизирующие свойства определяются характеристикой нелинейного элемента и отсутствует элемент, измеряющий отклонение выходного напряжения (тока) от заданного значения. При компенсационном способе режим электропитания стабилизируется за счет измерения отклонения выходного напряжения (тока) от заданного значения, сравнения его с эталонной величиной, и воздействия полученного сигнала рассогласования на регулирующий элемент. Регулирующий элемент при этом изменяет свое сопротивление таким образом, что компенсирует происшедшее отклонение выходной величины. При компенсационном способе стабилизации имеется отрицательная обратная связь между выходом стабилизирующего устройства и регулирующим элементом. Для улучшения качества стабилизации в цепь обратной связи включают усилитель сигнала рассогласования. Наличие цепи обратной связи превращает стабилизирующее устройство в замкнутую систему автоматического регулирования. При компенсационном способе стабилизации действием стабилизирующего устройства управляет отклонение стабилизируемой величины от ее заданного значения, информация о котором по цепи обратной связи поступает на регулирующий элемент. Компенсационным стабилизатором напряжения (тока) называется устройство, в котором имеются элемент, измеряющий величину отклонения выходного напряжения (тока) от заданного значения, и элемент, вырабатывающий опорное напряжение. Полученный в результате сравнения этих напряжений сигнал рассогласования управляет работой регулирующего элемента, изменение состояния которого приводит к ком-

пенсации происшедшего отклонения. Таким образом, действием компенсационного стабилизатора управляет отклонение выходной стабилизируемой величины от заданного значения.

Стабилизаторы напряжения (тока), широко применяемые в устройствах связи, классифицируются по следующим основным признакам:

По роду напряжения (тока): постоянного; переменного.

По способу стабилизации: параметрические; компенсационные.

По роду стабилизируемой величины: напряжения; тока.

Наиболее широкое применение в настоящее время находят компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения (тока) на полупроводниковых приборах, которые, в свою очередь, можно классифицировать по следующим признакам:

По способу включения регулирующего элемента и нагрузки: с последовательным включением; с параллельным включением.

По режиму работы регулирующего элемента: с непрерывным регулированием; с импульсным регулированием.

В последние годы интенсивное развитие получили стабилизаторы постоянного напряжения с импульсным регулированием благодаря присутствию им положительных свойствам (высокий КПД, малые массы и габариты и т.д.).

### Показатели качества стабилизаторов

Основными дестабилизирующими факторами, вызывающими отклонение от номинального значения выходного напряжения (тока), являются изменения величины входного напряжения или тока нагрузки. Соответственно  $u_{\text{ВЫХ}} = f(u_{\text{ВХ}}, I_{\text{Н}})$ .

Полный дифференциал этой функции, считая  $u_{\text{ВЫХ}}$  и  $I_{\text{Н}}$  независимыми переменными:

$$du_{\text{ВЫХ}} = \left( \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{du_{\text{ВХ}}} \right) du_{\text{ВХ}} + \left( \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dI_{\text{Н}}} \right) dI_{\text{Н}}. \quad (2.1)$$

Разделим все части (4.1) на  $u_{\text{ВЫХ}}$ , а также помножим первый член правой части на  $u_{\text{ВХ}}/u_{\text{ВХ}}$  и второй член на  $I_{\text{Н}}/I_{\text{Н}}$ :

$$\frac{du_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВЫХ}}} = \left( \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{du_{\text{ВХ}}} \right) \frac{du_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВХ}}} \frac{u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВЫХ}}} + \left( \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dI_{\text{Н}}} \right) \frac{I_{\text{Н}}}{u_{\text{ВЫХ}}} \frac{dI_{\text{Н}}}{I_{\text{Н}}}. \quad (2.2)$$

Если положить  $I_{\text{Н}} = \text{const}$ , т.е. при  $dI_{\text{Н}} = 0$ , то получим

$$du_{\text{ВЫХ}}/u_{\text{ВЫХ}} = K \left( du_{\text{ВХ}}/u_{\text{ВХ}} \right), \quad (2.3)$$

где

$$1/K = \left( \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{du_{\text{ВХ}}} \right) \left( \frac{u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВЫХ}}} \right). \quad (2.4)$$

Коэффициент пропорциональности  $K$ , связывающий относительные изменения напряжения на входе и выходе при постоянном значении тока

нагрузки и равный их отношению, называется *коэффициентом стабилизации стабилизатора напряжения по входному напряжению* при  $I_H = \text{const}$ :

$$K = K_{\text{ст.н}} = \left( \frac{du_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} \right) / \left( \frac{du_{\text{вых}}}{u_{\text{вых}}} \right) \quad (2.5)$$

Коэффициент  $K_{\text{ст.н}}$  показывает, во сколько раз при постоянной нагрузке напряжение на выходе стабилизатора изменяется меньше, чем на входе. Чем больше величина  $K_{\text{ст.н}}$ , тем выше качество стабилизатора напряжения. Если входное напряжение постоянно по величине  $u_{\text{вх}} = \text{const}$ , т.е.  $du_{\text{вх}} = 0$ , то из (2.2) получаем  $du_{\text{вых}}/u_{\text{вых}} = \gamma dI_H / I_H$ , где

$$\gamma = \left( \frac{du_{\text{вых}}}{dI_H} \right) / \left( \frac{u_{\text{вых}}}{I_H} \right) \quad (2.6)$$

Обозначим

$$du_{\text{вых}}/dI_H = R_{\text{вых.н}} \quad (2.7)$$

и назовем выходным сопротивлением стабилизатора напряжения. При этом  $u_{\text{вых}}/I_H = R_H$  – сопротивление нагрузки стабилизатора. Соответственно при  $U_{\text{вх}} = \text{const}$

$$\gamma = du_{\text{вых}} I_H / dI_H u_{\text{вых}} = R_{\text{вых.н}} / R_H \quad (2.8)$$

Отношение выходного сопротивления стабилизатора напряжения к сопротивлению его нагрузки определяет, во сколько раз относительное изменение выходного напряжения меньше вызвавшего его относительного изменения тока нагрузки при постоянном значении входного напряжения. Чем меньше отношение  $R_{\text{вых.н}}/R_H$ , тем меньше влияет изменение тока нагрузки на величину выходного напряжения. При заданной величине сопротивления нагрузки  $R_H$  уменьшение выше приведенного отношения возможно лишь за счет уменьшения выходного сопротивления стабилизатора напряжения  $R_{\text{вых.н}}$ .

Коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст.н}}$  и выходное сопротивление  $R_{\text{вых.н}}$  являются основными показателями качества функционирования стабилизатора напряжения. Соотношения для коэффициента стабилизации (2.5) и для выходного сопротивления (2.7) получены в предположении достаточно малых изменений входного напряжения и тока нагрузки вблизи их номинальных значений. На практике изменение входного напряжения и тока нагрузки имеет конечные значения. Аппроксимируя изменение дестабилизирующих факторов в определенных пределах прямой линией, можно в (2.5) и (2.7) перейти к приращению; при этом выражения для  $K_{\text{ст.н}}$  и  $R_{\text{вых.н}}$  принимают вид:

$$K_{\text{ст.н}} = \frac{\left( \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} \right)}{\left( \frac{\Delta u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых}}} \right)} \quad \text{при} \quad I_H = \text{const}; \quad (2.9)$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = \left| \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{H}}} \right| \quad \text{при} \quad u_{\text{ВХ}} = \text{const} . \quad (2.10)$$

Соотношения (2.9) и (2.10) применяются на практике для определения значений  $K_{\text{СТ.Н}}$  и  $R_{\text{ВЫХ.Н}}$ . Следует отметить, что числитель и знаменатель (2.10) имеют разные знаки, так как при увеличении тока нагрузки на величину  $\Delta I_{\text{H}}$  напряжение на нагрузке уменьшается на величину  $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ . Показателем качества стабилизатора напряжения является модуль значения  $R_{\text{ВЫХ}}$ . Соотношение (2.9) представим как

$$K_{\text{СТ.Н}} = \left( \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{\Delta u_{\text{ВЫХ}}} \right) \left( \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} \right) .$$

Отношение приращений напряжения на входе стабилизатора к вызванному им приращению напряжения на выходе стабилизатора  $\Delta u_{\text{ВХ}}/\Delta u_{\text{ВЫХ}}$  назовем *дифференциальным коэффициентом стабилизации напряжения*  $K_{\text{СТ.Д.Н}}$ . Отношение выходного напряжения стабилизатора  $u_{\text{ВЫХ}}$  к входному  $u_{\text{ВХ}}$  назовем *коэффициентом передачи напряжения стабилизатора* и обозначим  $K_0$ . Тогда выражение (2.9) принимает вид

$$K_{\text{СТ.Н}} = K_{\text{СТ.Д.Н}} K_0 . \quad (2.11)$$

Качество стабилизатора напряжения может оцениваться величиной относительной неустойчивости (статической ошибкой) выходного напряжения  $\delta$ , равной отношению приращения величины выходного напряжения  $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$  к номинальному значению этого напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$ . Величина  $\delta$  определяется в процентах:

$$\delta\% = \left( \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВЫХ}}} \right) \cdot 100 . \quad (2.12)$$

В соответствии с (4.12) чем меньше величина  $\delta$ , тем выше качество стабилизатора напряжения.

Энергетическим показателем качества, оценивающего режим стабилизации, является коэффициент полезного действия стабилизатора  $\eta$ , выражающий отношение полезной мощности, выделяющейся в нагрузке, к мощности, потребляемой им от источника электрической энергии с нестабилизированным напряжением:

$$\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} . \quad (2.19)$$

Коэффициент полезного действия стабилизатора характеризует мощность потерь  $P_{\text{ПОТ}}$ , которая рассеивается в элементах стабилизатора при его функционировании. Для определения КПД при  $P_{\text{ВХ}} = P_{\text{ВЫХ}} + P_{\text{ПОТ}}$  соотношение (2.19) может быть представлено как

$$\eta = P_{\text{ВЫХ}} / \left( P_{\text{ВЫХ}} + P_{\text{ПОТ}} \right) = 1 / \left( 1 + P_{\text{ПОТ}} / P_{\text{ВЫХ}} \right) . \quad (2.20)$$

## Параметрические стабилизаторы

Ранее в этом пункте отмечалось, что при параметрическом методе режим стабилизации напряжения (тока) электропитания осуществляется за счет применения элемента с нелинейной вольт-амперной характеристикой. От степени нелинейности вольт-амперной характеристики элемента зависит качество стабилизации (значения  $K_{ст}$ ,  $R_{вых}$ ,  $\delta\%$ ). В параметрических стабилизаторах находят применение нелинейные элементы, вольт-амперные характеристики которых представлены на рис. 2.1. Элемент, обладающий вольт-амперной характеристикой, показанной на рис. 2.1, а, обеспечивает малое изменение напряжения  $\Delta U$  на своих зажимах при изменении протекающего по нему тока  $\Delta I$  в значительных пределах. Для элемента с вольт-амперной характеристикой, приведенной на рис. 2.1, б, характерно незначительное изменение величины тока  $\Delta I$ , протекающего через элемент, при изменении напряжения на элементе  $\Delta U$  в значительных пределах.

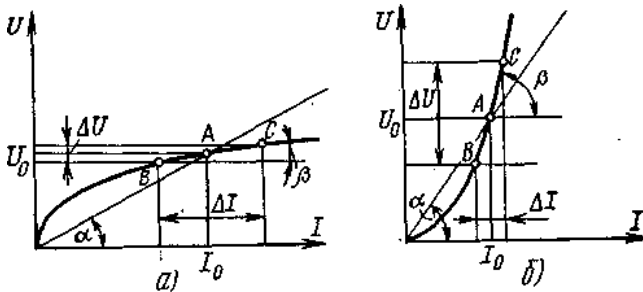


Рис. 2.1. Вольт-амперные характеристики нелинейных элементов

Степень нелинейности вольт-амперных характеристик элементов, приведенных на рис. 2.1, на рабочем участке  $BC$  оценивают отношением динамического и статического сопротивлений.

*Статическое* сопротивление элемента  $R_c$  равно отношению падения напряжения на элементе  $U_0$  к величине тока  $I_0$ , протекающего через элемент. Статическое сопротивление  $R_c$  – это сопротивление, которое оказывает нелинейный элемент постоянному по величине току в выбранной рабочей точке  $A$  характеристики:

$$R_c = U_0 / I_0 = \operatorname{tg} \alpha . \quad (2.23)$$

*Динамическое* сопротивление элемента  $R_d$  равно отношению изменения падения напряжения на элементе  $\Delta U$  к изменению величины протекающего через элемент тока  $\Delta I$ . Динамическое сопротивление является

тем сопротивлением, которое оказывает элемент изменениям протекающего через него тока:

$$R_d = \Delta U / \Delta I = \operatorname{tg} \beta . \quad (2.24)$$

Элементы, имеющие нелинейные вольт-амперные характеристики, обладают различными величинами сопротивлений для постоянного по величине тока и для изменений тока. Разница в величинах статического и динамического сопротивлений позволяет эффективно использовать элементы с нелинейными вольт-амперными характеристиками для стабилизации напряжения или тока параметрическим способом.

Очевидно, что подключение нелинейного элемента с характеристикой, подобной рис. 2.1, а ( $R_d < R_c$ ), параллельно сопротивлению нагрузки позволяет уменьшить изменение напряжения на ней, так как колебания входного напряжения вызывают изменение тока через нелинейный элемент  $\Delta I_{н.э}$ , а напряжение на нем изменяется (в соответствии с характеристикой рис. 2.1,а) незначительно. Изменение напряжения на нелинейном элементе

$$\Delta U = \Delta I_{н.э} R_d , \quad (2.25)$$

где  $\Delta I_{н.э} = \Delta I - \Delta I_n$ .

Чем меньше величина  $R_d$ , тем меньше изменяется напряжение на нагрузке при  $\Delta I_{н.э} = \text{idem}$ .

Включение нелинейного элемента с характеристикой, приведенной на рис. 4.1,б ( $R_d > R_c$ ), последовательно с сопротивлением нагрузки позволяет уменьшить изменение тока в цепи при изменении входного напряжения или сопротивления нагрузки, так как изменение тока в цепи определяется наибольшим сопротивлением цепи, т. е. динамическим сопротивлением  $R_d > R_c$ .

Характеристика, приведенная на рис. 2.1, а, называется характеристикой вида  $R_U$ , а характеристика, приведенная на рис. 2.1, б – вида  $R_I$ .

Структурные схемы параметрических стабилизаторов напряжения и тока приведены на рис. 2.2. Режим стабилизации напряжения или тока осуществляется с помощью только нелинейных элементов НЭ, так как для линейного элемента ЛЭ характерна пропорциональность между входной и выходной величинами и их относительные изменения будут одинаковы.

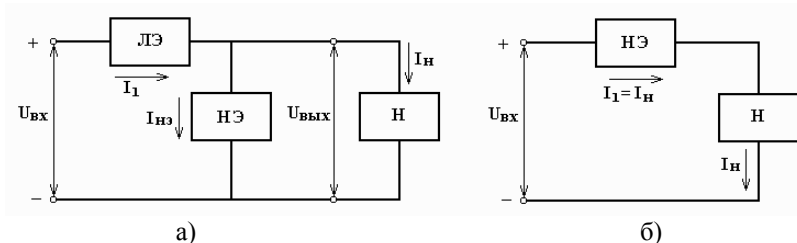


Рис. 2.2. Структурные схемы параметрических стабилизаторов: напряжения (а) и тока (б)

Вольт-амперными характеристиками вида  $R_U$  обладает ряд нелинейных элементов, которые используются в параметрических стабилизаторах напряжения: газонаполненные стабилотроны, кремниевые стабилитроны, некоторые типы температурочувствительных элементов (термисторы). В настоящее время для параметрической стабилизации постоянного напряжения наиболее широко применяются кремниевые стабилитроны. По сравнению с другими нелинейными элементами, используемыми для стабилизации напряжения, они обладают следующими преимуществами: малое значение дифференциального (динамического) сопротивления  $R_d$  (единицы–десятки Ом); широкий диапазон напряжения стабилизации (3,3–198 В); широкий диапазон допустимой мощности рассеяния (до 8,0 Вт); малые габариты и масса.

Рассмотрим основные соотношения в схеме параметрического стабилизатора постоянного напряжения на кремниевом стабилитроне. Кремниевый стабилитрон является полупроводниковым плоскостным диодом, обратная ветвь вольт-амперной характеристики (рис. 2.3) которого имеет область, где величина напряжения мало зависит от величины обратного тока. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики характерна для обычного р-п-перехода. Рабочим участком вольт-амперной характеристики кремниевое стабилитрона является участок  $A-B$  обратной ветви характеристики. При изменении тока через стабилитрон от  $I_{\min}$  до  $I_m$  напряжение на стабилитроне изменяется на величину  $\Delta U_C$ . Значения тока через стабилитрон  $I_C < I_{\min}$  напряжение на стабилитроне изменяется по характеристике стабилитрона. При значениях обратного тока через стабилитрон  $I_{ст} < I_{\min}$  напряжение на стабилитроне изменяется практически линейно в соответствии с приложенным напряжением.

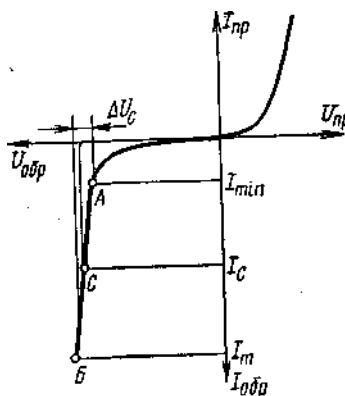


Рис. 2.3. Вольт-амперная характеристика кремниевое стабилитрона

Значение тока  $I_m$  соответствует предельно допустимому для данного типа стабилитрона току. Увеличение тока через стабилитрон  $I_c > I_m$  вызывает увеличение мощности, рассеиваемой в стабилитроне выше ее предельно допустимого значения, температура p-n-перехода при этом возрастает выше допустимой и стабилитрон выходит из строя в результате теплового пробоя.

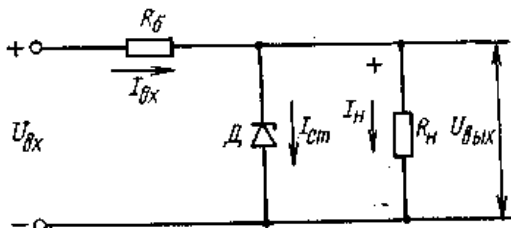


Рис. 2.4. Принципиальная схема параметрического стабилизатора постоянного напряжения на кремниевом стабилитроне

Принципиальная схема параметрического стабилизатора напряжения, в которой в качестве нелинейного элемента используется кремниевый стабилитрон, приведена на рис. 2.4, где  $R_б$  – балластный резистор;  $D$  – кремниевый стабилитрон с напряжением стабилизации  $U_{ст} = U_{вых}$ ;  $R_н$  – сопротивление нагрузки. Токи и напряжения в схеме находятся по законам Кирхгофа:

$$I_{вх} = I_{ст} + I_н; \quad (2.26)$$

$$U_{вх} = U_{вых} + I_{вх}R_б. \quad (2.27)$$

При увеличении напряжения на входе стабилизатора  $U_{вх}$  напряжение на его выходе  $U_{вых}$  также стремится к увеличению. Небольшое увеличение напряжения на стабилитроне  $D$  вызывает в соответствии с вольт-амперной характеристикой стабилитрона резкое увеличение тока через него. При этом падение напряжения на балластном резисторе  $R_б$  увеличивается за счет увеличения тока через стабилитрон  $I_{ст}$ , который является составляющей входного тока  $I_{вх}$ . Напряжение на нагрузке  $R_н$  стабилизатора изменяется на величину  $\Delta U_{ст}$ , которая тем меньше, чем меньше величина дифференциального сопротивления стабилитрона  $R_д$ . Таким образом, величина приращения напряжения на входе стабилизатора  $\Delta U_{вх}$  распределяется между изменением напряжения на балластном резисторе  $\Delta U_{R_б}$  и на нагрузке, равном  $\Delta U_{ст}$ :  $\Delta U_{вх} = \Delta U_{R_б} + \Delta U_{ст}$ . При  $R_б \gg R_д$ , что всегда обеспечивается в параметрических стабилизаторах постоянного напряжения на кремниевых стабилитронах,  $\Delta U_{вх} \approx \Delta U_{R_б}$  при  $\Delta U_{ст} \rightarrow 0$ .



Работа стабилизатора при уменьшении входного напряжения происходит аналогично.

Для определения основных показателей качества параметрического стабилизатора постоянного напряжения представим параметрический стабилизатор функциональной схемой для изменений напряжения на входе. Эквивалентная схема модели стабилизатора показана на рис. 2.5. Считаем, что стабилизатор нагружен на активное сопротивление  $R_H$ , изменение  $\Delta U_{ВХ}$  является медленным и дифференциальное сопротивление стабилитрона постоянно в пределах рабочего участка характеристики стабилитрона. С учетом сделанных допущений передаточная функция, связывающая возмущение на входе  $\Delta U_{ВХ}$  с реакцией на выходе  $\Delta U_{ВЫХ}$ , представляется коэффициентом деления

$$K_d = \Delta U_{ВЫХ} / \Delta U_{ВХ} = \frac{R_H R_d / (R_H + R_d)}{R_{\sigma} + R_H R_d / (R_H + R_d)}. \quad (2.28)$$

Преобразуя (2.28), имеем

$$K_d = 1 / \left( 1 + \frac{R_{\sigma}}{R_d} + \frac{R_{\sigma}}{R_H} \right). \quad (2.29)$$

Из (2.28) определяем

$$\frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ}} = \frac{1}{K_d} = 1 + \frac{R_{\sigma}}{R_d} + \frac{R_{\sigma}}{R_H}. \quad (2.30)$$

Отношение  $\Delta U_{ВХ} / \Delta U_{ВЫХ}$  является дифференциальным коэффициентом стабилизации  $K_{ст.д.н.}$ , который связан с коэффициентом стабилизации  $K_{ст.н}$  выражением (2.11). Тогда коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения

$$K_{ст.н} = \left( 1 + \frac{R_{\sigma}}{R_d} + \frac{R_{\sigma}}{R_H} \right) \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}, \quad (2.31)$$

где  $U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = K_0$  – коэффициент передачи стабилизатора по напряжению.

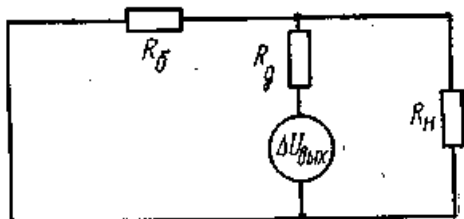


Рис. 2.5. Функциональная схема модели параметрического стабилизатора постоянного напряжения при изменении напряжения

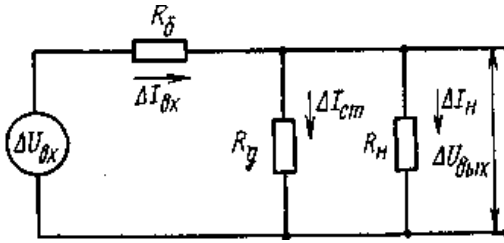


Рис. 2.6. Функциональная схема модели параметрического стабилизатора постоянного напряжения для определения  $R_{\text{вых}}$

На практике часто пользуются упрощенным выражением для определения коэффициента стабилизации, учитывая, что всегда выполняются неравенства  $R_d \ll R_n$ ;  $R_\delta/R_d \gg R_\delta/R_n$ ;  $R_\delta/R_d \gg 1$ . Тогда коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне

$$K_{\text{ст.н}} \approx \left( R_\delta / R_d \right) \left( U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} \right) \approx \left( R_\delta / R_d \right) K_0. \quad (2.32)$$

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора напряжения определяется при постоянстве входного напряжения  $U_{\text{вх}} = \text{const}$  (или  $\Delta U_{\text{вх}} = 0$ ).

Учитывая сказанное выше, функциональная схема модели параметрического стабилизатора для изменений напряжения на выходе, вызванных изменением тока нагрузки, принимает вид, показанный на рис. 2.6. В соответствии с этим рисунком выходное сопротивление стабилизатора напряжения

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_d R_\delta}{R_d + R_\delta} = \frac{R_d}{R_d / R_\delta + 1}. \quad (2.33)$$

Так как для стабилизаторов напряжения на кремниевых стабилитронах  $R_d \ll R_\delta$ , то

$$R_{\text{вых}} \approx R_d. \quad (2.34)$$

Выходное сопротивление стабилизатора приблизительно равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона. Ошибка при определении  $R_{\text{вых}}$  по (2.34) тем меньше, чем больше  $R_\delta$  по сравнению с  $R_d$ .

Коэффициент полезного действия параметрического стабилизатора напряжения определяется (2.19):

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = I_n U_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} U_{\text{вх}} = I_n U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} \left( I_n + I_{\text{ст}} \right) = K_0 / \left( 1 + I_{\text{ст}} / I_n \right). \quad (2.35)$$

Выражение (2.35) показывает, что КПД стабилизатора зависит от соотношения токов через стабилитрон и нагрузки, а также от значения коэффициента  $K_0$ . Чем больше величина  $I_{ст}$  по сравнению с  $I_n$ , тем меньше КПД.

Тип стабилитрона выбирается по величине стабилизируемого напряжения и тока нагрузки. Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны включаются последовательно. Параллельное включение стабилитронов (для увеличения мощности в нагрузке) недопустимо, поскольку разница в значениях напряжений стабилизации, которая всегда имеет место из-за технологического разброса параметров стабилитронов, приводит к неравномерному распределению токов через них. В результате мощность, рассеиваемая на стабилитронах, получается неодинаковой и один из стабилитронов перегревается и выходит из строя.

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения на кремниевых стабилитронах обладают следующими недостатками: относительно небольшой допустимой величиной мощности в нагрузке (0,5–3,0) Вт; зависимостью параметров стабилитрона от температуры; невысоким КПД (до 30%); невысоким коэффициентом стабилизации (до 30); относительно большим значением выходного сопротивления стабилизатора (6–20) Ом. Из-за этих недостатков параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах применяются для стабилизации напряжения питания вспомогательных узлов аппаратуры связи, где не требуются высокие показатели качества. Параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах широко используются в компенсационных стабилизаторах напряжения в качестве источников опорного напряжения.

Достоинствами параметрических стабилизаторов на кремниевых стабилитронах являются простота схемы, а также малые масса и габариты.

### **Компенсационные стабилизаторы**

Для улучшения показателей качества стабилизаторов напряжения и тока, т.е. для увеличения коэффициента стабилизации, уменьшения выходного сопротивления у стабилизаторов напряжения и его увеличения у стабилизаторов тока, увеличения КПД стабилизаторов постоянного напряжения (тока), а также для возможности точной установки величины напряжения или тока на выходе стабилизатора применяется компенсационный способ стабилизации.

Компенсационные стабилизаторы выполняются с отрицательной обратной связью и представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования или системы управления по отклонению. В зависимости от способа включения регулирующего элемента различают стабилизаторы с последовательным и параллельным включением регулирующего элемента (рис. 2.7).

В стабилизаторах компенсационного типа напряжение на выходе стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  (или его части, снимаемой со следящего делителя  $СД$  непрерывно сравнивается с опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$  (происходит измерение величины отклонения  $U_{\text{вых}}$ ). При отклонении  $U_{\text{вых}}$  от номинального значения появляется сигнал рассогласования, воздействующих через усилитель постоянного тока  $УПТ$  на регулирующий элемент  $РЭ$ . Под воздействием усиленного в  $K_y$  раз сигнала рассогласования (где  $K_y$  – коэффициент усиления  $УПТ$ ) регулирующий элемент изменяет свое сопротивление постоянному току, в результате чего падение напряжения на нем (рис. 2.7,а) или на балластном резисторе  $R_b$  (рис. 2.7,б) изменяется таким образом, что отклонение выходного напряжения компенсируется.

Выходное напряжение стабилизатора поддерживается постоянным с заданной степенью точности. В схеме рис. 2.7,а изменение входного напряжения на величину  $\Delta U_{\text{вх}}$  приводит к появлению отклонения  $\Delta U_{\text{вых}}$ , которое в свою очередь вызывает увеличение падения напряжения на  $РЭ$  почти на такую же величину.

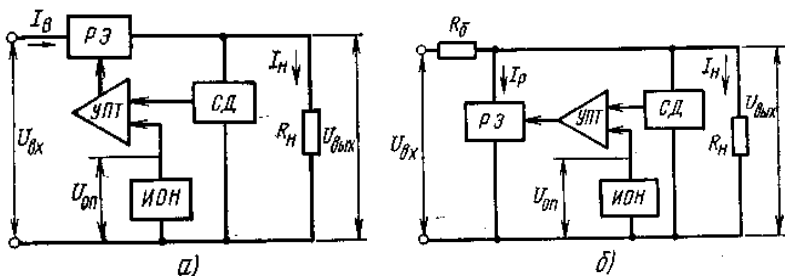


Рис. 2.7. Структурная схема компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения с последовательным включением регулирующего элемента (а) и параллельным (б)

Из приведенного выше описания принципа действия компенсационного стабилизатора напряжения ясно, что чем больше коэффициент усиления  $K_y$  усилителя постоянного тока  $УПТ$ , тем меньше установившееся отклонение выходного напряжения или тем выше стабильность выходного напряжения, оцениваемая коэффициентом стабилизации.

Элементы стабилизатора напряжения, их связи и функциональное назначение показаны на рис. 2.8, где элементы представлены в виде звеньев, обладающих направленным действием.

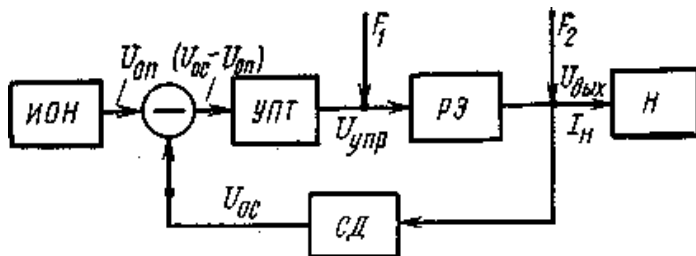


Рис. 2.8. Структурная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения как системы автоматического регулирования

Компенсационный стабилизатор постоянного напряжения можно представить как усилитель постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью (ОС), усиливающий сигнал (напряжение) источника опорного напряжения до необходимого уровня, определяемого нагрузкой  $H$ .

Управляющим (задающим) воздействием в стабилизаторе постоянного напряжения является напряжение  $U_{оп}$ , которое определяет величину напряжения на выходе  $U_{вых}$ . Влияние дестабилизирующих факторов (изменение входного напряжения и тока нагрузки) учитывается в схеме рис. 2.8 воздействием возмущений  $F_1$  и  $F_2$ , которые вызывают появление отклонений  $U_{вых}$  от номинального значения. Возмущение  $F_1$  учитывает влияние изменения входного напряжения  $U_{вх}$  и приложено ко входу регулирующего элемента РЭ. Возмущение  $F_2$  учитывает влияние изменения тока нагрузки  $I_n$  и приложено к выходу регулирующего элемента стабилизатора. Элементом сравнения является вход усилителя постоянного тока УПТ, на который подается разность напряжений  $U_{ос}$  с выхода следящего делителя СД и  $U_{оп}$  источника опорного напряжения. Цепь прямой передачи сигнала образована усилителем УПТ и регулирующим элементом РЭ. Чем больше коэффициент усиления цепи прямой передачи при одном и том же коэффициенте передачи следящего делителя СД, тем меньше расхождение между необходимым и фактическим напряжением на выходе стабилизатора, так как для этого требуется меньшая величина сигнала рассогласования.

При анализе электронных устройств с отрицательной обратной связью необходимо рассматривать их частотные характеристики и вопросы устойчивости. Анализ таких устройств наиболее просто осуществляется с помощью передаточных функций отдельных звеньев. Если звенья обладают направленным действием, то передаточную функцию сложной электронной схемы, в частности компенсационного стабилизатора напряжения, можно представить в виде произведения простых сомножителей, характеризующих каждое звено.

В теории автоматического регулирования разработано большое число типовых звеньев, которые являются простейшими составными частями линейной динамической системы. Из этой теории известно, что система, охваченная цепью отрицательной обратной связи, имеет передаточную функцию

$$H(p) = H_1(p) / (1 + H_1(p)H_2(p)), \quad (2.36)$$

где  $H(p)$  – передаточная функция замкнутой системы с обратной связью;

$H_1(p)$  – передаточная функция цепи прямой передачи;

$H_2(p)$  – передаточная функция цепи обратной связи.

Произведение  $H_1(p)H_2(p)$  является передаточной функцией разомкнутой системы, т.е. при разрыве цепи обратной связи, например, в точке «а».

Применительно к рис. 2.8 передаточная функция компенсационного стабилизатора постоянного напряжения по управляющему воздействию  $H_y(p)$  может быть выражена в следующем виде:

$$H_y(p) = \frac{K_y K_{PЭ} \sigma}{1 + K_y K_{PЭ} \sigma}, \quad (2.37)$$

где  $K_y(p)$  – операторный коэффициент передачи усилителя постоянного тока (коэффициент усиления усилителя);

$K_{PЭ}(p)$  – операторный коэффициент передачи регулирующего элемента по управляющему воздействию;

$\sigma(p)$  – операторный коэффициент передачи следящего делителя в цепи обратной связи (коэффициент деления делителя).

Принципиальная схема стабилизатора с последовательным включением регулирующего транзистора и нагрузки (стабилизатор типа ПС) приведена на рис. 2.9. Транзистор  $T_1$  выполняет функцию регулирующего элемента РЭ, автоматически поддерживающего напряжение на нагрузке  $R_n$  с заданной степенью точности. Транзистор  $T_2$  выполняет функцию усилителя постоянного тока УПТ, который усиливает разность части выходного  $U_{вых}$  и опорного  $U_{оп}$  напряжений. Опорным напряжением является напряжение стабилизации стабилитрона  $D_1$  который совместно с резистором  $R_2$  образует параметрический стабилизатор постоянного напряжения. Делитель напряжения  $R_3, R_4$  выделяет часть выходного напряжения для сравнения его с опорным. Резистор  $R_1$  является нагрузкой в цепи коллектора однокаскадного усилителя постоянного тока.

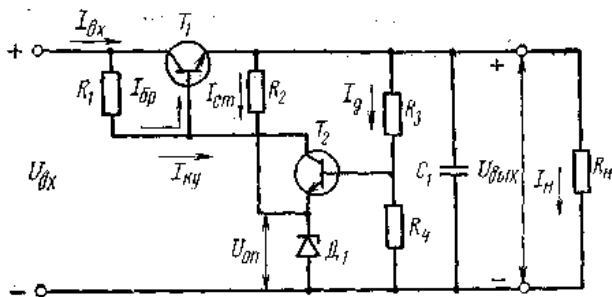


Рис. 2.9. Принципиальная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с последовательным включением регулирующего элемента (типа ПС)

Стабилизация напряжения  $U_{\text{вых}}$  на нагрузке осуществляется следующим образом. Допустим, что в результате увеличения входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  или уменьшения тока нагрузки  $I_{\text{н}}$  (в результате увеличения сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ ) напряжение на выходе стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  начинает увеличиваться. При этом возрастает падение напряжения на резисторе  $R_4$  следящего делителя и потенциал базы транзистора  $T_2$  относительно общей точки схемы увеличивается. Потенциал эмиттера транзистора  $T_2$  относительно общей точки остается практически неизменным, так как он определяется источником опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . В результате к переходу эмиттер–база транзистора  $T_2$  прикладывается разность напряжений  $U_{R4}$  и  $U_{\text{оп}}$ , которая равна изменению напряжения на резисторе  $R_4$ , т. е.  $\Delta U_{R4}$ . Коллекторный ток  $I_{\text{к.у}}$  транзистора  $T_2$  увеличивается, и падение напряжения на резисторе  $R_1$  возрастает. Через резистор  $R_1$  протекают ток коллектора транзистора  $T_2$   $I_{\text{к.у}}$  и ток базы транзистора  $T_1$   $I_{\text{б.п}}$ . Для увеличения коэффициента стабилизации по напряжению  $K_{\text{ст.н}}$  необходимо обеспечить такой режим работы, чтобы ток коллектора  $I_{\text{к.у}}$  был бы много больше тока базы регулирующего транзистора  $I_{\text{б.п}}$ :  $I_{\text{к.у}} \gg I_{\text{б.п}}$ . Тогда падение напряжения на резисторе  $R_1$  будет определяться в основном током коллектора УПТ  $I_{\text{к.у}}$ , а изменение тока базы  $T_1$   $I_{\text{б.п}}$  будет зависеть от изменения падения напряжения на резисторе  $R_1$ . На практике бывает достаточно обеспечить выполнение неравенства

$$I_{\text{к.у}} \geq 10I_{\text{б.п}} . \quad (2.38)$$

При увеличении  $I_{\text{к.у}}$  и падении напряжения на  $R_1$  потенциал коллектора  $T_2$ , а следовательно, и потенциал базы транзистора  $T_1$  уменьшаются относительно общей точки (становятся менее положительными). Ток базы транзистора  $T_1$  уменьшится, сопротивление его перехода коллектор–эмиттер постоянному току увеличится, падение напряжения на

этом переходе возрастет и компенсирует увеличение напряжения на выходе стабилизатора. Напряжение на выходе стабилизатора (на сопротивлении нагрузки) изменяется незначительно по сравнению с его значением, которое было до появления возмущения на входе стабилизатора. Но выходное напряжение стабилизатора всегда имеет некоторое остаточное отклонение, напряжение не возвращается точно к прежнему значению. Остаточное отклонение зависит от чувствительности цепи обратной связи и является мерой статической точности системы автоматического регулирования.

При уменьшении входного напряжения или увеличении тока нагрузки стабилизатор напряжения работает аналогично.

В установившемся режиме при отсутствии возмущений работа стабилизатора напряжения описывается соотношениями:

$$U_{вх} = U_{вых} + U_{к.р}, \quad I_{вх} = I_{н} + I_{д} + I_{ст}, \quad U_{оп} = \sigma U_{вых}, \quad (2.39)$$

где  $U_{к.р}$  – падение напряжения на переходе коллектор–эмиттер транзистора  $T_1$ , являющегося регулятором;

$I_{д}$  – ток через следящий делитель:  $I_{д} = (5 \div 10\%) I_{н}$ ;

$I_{ст}$  – среднее значение тока через стабилитрон  $D_1$ .

Величина  $I_{ст}$  определяется соотношением  $(I_{ст.мин} + I_{ст.м})/2$ ;  $\sigma$  – коэффициент деления следящего делителя:

$$\sigma = R_4 / (R_3 + R_4). \quad (2.40)$$

На регулирующем транзисторе рассеивается мощность  $P_{к.р}$ . Величина этой мощности в процессе работы стабилизатора все время изменяется, поддерживая неизменное значение мощности в нагрузке при  $R = const$ . Величина мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе,

$$P_{к.р} = U_{к.р} I_{вх}. \quad (2.41)$$

С учетом (2.39)

$$P_{к.р} = (U_{вх} - U_{вых}) (I_{н} + I_{д} + I_{ст}). \quad (2.42)$$

Регулирующий транзистор работает в активной области, поэтому падение напряжения  $U_{к.р}$  на нем должно быть больше величины напряжения насыщения транзистора  $U_{к.н}$  к которому прибавляется амплитуда переменной составляющей  $U_{п}$  входного напряжения:

$$U_{к.р} > (U_{к.н} + U_{п}). \quad (2.43)$$

Минимальное значение напряжения на входе стабилизатора  $U_{вх \min}$  при заданном  $U_{вых}$  находится по (2.39) и (2.43).

Коэффициент полезного действия стабилизатора постоянного напряжения определяется как отношение мощности на нагрузке к мощности,



потребляемой от источника энергии постоянного тока с нестабилизированным напряжением  $U_{\text{вх}}$  при номинальном значении этого напряжения:

$$\eta = P_{\text{н}}/P_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} I_{\text{н}}/U_{\text{вх,ном}} I_{\text{вх}} \quad (2.44)$$

Составляющие входного тока  $I_{\text{ст}}$  и  $I_{\text{д}}$ , как правило, много меньше тока нагрузки  $I_{\text{н}}$ , поэтому для ориентировочных расчетов принимают  $I_{\text{вх}} \approx I_{\text{н}}$  и величина КПД оценивается приближенной формулой

$$\eta \approx U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} \quad (2.45)$$

Источником опорного напряжения в схеме компенсационного стабилизатора является параметрический стабилизатор, выполненный на стабилитроне  $D_1$  и балластном резисторе  $R_2$  с коэффициентом стабилизации  $K_{\text{ст,н.п}}$  в соответствии с (2.32):

$$K_{\text{ст,н.п}} = \frac{R_2/R_{\text{д}}}{U_{\text{вых,п}}/U_{\text{вх,п}}} \approx \frac{R_2/R_{\text{д}}}{U_{\text{оп}}/U_{\text{вых}}} \quad (2.46)$$

где  $U_{\text{вых,п}}$  – напряжение на выходе параметрического стабилизатора, т. е.  $U_{\text{оп}}$ ;

$U_{\text{вх,п}}$  – напряжение на входе параметрического стабилизатора, т. е.  $U_{\text{вых}}$ ;

$R_{\text{д}}$  – дифференциальное сопротивление стабилитрона  $D_1$ .

Поскольку параметрический стабилизатор подключается параллельно нагрузке, т. е. к выходному напряжению  $U_{\text{вых}}$ , стабильность напряжения  $U_{\text{оп}}$  выше стабильности выходного напряжения компенсационного стабилизатора в  $K_{\text{ст,н.п}}$  раз. Тип стабилитрона  $D_1$  при заданном значении  $U_{\text{вых}}$  выбирается в соответствии с (2.39). Величина коэффициента деления следящего делителя  $\theta$  выбирается обычно 0,4–0,9, что позволяет обеспечить достаточно высокий коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст,н}}$ , а также возможность нормальной работы УПП и источника опорного напряжения.

Недостатками компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием являются: необходимость применения радиаторов для обеспечения нормального теплового режима регулирующего транзистора; большие масса и габариты, обусловленные применением радиаторов; невысокие значения КПД (40 – 60%) из-за необходимости рассеивания части мощности на регулирующем транзисторе.

### Защита транзисторных стабилизаторов напряжения

Широкое внедрение транзисторных стабилизаторов постоянного напряжения в аппаратуру связи особенно остро поставило вопрос повышения надежности их работы с учетом возможности возникновения аварийных режимов. Короткое замыкание в устройстве, потребляющем электроэнергию, приводит к перегрузке стабилизатора по току. При выходе из строя РЭ стабилизатора возможно увеличение напряжения на его выходе до уровня напряжения на входе. Известно, что современные полупроводниковые приборы (транзисторы, диоды, интеграль-

ные микросхемы и т.д.) обладают высокими показателями, но весьма чувствительны к перегрузкам по напряжению и току. Поэтому в случае аварии стабилизатора, приводящей к увеличению напряжения на его выходе, как правило, выходит из строя и устройство, потребляющее энергию. Современный источник вторичного электропитания, в том числе и стабилизатор, должен иметь устройство автоматической защиты, предназначенное для защиты элементов стабилизатора при перегрузке по току за счет аварии в устройстве, потребляющем энергию, а также элементов устройства, потребляющего энергию при перенапряжении на выходе стабилизатора за счет аварии в нем. Плавкие предохранители и электромагнитные реле не могут оперативно защищать транзисторную аппаратуру ввиду большой инерционности их работы. Наиболее полно отвечает поставленной задаче применение бесконтактных устройств защиты, выполненных на полупроводниковых приборах. Бесконтактные устройства защиты не должны оказывать влияние на работу стабилизатора при нормальном режиме.

Рассмотрим принцип действия основных бесконтактных схем защиты.

*Защита стабилизатора от перегрузки по току и короткого замыкания.* Основная задача защиты стабилизатора — автоматическое прекращение передачи энергии от выпрямителя через стабилизатор в неисправное устройство, потребляющее энергию. Наиболее рационально это достигается изменением режима работы регулирующего транзистора стабилизатора.

Защита может осуществляться и постановкой регулирующего транзистора в дискретный режим работы, когда транзистор скачком переводится в режим отсечки при превышении током нагрузки допустимого значения. Достоинством такого режима работы регулирующего транзистора является небольшая мощность, рассеиваемая на транзисторе при перегрузке по току или КЗ, а также почти полное отключение неисправной нагрузки от источника энергии.

## 2.2. Выполнение работы

1. Запустить программу Measure2.exe.
2. Загрузить файл ... \LIN\_STB\stb\_prm.spc (параметрический стабилизатор напряжения).
  - 2.1. Ввести номер своего варианта.
  - 2.2. Изменяя напряжение на входе стабилизатора (контрольная точка 2) от 2 В до 10 В снять амплитудную характеристику параметрического стабилизатора напряжения. Результаты измерений занести в табл. 2.1.

Таблица 2.1

**Амплитудная характеристика параметрического  
стабилизатора напряжения**

$U_{вх}, В$ (КТ2)	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	
$U_{вых}, В$ (КТ1)									
$U_{вх}, В$ (КТ2)	6,0	6,5	7,0	7,5	8,0	8,5	9,0	9,5	10
$U_{вых}, В$ (КТ1)									

Определить напряжение стабилизации  $U_{ст0}$  (начало горизонтально-го участка амплитудной характеристики).

2.3. Изменяя напряжение на входе стабилизатора, установить на выходе напряжение  $U_{ст0}$ . Зафиксировать значение  $U_{вх0}$ . Увеличить напряжение на входе стабилизатора на 1 В, измерить  $U_{вых}$  и определить

$$\Delta U_{вых} = U_{вых} - U_{ст0}. \quad (2.47)$$

Определить значение коэффициента стабилизации:

$$K_{ст} = \left( \frac{U_{вх}}{U_{вх0}} \right) \left( \frac{U_{вых}}{U_{ст0}} \right), \quad (2.48)$$

где  $\Delta U_{вх} = 1 В$ .

2.4. Изменяя значение сопротивления гасящего резистора  $R_2$ , повторить пункт 2.3. Результаты измерения занести в табл. 2.2. Определить значение  $K_{ст}$ .

Таблица 2.2

**Зависимость величины  $K_{ст}$  от величины сопротивления  
гасящего резистора**

$R_2, Ом$	50	75	100	150	200	300	500	1000
$U_{вх0}, В$								
$\Delta U_{вх}, В$								
$K_{ст}$								
$I_{вх}, А$								
$P_{вх}, Вт$								
$P_{вых}, Вт$								
$\eta$ (к.п.д.)								

По формуле

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{КТ2}} - U_{\text{КТ1}}}{R_2} \quad (2.49)$$

определить входной ток стабилизатора для значений  $R_2$ , приведенных в табл. 2.

По формуле

$$P_{\text{вх}} = U_{\text{КТ2}} \cdot I_{\text{вх}}$$

определить мощность на входе стабилизатора. Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.

По формуле

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{КТ1}}^2}{R_3}$$

определить мощность на выходе стабилизатора.

По формуле

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$$

определить коэффициент полезного действия параметрического стабилизатора напряжения.

Результаты измерений и расчетов занести в таблицу 2.2.

2.5. Установить первоначальные значения параметров элементов схемы параметрического стабилизатора напряжения ( $R_2 = 100 \text{ Ом}$ ;  $R_3 = 1000 \text{ Ом}$ ).

Изменяя напряжение на входе стабилизатора (КТ2), установить на выходе напряжение  $U_{\text{ст0}}$ .

Определить номинальное значение тока в нагрузке:

$$I_{\text{н0}} = \frac{U_{\text{ст0}}}{R_3}. \quad (2.50)$$

Установить величину сопротивления нагрузки  $R_3 = 900 \text{ Ом}$ .

Зафиксировать соответствующую величину  $U_{\text{вых}}$ .

Определить соответствующий ток нагрузки  $I_l = \frac{U_{\text{вых}}}{R_3}$ .

Определить внутреннее сопротивление стабилизатора:

$$r_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}}, \quad (2.51)$$

где  $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых0}} - U_{\text{вых}}$ ;  $\Delta I_{\text{н}} = I_{\text{н0}} - I_{\text{н}}$ .

Изменяя значение сопротивления нагрузки  $R_3$  в соответствии с табл. 2.3 определить соответствующие значения  $r_{ст}$ .

Таблица 2.3

**Зависимость сопротивления стабилизатора от сопротивления нагрузки**

$R_3, \text{ Ом}$	800	900	1000	1100	1200
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$					
$I_H, \text{ А}$					
$\Delta U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$			–		
$\Delta I_H, \text{ А}$			–		
$r, \text{ Ом}$			–		

2.6. Установить величину гасящего резистора  $R_2 = 10 \text{ Ом}$ .

Плавно увеличивая напряжение на входе, зафиксировать момент перегорания стабилитрона.

Измерить  $U_{\text{ВХ}}$ , соответствующее перегоранию стабилитрона (КТ2), и определить максимальный ток через стабилитрон:

$$I_{\text{max}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_2}.$$

3. Загрузить файл ... \LIN\_STB\stb3m.spc (стабилизатор напряжения с защитой  $U_{\text{ВХ}} = 15...25 \text{ В}$ ).

3.1. Ввести номер своего варианта.

3.2. Изменяя значение напряжения на входе стабилизатора (источник напряжения Е1) снять амплитудную характеристику стабилизатора. Результаты измерения занести в табл. 2.4.

Таблица 2.4

**Амплитудная характеристика компенсационного стабилизатора напряжения**

$U_{\text{ВХ}}, \text{ В}$	6	8	10	12	14	16	
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$							
$U_{\text{ВХ}}, \text{ В}$	20	22	24	26	28	30	32
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$							

3.3. По формуле (2.48) определить коэффициент стабилизации для указанных в табл. 2.5 значений входного напряжения.

Таблица 2.5

**Коэффициенты стабилизации**

$U_{вх0}, В$	8	12	16	20	24	28	32
$\Delta U_{вх}, В$	1	1	1	1	1	1	1
$U_{вых0}, В$							
$\Delta U_{вых}, В$							
$K_{ст}$							

3.4. Уменьшая сопротивление нагрузки  $R_6$ , перевести стабилизатор в режим стабилизации тока ( $I_{ндоп} = const$ ) и определить допустимый ток нагрузки:  $I_{ндоп} = U_{вых} / R_n$ .

**2.3. Содержание отчета**

1. Титульный лист (Приложение 1).
2. Цель работы.
3. Схемы исследуемых стабилизаторов напряжения.
4. Таблицы 2.1, 2.2, 2.3, 2.4, 2.5 с результатами измерений.
5. Графики амплитудных характеристик по табл. 2.1 и 2.4.
6. Выводы о проделанной работе.

**2.4. Контрольные вопросы**

1. Как определяется коэффициент стабилизации?
2. Как определяется дифференциальное сопротивление стабилизатора напряжения?
3. Укажите достоинства и недостатки простейшего параметрического стабилизатора напряжения.
4. Для чего используется последовательное соединение стабилизаторов?
5. Почему не допускается параллельное соединение стабилизаторов?
6. Как строятся многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов напряжения?
7. Дайте функциональную схему компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием.

8. Объясните работу принципиальной схемы компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента.

9. Чем определяется коэффициент стабилизации в компенсационном стабилизаторе напряжения?

10. Укажите недостатки компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием.

11. Как строятся схемы защиты компенсационных стабилизаторов напряжения от перегрузки по току?

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

### Стабилизаторы напряжения с импульсным регулированием

**Цель работы:** изучение принципиальных схем импульсных стабилизаторов напряжения и установление взаимосвязей между параметрами схемных элементов и характеристиками стабилизаторов.

#### 3.1. Теоретические сведения

##### Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения с импульсным регулированием

Постоянное совершенствование аппаратуры связи предъявляет все более высокие требования к таким показателям качества источников вторичного электропитания, как надежность, коэффициент стабилизации, выходное сопротивление, масса и габариты, энергетическая эффективность и др. Эти требования противоречивы. Так, уменьшение выходного сопротивления может быть достигнуто за счет усложнения схемы стабилизатора, что приводит к уменьшению надежности и увеличению его массы. Повышение КПД стабилизаторов напряжения и тока возможно только за счет уменьшения потерь мощности в элементах стабилизатора, что при непрерывном способе регулирования весьма затруднено. При увеличении мощности, отдаваемой стабилизатором в нагрузку, увеличиваются габариты и масса радиаторов, необходимых для нормального теплового режима работы регулирующих транзисторов.

Эффективным способом достижения компромиссного решения для удовлетворения указанных противоречивых требований является использование импульсного режима работы регулирующего транзистора стабилизатора, который периодически переключается из режима насыщения в режим отсечки. При этом резко уменьшаются мощность, рассеиваемая регулирующим транзистором, масса и габариты радиаторов, повышается КПД стабилизатора. При импульсном режиме работы регулирующего транзистора стабилизация напряжения на нагрузке осуществляется за счет изменения соотношения времени открытого и закрытого состояний регулирующего элемента таким образом, что на нагрузке поддерживается неизменным среднее значение напряжения с заданной степенью точности при воздействии возмущений, стремящихся вызвать отклонение этого напряжения от его номинального значения. Применение импульсного режима работы регулирующего элемента позволяет повысить КПД стабилизатора постоянного напряжения до 90–95%.



Значение мощности в нагрузке определяется напряжением источника, сопротивлением нагрузки и соотношением времени открытого и закрытого состояний транзистора. Изменяя это соотношение, можно регулировать мощность, передаваемую в нагрузку, без значительных ее потерь на регулирующем элементе.

Для сглаживания пульсаций, вызванных периодическим замыканием и размыканием транзисторного ключа, в силовую цепь стабилизатора включают пассивный сглаживающий фильтр. Соотношение интервалов времени открытого и закрытого состояний транзисторного ключа определяется сигналом, формируемым в цепи обратной связи.

Стабилизатор напряжения (тока), регулируемый элемент которого работает в режиме периодического переключения, называется стабилизатором с импульсным регулированием, или импульсным (ключевым) стабилизатором.

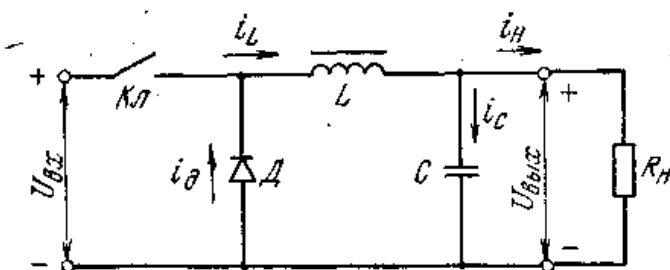


Рис. 3.1. Функциональная схема силовой цепи импульсного стабилизатора постоянного напряжения типа ПН

На рис. 3.1 приведена функциональная схема силовой цепи компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с импульсным регулированием, в котором регулируемый элемент условно показан в виде ключа *Кл*. Этот ключ периодически замыкается, и на вход Г-образного сглаживающего LC-фильтра подаются импульсы напряжения (рис. 3.2), амплитуда которых равна величине входного напряжения  $U_{вх}$ , а длительность  $t_n$  – времени, соответствующему замкнутому состоянию ключа *Кл*. Интервал, в течение которого ключ *Кл* разомкнут, равен длительности паузы  $t_p$  между соседними импульсами. Период следования импульсов равен сумме длительностей импульсов  $t_n$  и  $t_p$ :  $T = t_n + t_p$ .

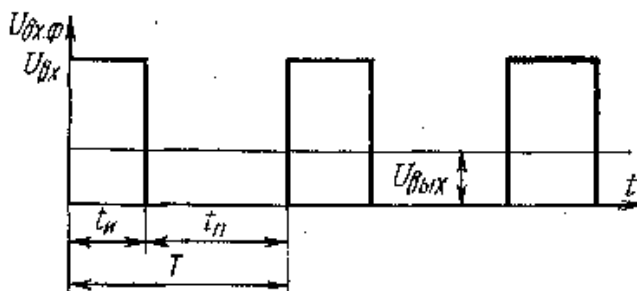


Рис. 3.2. График изменения во времени напряжения на входе сглаживающего фильтра в импульсном стабилизаторе типа ПН

Для идеального сглаживающего фильтра, в котором нет падения напряжения, среднее значение напряжения на выходе фильтра, т. е. на выходе стабилизатора:

$$U_{\text{ввых}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} U_{\text{вх}} dt = U_{\text{вх}} \frac{t_n}{T}. \quad (3.1)$$

Из полученного соотношения следует, что при постоянных значениях  $U_{\text{вх}}$  и  $T$  величина выходного напряжения стабилизатора  $U_{\text{ввых}}$  пропорциональна длительности импульса  $I_n$ . Отношение длительности импульсов  $I_n$  к периоду их следования  $T$  называется коэффициентом заполнения:

$$K_3 = t_n / T. \quad (3.2)$$

Соответственно при  $T = \text{const}$  получается

$$U_{\text{ввых}} = K_3 U_{\text{вх}}, \quad (3.3)$$

где  $K_3 < 1$ , т. е. среднее значение выходного напряжения в рассматриваемой схеме будет всегда меньше среднего значения входного напряжения. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения, у которых  $U_{\text{ввых}} < U_{\text{вх}}$ , называются понижающими или типа ПН.

Для импульсного стабилизатора типа ПН постоянство напряжения на выходе при изменении входного напряжения обеспечивается соответствующим изменением коэффициента заполнения  $K_3$ . Если напряжение на входе стабилизатора уменьшается:  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх}} - \Delta U_{\text{вх}}$ , то  $U_{\text{ввых1}} = K_{31} U_{\text{вх1}}$ . Если при номинальном значении входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  величина выходного напряжения определялась соотношением (3.3), то для постоянства напряжения на выходе стабилизатора:  $U_{\text{ввых}} = \text{const}$  – необходимо, чтобы  $K_{31} > K_3$ .

Коэффициент сглаживания пульсаций Г-образного фильтра тем больше, чем выше частота пульсаций  $\omega_n$  по отношению к собственной частоте LC-контура  $\omega_0$ , т. е. чем меньше период следования импульсов  $T$  по сравнению с периодом  $2\pi/\omega_0$ .

В момент замыкания ключа  $Kл$  на вход фильтра подается напряжение  $U_{вх}$  и через реактор  $L$  начинает протекать ток  $i(L)$ , возрастающий по линейному закону благодаря тому, что постоянная времени цепи  $\tau = L/R$  достаточно велика. Если рассматривается установившийся режим работы ключа (после большого числа его замыканий и размыканий), то к реактору прикладывается напряжение, равное разности между  $U_{вх}$  и напряжением на конденсаторе  $u_c$ :  $u_L = U_{вх} - u_c$ . При этом вентиль  $D$  оказывается закрытым под действием обратного напряжения, равного по величине  $U_{вх}$ . Конденсатор  $C$  сначала продолжает разряжаться на сопротивление нагрузки при  $u_c > (U_{вх} - u_L)$ , а затем начинает заряжаться при  $u_c < (U_{вх} - u_L)$ . В момент размыкания ключа  $Kл$  ток, протекающий через реактор, достигает некоторого максимального значения  $I_{Lm}$ , которому соответствует запасенная в магнитном поле реактора энергия  $LI_{Lm}^2/2$ . Ток в реакторе не может мгновенно снизиться до нуля.

В некотором интервале времени, в течение которого магнитный поток, сцепленный с витками обмотки реактора, снижается до нуля, в обмотке индуцируется ЭДС  $e_2 = -d\psi/dt = -Ldi_L/dt$ , противодействующая уменьшению МДС. Полярность этой ЭДС противоположна полярности ЭДС реактора в интервале времени, когда ключ был замкнут. Под действием ЭДС открывается вентиль  $D$ , и энергия реактора начинает поступать в нагрузку, поэтому ток реактора снижается до некоторого минимального значения  $I_{Lmin}$ , соответствующего моменту времени, когда ключ  $Kл$  снова замкнется, и т.д.

В интервале  $t_n$ , когда ключ разомкнут, конденсатор  $C$  сначала продолжает заряжаться при  $u_c < e_L$ , а затем уже разряжается при  $u_c > e_L$ . Если при этом ток, протекающий через реактор, не снижается до нуля ( $I_{Lmin} > 0$ ), то режим работы силовой цепи импульсного стабилизатора называется режимом непрерывного тока реактора. Режим прерывистого тока реактора, при котором в интервале  $t_n$  ток в обмотке реактора снижается до нуля, имеет тот недостаток, что ухудшается сглаживание пульсаций на выходе стабилизатора. Режим непрерывного тока реактора получается тогда, когда величина индуктивности реактора выбирается больше критической  $L_{кр}$ , которая соответствует нулевому значению тока в обмотке реактора в момент, предшествующий замыканию ключа  $Kл$ .

При непрерывном протекании тока через индуктивность среднее значение тока в нагрузке  $I_n$  равно среднему значению тока индуктивности:

$$I_n = \sqrt{I_{Lm} + I_{Lmin}} \sqrt{2}. \quad (3.4)$$

Функциональная схема силовой цепи импульсного стабилизатора постоянного напряжения типа ПН, приведенная на рис. 3.1, содержит четыре основных элемента: ключ  $Kл$ , реактор  $L$ , конденсатор  $C$  и вентиль  $D$ . Из этих же элементов можно синтезировать силовую цепь импульсного стабилизатора постоянного напряжения, у которого величина напряжения на выходе  $U_{вых}$  будет больше величины напряжения на его входе  $U_{вх}$ . Функциональная схема силовой цепи такого стабилизатора, называемого повышающим или типа ПВ, приведена на рис. 3.3.

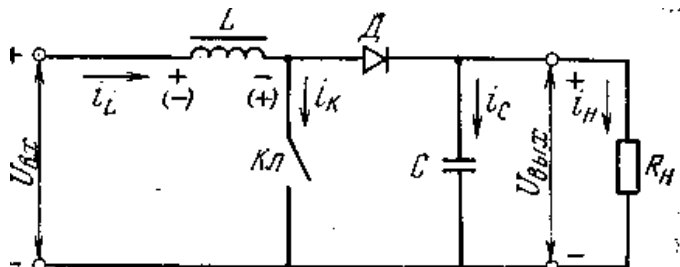


Рис. 3.3. Функциональная схема силовой цепи импульсного стабилизатора постоянного напряжения типа ПВ

Рассмотрим установившийся режим работы ключа  $Kл$ . При его замыкании к реактору,  $L$  прикладывается входное напряжение  $U_{вх}$  и через реактор начинает протекать линейно нарастающий ток, поскольку постоянная времени цепи заряда  $\tau_z = L/R_L$  ( $R_L$  – активное сопротивление обмотки реактора) обычно много больше времени, в течение которого ключ  $Kл$  замкнут. Предполагаем, что реактор работает в режиме непрерывного протекания тока. При этом в магнитном поле реактора запасается электромагнитная энергия, равная  $W_L = Li^2_L/2$ . Вентиль  $D$  в этот интервал не пропускает тока, так как к нему приложено обратное напряжение  $U_C$  конденсатора  $C$ , которое образовалось в результате большого числа замыканий и размыканий ключа  $Kл$ . Напряжение на сопротивлении нагрузки  $R_H$  в интервале  $t_n$  равно напряжению на конденсаторе  $C$ . Электродвижущая сила обмотки реактора в этом интервале равна величине входного напряжения и имеет полярность, обратную полярности напряжения на входе  $U_{вх}$  (показана на рис. 3.3 без скобок).

При размыкании ключа  $Kл$  ток, протекающий через реактор, и магнитный поток в сердечнике реактора не могут мгновенно снизиться до нуля. За время, в течение которого магнитный поток снижается, в обмотке реактора индуцируется ЭДС  $e_L = -wd\Phi/dt$ , которая противодействует уменьшению МДС и имеет полярность, согласную с полярностью входного напряжения. Электродвижущая сила самоиндукции  $e_L$  оказывается включенной последовательно с напряжением  $U_{вх}$ . Суммарное напряжение ( $U_{вх} + e_L$ ) открывает вентиль  $D$  и дозаряжает конденсатор  $C$ .

Таким образом, напряжение на нагрузке получается больше входного напряжения на величину, равную ЭДС самоиндукции реактора  $e_L$ .

Реактор в схеме стабилизатора типа ПВ не участвует в сглаживании пульсаций напряжения на сопротивлении нагрузки, а является элементом, в котором запасается электромагнитная энергия во время  $t_{\text{н}}$ . В интервале  $t_{\text{н}}$  эта энергия суммируется с энергией источника входного напряжения и передается в нагрузку. Поэтому наличие конденсатора С в схеме стабилизатора является принципиально необходимым, так как он является единственным элементом, обеспечивающим поддержание постоянного напряжения на нагрузке стабилизатора в интервале  $t_{\text{н}}$ . В импульсном стабилизаторе типа ПВ напряжение на выходе стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  связано с напряжением на его входе  $U_{\text{вх}}$  выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 - K_3}, \quad (3.5)$$

где  $K_3$  – коэффициент заполнения, определяемый по (3.2). Из (3.5) следует, что выходное напряжение стабилизатора типа ПВ всегда больше входного. Выходное напряжение тем больше входного, чем больше значение коэффициента заполнения  $K_3$ .

Приведенный выше принцип действия двух основных схем импульсных стабилизаторов постоянного напряжения показывает, что при импульсном методе стабилизации постоянного напряжения, не изменяя величины напряжения на входе стабилизатора  $U_{\text{вх}}$ , можно регулировать величину стабилизированного выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ . При этом отпадает необходимость применения трансформатора, который является обязательным элементом преобразователя постоянного напряжения (см. гл. 6), также осуществляющего преобразование постоянного напряжения. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения позволяют преобразовывать постоянное напряжение одного значения в постоянное напряжение других значений и полярности и одновременно обеспечивают стабилизацию этого напряжения.

В схемах силовых цепей импульсных стабилизаторов постоянного напряжения типов ПН, ПВ и ПИ в качестве ключа Кл, как правило, используется транзистор, работающий в импульсном режиме. Транзистор, работающий в режимах насыщения и отсечки, по своим параметрам наиболее близок к идеальному ключу, так как сопротивление его перехода коллектор–эмиттер в состоянии насыщения мало (для мощных кремниевых транзисторов 0,1–0,250м), а сопротивление в состоянии отсечки велико и достигает  $10^5$ – $10^6$  Ом. Для управления транзистором при импульсном режиме его работы используется цепь обратной связи, назначение которой состоит в изменении длительности импульсов или пауз между ними в соответствии с величиной отклонения выходного напряжения стабилизатора.

Если цепь обратной связи формирует сигнал, который открывает регулирующий транзистор при уменьшении выходного напряжения ниже уровня (порога)  $U_{\text{вых min}}$  и закрывает регулирующий транзистор при увеличении выходного напряжения выше порога  $U_{\text{вых m}}$ , то такой стабилизатор называют *релейным* или *двухпозиционным*.

Цепь обратной связи преобразует непрерывный во времени сигнал (отклонения выходного напряжения) в импульсный сигнал, который имеет дискретный характер. Такой процесс преобразования непрерывного сигнала называется *квантованием* сигнала. В этом случае непрерывный сигнал квантуется по уровню. Сигнал, квантованный по уровню, может принимать только вполне определенные дискретные значения, соответствующие пороговым значениям непрерывного сигнала.

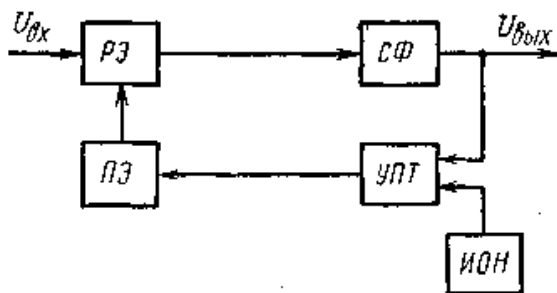


Рис. 3.4. Структурная схема двух позиционного импульсного стабилизатора постоянного напряжения

Частота переключения регулирующего транзистора в релейном стабилизаторе не постоянна, а изменяется в процессе работы стабилизатора в зависимости от изменения входного напряжения и тока нагрузки.

Импульсный стабилизатор постоянного напряжения с релейным регулированием в цепи обратной связи имеет пороговый элемент, напряжение, на выходе которого принимает дискретные значения 0, и  $U_y$  при изменении напряжения на выходе стабилизатора от  $U_{\text{вых m}}$  до  $U_{\text{вых min}}$ . Амплитуды пульсации напряжения на выходе стабилизатора также определяются пороговыми значениями напряжений  $U_{\text{вых m}}$  и  $U_{\text{вых min}}$ .

На рис. 3.4 приведена структурная схема импульсного стабилизатора постоянного напряжения с релейным регулированием, силовая цепь которого выполнена по схеме ПН.

Напряжение  $U_{\text{вых}}$  (или его часть) поступает на вход усилителя постоянного тока УПТ, где сравнивается с опорным напряжением источника (ИОН). Разность этих напряжений усиливается в УПТ и поступает на вход порогового элемента ПЭ. При возрастании выходного напряже-

ния до значения  $U_{\text{вых м}}$  напряжение на выходе УПТ достигает значения, равного верхнему порогу срабатывания порогового элемента ПЭ, который скачком изменяет свое состояние, и формирует сигнал, выключающий регулирующий элемент РЭ. При этом напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться. При уменьшении выходного напряжения до значения  $U_{\text{вых мин}}$  напряжение на выходе УПТ достигает значения, равного нижнему порогу срабатывания ПЭ, который формирует сигнал на включение РЭ. Напряжение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться, и далее процесс повторяется. Таким образом, регулирующий элемент включается и выключается в моменты времени, когда величина выходного напряжения стабилизатора достигает значений  $U_{\text{вых мин}}$  и  $U_{\text{вых м}}$ . Среднее значение этого напряжения на выходе СФ равно номинальной величине напряжения на нагрузке  $U_{\text{вых.ном}}$ , а амплитуда пульсации равна  $(U_{\text{вых м}} - U_{\text{вых мин}})/2$ .

При увеличении напряжения на входе стабилизатора  $U_{\text{вх}}$  скорость возрастания выходного напряжения увеличивается и пороговый элемент ПЭ раньше формирует сигнал на выключение РЭ, уменьшая тем самым длительность  $t_{\text{и}}$  включенного состояния РЭ. Время  $t_{\text{п}}$  в течение которого РЭ находится в выключенном состоянии, определяется только временем разряда емкости  $C$  силовой цепи на сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$  (см. рис. 3.1), поскольку в этот интервал входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  отключено от схемы. Частота переключения РЭ в релейном стабилизаторе изменяется при изменении напряжения на входе стабилизатора  $U_{\text{вх}}$ , так как изменяется период  $T = t_{\text{и}} + t_{\text{п}}$ .

Изменение частоты переключения РЭ под воздействием дестабилизирующих факторов является недостатком релейных импульсных стабилизаторов постоянного напряжения, так как элементы сглаживающего фильтра СФ ( $L$  и  $C$ ) должны быть рассчитаны из условия снижения амплитуды пульсаций на нагрузке до допустимой величины при минимальном значении частоты. Амплитуда пульсаций выходного напряжения  $(U_{\text{вых м}} - U_{\text{вых мин}})/2$  определяется разностью напряжений верхнего и нижнего порогов срабатывания ПЭ и коэффициентом усиления УПТ. Она может быть уменьшена путем увеличения коэффициента усиления УПТ и уменьшения разности между нижним и верхним порогами срабатывания ПЭ.

Достоинством релейного импульсного стабилизатора постоянного напряжения является относительная простота схемы и практическая безынерционность работы, так как момент переключения РО определяется пороговыми значениями  $U_{\text{вых}}$ .

Возможен другой способ управления ключевым режимом работы регулирующего транзистора импульсного стабилизатора постоянного напряжения, при котором частота переключения не изменяется в процессе работы. На базу регулирующего транзистора поступает импульсный сигнал с выхода специального управляемого генератора импульс-

ного напряжения. Частота повторения импульсов  $T$  определяется значениями элементов генератора, а коэффициент заполнения  $K_z$  зависит от величины сигнала управления, поступающего на управляющий вход генератора. При изменении величины сигнала управления изменяется длительность импульса на выходе генератора при относительном постоянстве периода повторения импульсов, т. е. изменяется величина коэффициента заполнения  $K_z$ . Непрерывный сигнал (изменение выходного напряжения стабилизатора) преобразуется в импульсный (дискретный), который управляет режимом работы регулирующего транзистора.

Управление импульсным режимом работы регулирующего транзистора осуществляется путем квантования непрерывного сигнала по времени; сигнал на базе регулирующего транзистора изменяется скачками в фиксированные моменты, определяемые периодом повторения импульсного сигнала. Способ управления работой регулирующего транзистора импульсного стабилизатора, когда на его базу подается импульсный сигнал с постоянным периодом повторения и изменяющейся в зависимости от изменения выходного напряжения длительностью импульса, называется *широотно-импульсным*. Устройство, осуществляющее такое преобразование непрерывного сигнала, называется *широотно-импульсным* модулятором (ШИМ), а импульсный стабилизатор носит название стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией.

В импульсном стабилизаторе с ШИМ при постоянстве периода повторения импульсов  $T = \text{const}$  изменяется коэффициент заполнения  $T = t_n/T$ .

Длительность импульса при отклонении выходного напряжения от номинального значения изменяется двумя способами. Если отклонение выходного напряжения вызывает изменение режима работы генератора импульсов ГИ, на выходе которого формируются импульсы изменяющейся длительности, то такой способ формирования импульсного сигнала называется *широотно-импульсной модуляцией первого рода*. На рис. 3.5, а показана структурная схема импульсного стабилизатора постоянного напряжения с ШИМ I рода.

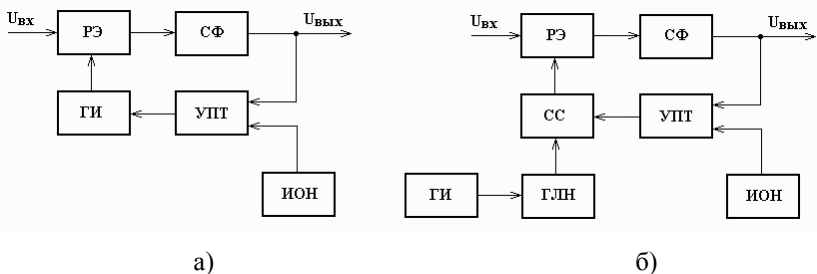


Рис. 3.5. Структурные схемы импульсных стабилизаторов с широтно-импульсным управлением



Если мгновенное значение выходного напряжения  $U_{\text{вых}}(t)$  сравнивается с линейно изменяющимся напряжением  $U_{\text{шт}}(t)$  имеющим постоянный период повторения  $T$ , а длительность импульса относительно постоянных значений  $nT$  (где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ) определяется моментом сравнения этих напряжений, то такой способ формирования импульсного сигнала называется *широтно-импульсной модуляцией второго рода*. На рис. 3.5, б приведена структурная схема импульсного стабилизатора постоянного напряжения с ШИМ II рода, где ГЛН – генератор линейно изменяющегося пилообразного напряжения; СС – схема сравнения.

Стабилизатор постоянного напряжения с импульсным режимом работы регулирующего элемента является замкнутой импульсной системой автоматического регулирования, структурная схема которой представлена на рис. 3.6. Импульсная схема автоматического регулирования состоит из двух частей: импульсного элемента ИЭ, преобразующего непрерывный сигнал в последовательность импульсов, и непрерывной части НЧ, в которой формируется непрерывный сигнал из последовательности модулированных импульсов.

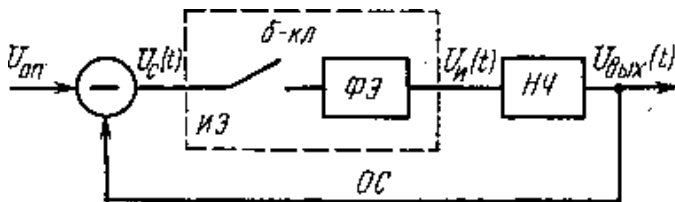


Рис. 3.6. Структурная схема импульсного стабилизатора в виде системы автоматического регулирования

С помощью цепи обратной связи ОС уровень сигнала на выходе НЧ (выходное напряжение стабилизатора) поддерживается постоянным. На вход импульсного элемента подается непрерывный сигнал рассогласования, равный разности между опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$  и выходным напряжением:  $u_c(t) = U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}}(t)$ .

Импульсный элемент можно представить состоящим из  $\delta$ -ключа ( $\delta$ -кл.) и формирующего элемента ФЭ. С помощью  $\delta$ -кл. непрерывная функция  $u_c(t)$  преобразуется в последовательность импульсов  $u_c(nT)$ , имеющих бесконечно малую длительность и бесконечно большую амплитуду, модулированных сигналом  $u_c(t)$ :

$$u_c(t) \approx u_c \left( \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT) \right) \approx u_c \left( \delta_T \right) \quad (3.6)$$

Формирующий элемент преобразует последовательность  $\delta$ -импульсов  $u_c(nT)$  в последовательность модулированных импульсов конечной амплитуды и длительности  $u_n(t)$ :

$$u_n(s) = \sum_{n=0}^{\infty} S(-nT) u_c(nT) \quad (3.7)$$

где  $S(t)$  – функция, описывающая импульс.

Передаточная функция формирующего элемента ФЭ имеет вид

$$H_{ФЭ}(p) = \int_0^{\infty} S(t) e^{-pt} dt. \quad (3.8)$$

При условии, что передаточная функция  $\delta$ -кл. равна 1, а передаточная функция непрерывной части НЧ обозначается  $H_{нч}(p)$ , передаточная функция системы определяется как произведение передаточных функций ее элементов:

$$H(s) = H_{ФЭ}(s) H_{нч}(s). \quad (3.9)$$

Для импульсного стабилизатора типа ПН схема непрерывной части соответствует схеме Г-образного LC-фильтра с активной нагрузкой на выходе, показанной на рис. 3.7.

Считая, что реактор и конденсатор идеальны, получаем выражение для передаточной функции НЧ:

$$H_{нч}(p) = U_{в\ddot{y}x}(p) / U_{и}(p) = Z_2(p) / (Z_1(p) + Z_2(p)), \quad (3.10)$$

где  $Z_1(p) = pL$ ;  $Z_2(p) = \frac{pC \cdot R_n}{pC + R_n}$  при  $i(0) = 0$  и  $U(0) = 0$ .

Соответственно

$$H_{нч}(p) = \frac{1}{p^2 + p \frac{1}{R_n C} + \frac{1}{LC}}, \quad (3.11)$$

где  $1/LC = \omega_0^2$  – собственная частота контура LC-фильтра;

$L/C = \rho$  – волновое (характеристическое) сопротивление контура;

$\alpha = \rho/2R_n$  – коэффициент затухания контура.

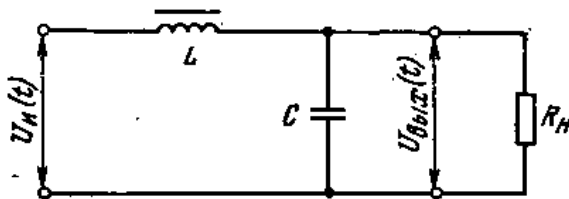


Рис. 3.7. Принципиальная схема непрерывной части стабилизатора типа ПН

Подставляем приведенные обозначения характеристик контура в выражение передаточной функции:

$$H_{\text{нч}}(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\alpha\omega_0 p + \omega_0^2}. \quad (3.12)$$

Полученное выражение передаточной функции (2.7) импульсного стабилизатора постоянного напряжения с учетом (2.8) и (2.12) позволяет исследовать как установившиеся, так и переходные процессы, протекающие в нем.

### 3.2. Выполнение работы

1. Загрузить файл... \PULS\_STB \p\_stb2\_3.spc (параллельный импульсный стабилизатор напряжения).

1.1. Ввести номер своего варианта, подключить измерительные приборы к выходу стабилизатора (КТЗ).

1.2. Изменяя входное напряжение (E1) от 1 В до 20 В, снять амплитудную характеристику параллельного импульсного стабилизатора напряжения. Результаты измерений занести в табл. 3.1.

Таблица 3.1

#### Амплитудная характеристика параллельного импульсного стабилизатора напряжения

$U_{\text{вх}}, \text{В}$	1	2	3	4	5	6	7
$U_{\text{вых}}, \text{В}$							
$U_{\text{вх}}, \text{В}$	8	9	10	12	14	16	20
$U_{\text{вых}}, \text{В}$							

Определить напряжение стабилизации  $U_{\text{вых0}}$  (начало горизонтального участка амплитудной характеристики).

1.3. Установить на входе стабилизатора  $U_{\text{вх.ном}}$ , соответствующее  $U_{\text{вх.ном}}$ . Увеличить входное напряжение на 1 В ( $\Delta U_{\text{вх}} \approx 1 \text{ В}$ ) и измерить соответствующее выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Определить приращение напряжения на выходе стабилизатора:

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} - U_{\text{вых.ном}}$$

Определить коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх.ном}}}{\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых.ном}}} \quad (3.12)$$

1.4. Установить режим «АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА» и определить частоту  $f_1$  и амплитуду 1-ой гармоники пульсаций  $U_{f1}$  на выходе стабилизатора.

Определить коэффициент пульсаций  $K_{п1}$  для первой гармоники по формуле:

$$K_{п1} = U_{f1} / U_{\text{вых}} \quad (3.13)$$

1.5. Подключить измерительные приборы к выходу генератора прямоугольных импульсов (КТ1), установить режим «ОСЦИЛЛОГРАФ» и измерить период  $T$  и длительность  $t_n$  импульсов, открывающих транзистор VT1.

Рассчитать коэффициент заполнения  $K_3$  по формуле:

$$K_3 = t_n / T.$$

Результаты измерений и расчетов занести в табл. 3.3.

Таблица 3.3

**Зависимость параметров импульсного стабилизатора  
от входного напряжения**

$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$U_{\text{вых}}, \text{ В}$											
$\Delta U_{\text{вых}}, \text{ В}$											
$K_{\text{ст}}$											
$f_1, \text{ кГц}$											
$U_{f1}, \text{ В}$											
$K_{п1}$											
$T, \text{ мс}$											
$t_n, \text{ мс}$											
$K_3$											

Повторить пункты 1.4 и 1.5 для входных напряжений, приведенных в табл. 3.2.

2. Загрузить файл... \PULS\_STB\pser\_stb.spc (последовательный импульсный стабилизатор напряжения).

2.1. Ввести номер своего варианта

2.2. Подать на динамический вход генератора прямоугольных импульсов последовательность прямоугольных импульсов амплитудой 1 В и частотой 10 кГц.

2.3. Изменяя входное напряжение (E1) от 1 В до 20 В, снять амплитудную характеристику последовательного импульсного стабилизатора напряжения. Результаты измерений занести в табл. 3.3.

Таблица 3.3

**Амплитудная характеристика последовательного импульсного стабилизатора напряжения**

$U_{вх}, В$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{вых}, В$									
$U_{вх}, В$	10	11	12	13	14	15	16	18	20
$U_{вых}, В$									

Определить номинальное значение выходного напряжения стабилизации  $U_{вых.ном}$  (начало горизонтального участка амплитудной характеристики) и соответствующее ему  $U_{вх.ном}$ .

2.4. Установить на входе стабилизатора  $U_{вх.ном}$  и измерить соответствующее ему выходное напряжение  $U_{вых.ном}$ . Увеличить входное напряжение на 1 В ( $\Delta U_{вх} \approx 1 В$ ) и измерить соответствующее выходное напряжение  $U_{вых}$ . Определить приращение напряжения на выходе стабилизатора:

$$\Delta U_{вых} = U_{вых} - U_{вых.ном}$$

Определить коэффициент стабилизации:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх.ном}}{\Delta U_{вых} / U_{вых.ном}} \quad (3.14)$$

2.5. Установить режим «АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА» и определить частоту и амплитуду 1-й гармоники пульсаций на выходе стабилизатора. Данные занести в табл. 3.4.

Таблица 3.4

**Зависимость коэффициента пульсаций от входного напряжения**

$U_{вх}, В$	14	15	16	17	18	19	20
$U_{вых}, В$							
$f_1, кГц$							
$U_{п1}, В$							
$K_{п1}$							

Определить коэффициент пульсаций  $K_{п1}$  для первой гармоники по формуле:

$$K_{п1} = U_{f_1} / U_{f_0} . \quad (3.15)$$

Рассчитать  $K_{ст}$  и  $K_{п1}$  по формулам (3.14) и (3.15) для всех случаев и внести в табл. 3.4.

**3.3. Содержание отчета**

1. Титульный лист (Приложение 1).
2. Цель работы.
3. Схемы исследуемых стабилизаторов напряжения.
4. Таблицы 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 с результатами измерений и расчетов.
5. Графики амплитудных характеристик по табл. 3.1 и 3.3.
6. Графики зависимости коэффициента пульсаций  $K_{п1}$ , коэффициента заполнения  $K_3$  от амплитуды входного напряжения  $U_{вх}$  (по табл. 3.2 и 3.4).
7. Выводы о проделанной работе.

**3.4. Контрольные вопросы**

1. Какие характеристики стабилизатора напряжения улучшаются при переходе от непрерывного регулирования к импульсному?
2. Какие характеристики стабилизатора напряжения ухудшаются при переходе от непрерывного регулирования к импульсному?
3. Какие способы изменения коэффициента заполнения используются в стабилизаторах с импульсным регулированием?
4. Какой стабилизатор называется релейным?
5. Перечислите достоинства и недостатки релейного стабилизатора напряжения.
6. Какой способ управления регулирующим транзистором называется широтно-импульсным?

7. Перечислите достоинства и недостатки импульсных стабилизаторов с ШИМ.

8. Какое назначение имеет емкость  $C_1$  в базовой цепи переключающего транзистора?

9. Укажите зависимость выходного напряжения стабилизатора от величины коэффициента заполнения.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

### Преобразователи постоянного напряжения (ППН)

**Цель работы:** изучение принципиальных схем преобразователей постоянного напряжения и установление взаимосвязей между параметрами схемных элементов и характеристиками стабилизаторов.

#### 4.1. Теоретические сведения

Для питания бытовой радиоэлектронной аппаратуры, как правило, требуются различные значения постоянного и переменного напряжений. Если источник первичного электропитания вырабатывает энергию постоянного тока одного напряжения (аккумуляторная батарея, выпрямительное устройство и т.д.), то для нормального функционирования бытовой радиоэлектронной аппаратуры применяют специальные устройства, преобразующие напряжение постоянного тока одной величины в различные напряжения постоянного или переменного тока другой величины. Такие устройства используются в качестве источников вторичного электропитания и называются *преобразователями постоянного напряжения* (ППН). Они выполняют функцию, обратную выпрямлению переменного тока, и преобразуют энергию постоянного тока в энергию переменного тока. Переменное напряжение выпрямляется и отфильтровывается сглаживающими фильтрами.

В настоящее время полупроводниковые ППН почти полностью вытеснили все другие типы преобразователей ввиду присущих им достоинств: высокое значение КПД (70-90%), малые габариты и масса, большой срок службы, возможность выполнения на относительно высокие значения выходной мощности. Ниже рассматриваются только статические ППН, выполненные на полупроводниковых приборах (транзисторах и тиристорах).

К ППН, используемым в качестве источников вторичного электропитания, предъявляется ряд требований, выполнение которых обеспечивает получение электрической энергии заданного количества и качества. Эти требования зависят от условий эксплуатации, характера нагрузки, рода выходного напряжения (постоянное или переменное), качества выходного напряжения и т.д.

Преобразователи, преобразующие энергию постоянного тока в энергию переменного тока, называют *инверторами*, а процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока – *инвертированием*. Если на выходе инвертора установить выпрямитель  $VU$  и сглаживающий фильтр  $CF$ , то получим ППН с выходом на постоян-



ном токе, который называют **конвертором**. Для получения необходимого напряжения  $U_H$  на выходе инвертора  $I$  должен быть установлен трансформатор, обеспечивающий получение требуемого переменного напряжения  $U_{пер}$ .

На рис. 4.1 представлена структура электрической цепи конвертора, по которой проходит основной поток энергии от источника с постоянным напряжением  $U_{пост}$  в нагрузку  $H$ . Такая цепь называется **силовой цепью** (цепью прямой передачи энергии). Кроме силовой цепи в состав ППН (инвертора или конвертора) входят (рис. 4.2) устройства, управляющие работой активных элементов преобразователя. Такие устройства называются **устройствами управления** (УУ). В состав ППН входят также цепи, осуществляющие защиту от выхода из строя элементов ППН при перенапряжении на входе и коротком замыкании в нагрузке. Такие цепи называются **цепями защиты** (З).

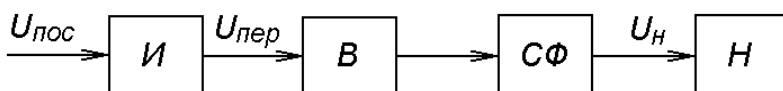


Рис. 4.1. Структурная схема конвертора

Для выполнения различных дополнительных функций (сигнализации, дистанционного включения, измерения напряжений и токов и т.д.) в состав ППН входят цепи, называемые **вспомогательными** ( $Bc$ ).

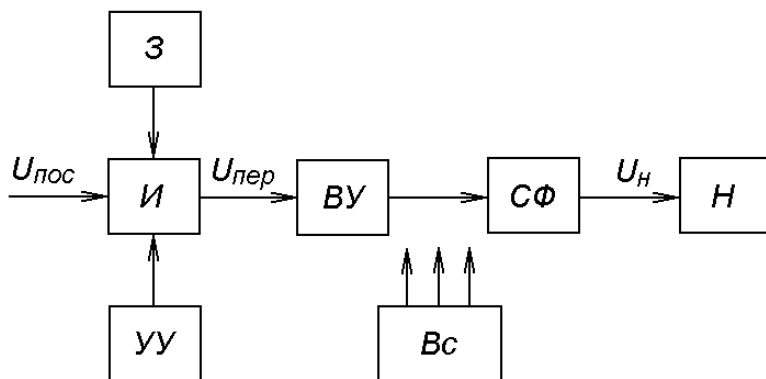


Рис. 4.2. Обобщенная структурная схема конвертора

Схема, показанная на рис. 4.2, является обобщенной структурной схемой конвертора. Последний представляет собой разомкнутую систе-

му автоматического регулирования, т.е. такую систему, в которой выходное напряжение  $U_n$  зависит в основном от входного напряжения  $U_{\text{пост}}$  и параметров силовой цепи.

Основной частью любого статического преобразователя постоянного напряжения является инвертор. Классифицируются инверторы обычно: по роду преобразуемой величины (инверторы тока и инверторы напряжения); тактности (однотактные и двухтактные); по типу элементов, применяемых в качестве ключей (тиристорные и транзисторные); по способу возбуждения (с самовозбуждением и с независимым возбуждением).

В свою очередь, тиристорные инверторы классифицируются по принципу коммутации тиристоров (ведомые сетью и автономные); по включению коммутирующей емкости относительно нагрузки (параллельные, последовательные и последовательно-параллельные).

Транзисторные инверторы классифицируются: по способу включения транзисторов (с общим эмиттером или с общим коллектором); по типу обратной связи (с обратной связью по напряжению, с обратной связью по току, с обратной связью по току и по напряжению).

Анализ структурной схемы преобразователя одного постоянного напряжения в другое постоянное напряжение (рис. 4.1) показывает, что основную роль в процессе этого преобразования выполняет инвертор. Одной из составных частей инвертора, как правило, является трансформатор, предназначенный для формирования переменного напряжения и преобразования его величины. Причем трансформатор преобразовывает подводимое к его первичной обмотке напряжение только в том случае, если ток первичной обмотки  $i_1(t)$  и созданная им МДС  $F = i_1 \omega_1$  вызовут в магнитопроводе трансформатора изменяющийся во времени переменный магнитный поток  $\Phi$ .

Поскольку подводимое к инвертору напряжение (преобразуемое напряжение) является постоянным, то для нормального функционирования трансформатора в его первичной цепи необходимо наличие устройства, периодически размыкающего и замыкающего цепь постоянного тока (прерывателя тока). Прерывание тока в первичной обмотке трансформатора (или изменение направления этого тока) вызывает появление в магнитопроводе трансформатора изменяющегося во времени магнитного потока  $\Phi(t)$ . При этом в соответствии с законом электромагнитной индукции в обмотках трансформатора индуцируются ЭДС, величины которых пропорциональны скорости изменения магнитного потока и числу витков обмоток. Таким образом, принцип преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока заключается в периодическом замыкании и размыкании цепи первичной обмотки трансформатора, подключенной к источнику энергии постоянного тока.

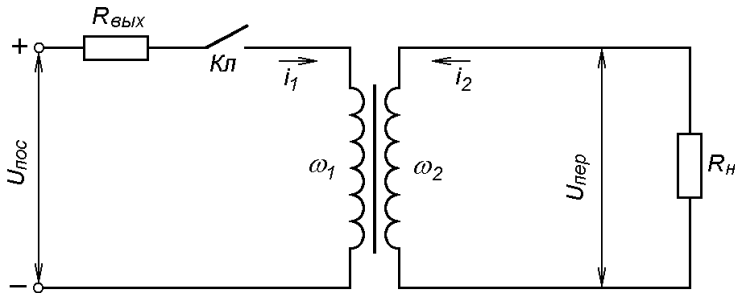


Рис. 4.3.

На рис. 4.3 изображена функциональная схема силовой цепи инвертора, то есть преобразователя постоянного тока в переменный, на которой прерыватель показан в виде ключа  $Kл$ . К выходу инвертора (ко вторичной обмотке трансформатора) подключена активная нагрузка  $R_n$ . Ключ  $Kл$  периодически находится в замкнутом или разомкнутом состоянии. Период коммутации цепи первичной обмотки  $T$  равен сумме интервалов времени замкнутого ( $t_3$ ) и разомкнутого ( $t_p$ ) состояний:

$$T = t_3 + t_p.$$

В момент замыкания ключа  $Kл$  к первичной обмотке трансформатора подключается источник энергии постоянного тока с выходным сопротивлением  $R_{вых}$  и на вход инвертора подается напряжение  $U_{пост}$ , под действием которого по обмотке начинает протекать ток  $i_1(t)$ , создающий магнитодвижущую силу МДС. Эта МДС обуславливает появление в магнитопроводе трансформатора магнитного потока  $\Phi$ . При увеличении  $\Phi$ , вызванном возрастанием тока  $i_1(t)$ , в первичной обмотке трансформатора индуцируется ЭДС.

Постоянная времени первичной цепи  $\tau_1$  имеет большую величину за счет того, что сопротивление  $R_{вых}$  мало. Частота коммутации ключа выбирается таким образом, чтобы выполнялось условие  $\tau_1 \gg T$ . Если постоянная времени цепи много больше периода коммутации, начальный участок графика, характеризующего возрастание тока в цепи после замыкания  $Kл$ , можно аппроксимировать прямой линией (начальный участок экспоненты с достаточной точностью можно представить прямой линией). Если при этом величина магнитного потока много меньше потока насыщения магнитопровода трансформатора, то поток  $\Phi$  также возрастает по линейному закону, и индуктивность  $L_1$  можно считать постоянной:  $L_1 = \text{const}$ . Следовательно, значение магнитного потока  $\Phi$  пропорционально значению МДС.

Ток в цепи первичной обмотки трансформатора  $i_1$  протекает 1 раз за период коммутации ключа (в интервале  $t_3$ ). Поэтому такой инвертор является одноктактным. Магнитопровод трансформатора одноктактного инвертора обычно выполняется с воздушным зазором, поэтому его магнитная проницаемость и индуктивность обмоток мало зависят от величины протекающего тока. Достоинством одноктактных инверторов являются их простота и высокая надежность, а недостатком – асимметрия полуволн переменного напряжения, приводящая к постоянному подмагничиванию магнитопровода трансформатора, что обуславливает увеличение его габарита и массы. Указанный недостаток ограничивает область применения одноктактных транзисторных инверторов.

Двухтактные преобразователи постоянного напряжения с самовозбуждением на транзисторах широко применяются на практике в качестве источников вторичного электропитания при небольшой мощности в нагрузке. Основные их достоинства – простота схемы, защищенность от коротких замыканий в нагрузке, отсутствие подмагничивания магнитопровода и симметричная прямоугольная форма переменного напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Недостатками двухтактных ППН с самовозбуждением являются: удвоенное значение преобразуемого напряжения на переходе коллектор-эмиттер закрытого транзистора; увеличение тока коллектора в конце полупериода генерируемого напряжения, что увеличивает потери в транзисторах, вызывает их перегрузку по току и уменьшает надежность работы схемы; высокий уровень электромагнитных помех; насыщение магнитопровода трансформатора в конце полупериода генерируемого напряжения, что увеличивает потери в материале магнитопровода и уменьшает КПД инвертора.

Указанные выше недостатки затрудняют использование двухтактных ППН с самовозбуждением при большой мощности в нагрузке.

## 4.2. Выполнение работы

1. Запустить программу MEASURE2.exe.
2. Загрузить файл... \INVERTOR\blkgeninv.spc (инвертор на базе блокинг-генератора).
  - 2.1. Ввести номер своего варианта.
  - 2.2. Изменяя входное напряжение (параметр E1) от 2 до 20 В, снять амплитудную характеристику конвертора. Результаты измерений занести в табл. 4.1.

Определить номинальное входное напряжение  $U_{\text{вых.н}}$  (горизонтальный участок амплитудной характеристики).
  - 2.3. Подключить измерительный блок к выходу инвертора (к коллектору транзистора VT1) и измерить амплитуды положительных  $U_{\text{н}}^+$  и

отрицательных  $U_{и}^-$  импульсов относительно напряжения питания. Результаты измерений занести в табл. 4.1.

Таблица 4.1

**Амплитудные характеристики однотактного ППН**

$U_{вх}, В$	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$U_{вых}, В$ (КТ4)										
$U_{и}^+$										
$U_{и}^-$										
$U_{вх}, В$	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
$U_{вых}, В$ (КТ4)										
$U_{и}^+$										
$U_{и}^-$										

2.4. Установить на выходе номинальное выходное напряжение. Изменяя сопротивление нагрузки R4 от 1 кОм до 5 кОм, снять зависимость выходного напряжения  $U_{вых}$  от сопротивления нагрузки. При проведении измерений емкость конденсатора С3 необходимо увеличивать пропорционально уменьшению сопротивления нагрузки. Например, при R4 = 5 кОм С3 = 2 мкФ; при R4 = 1 кОм С3 = 10 мкФ. Результаты измерений занести в табл. 4.2.

Таблица 4.2

**Зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки**

R4, кОм	1	2	3	4	5
С3, мкФ	10	5	3,3	2,5	2
$U_{вых}, В$					
$U'_{вых}, В$					

2.5. Установить на выходе напряжение  $U'_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ.НОМ}} / 2$  и повторить пункт 2.4. Результаты измерений занести в табл. 4.2.

3. Загрузить файл... \INVERTOR\ag\_inv.spc (инвертор автогенератор).

3.1. Ввести номер своего варианта.

3.2. Изменяя входное напряжение (параметр E1) от 2 до 20 В, снять амплитудную характеристику конвертора. Результаты измерений занести в табл. 4.3.

Определить номинальное входное напряжение  $U_{\text{ВЫХ.Н}}$  (горизонтальный участок амплитудной характеристики).

3.3. Подключить измерительный блок к выходу инвертора (к коллектору транзистора VT1) и измерить амплитуды положительных  $U_{\text{н}}^+$  и отрицательных  $U_{\text{н}}^-$  импульсов относительно напряжения питания. Результаты измерений занести в табл. 4.3.

Таблица 4.3

**Амплитудные характеристики однотактного ППН**

$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$ (КТ2)										
$U_{\text{н}}^+$										
$U_{\text{н}}^-$										
$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$ (КТ2)										
$U_{\text{н}}^+$										
$U_{\text{н}}^-$										

3.4. Изменяя значения индуктивности L3 выходной обмотки трансформатора определить ее влияние на выходное напряжение конвертора. Результаты измерений занести в табл. 4.4.

Таблица 4.4

**Зависимость выходного напряжения от индуктивности выходной обмотки трансформатора**

L3, мГн	10	20	30	40	50	80	100
U <sub>вых.</sub> , В							

### 4.3. Содержание отчета

1. Титульный лист (Приложение 1).
2. Цель работы.
3. Схемы исследуемых стабилизаторов напряжения.
4. Таблицы 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 с результатами измерений и расчетов.
5. Графики амплитудных характеристик по табл. 4.1 и 4.3.
6. Выводы о проделанной работе.

### 4.4. Контрольные вопросы

1. Какие преобразователи постоянного напряжения называются инверторами?
2. Какие преобразователи постоянного напряжения называются конверторами?
3. Перечислите основные достоинства полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения.
4. Перечислите достоинства и недостатки однотактных инверторов.
5. Для чего в однотактных конверторах параллельно нагрузке включается стабилитрон?
6. Перечислите достоинства и недостатки двухтактных инверторов.
7. Какой вид сглаживающего фильтра целесообразен в конверторе с двухфазным выпрямителем?
8. Какие способы регулировки выходного напряжения используются в транзисторных ППН?

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костиков В.Г. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов / В.Г. Костиков, Е.М. Парфенов, В.А. Шахнов. 2-е изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
2. Электропитание устройств связи: Учебник для вузов / А.А. Бокуняев, В.М. Бушуев, А.С. Жерненко и др.; Под ред. Ю.Д. Козляева. – М.: Радио и связь, 1998.
3. Радиотехнические цепи и сигналы: Примеры и задачи / Под ред. И.С. Гоноровского. – М.: Радио и связь, 2003.
4. Левашов Ю.А. Радиотехнические цепи и сигналы / Ю.А. Левашов, А.А. Хазанов. – Владивосток: Изд-во ВГУЭС, 2000.
5. Электропитание устройств связи: Учебник для вузов / О.А. Доморацкий, А.С. Жерненко, А.Д. Кратиров и др. – М.: Радио и связь, 1998.