

30.14.42
5735
МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ

ГОМЕЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
им. Ф. СКОРИНЫ

КАФЕДРА РАДИОФИЗИКИ

В.И. Богданович

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Практикум для студентов специальностей "Физика",
"Физика с дополнительной специализацией"
"Техническое творчество", "Физическая электроника",
АСОИ физического факультета Гомельского
государственного университета им. Ф. Скорины
(часть 6)

2.6

Гомель 2000

Лб. N4

32,1973

5735

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Практикум для студентов специальностей “Физика”,
“Физика с дополнительной специализацией “Техническое
творчество”, “Физическая электроника”, АСОИ
физического факультета Гомельского государственного
университета им. Ф. Скорины (часть 6)

ПРАВЕТА...

2014

БН

установа адукацыі
“Гомельскі дзяржаўны ўніверсітэт
імя Францыска Скарыны”
БІБЛІЯТЭКА

В авторской редакции

Автор – составитель: Богданович В. И.

Рецензенты: Ефимчик М. К., Яковцев И. Н.

Рекомендовано к изданию научно – методическим советом
Гомельского государственного университета
им. Ф.Скорины

Практическое пособие “Электротехника” часть 6 включает в себя методические указания по выполнению следующих лабораторных работ: “Изучение магнитных свойств электротехнических материалов”, “Изучение свойств нелинейных элементов в цепях переменного тока”, “Изучение принципов работы выпрямителей”.

© Гомельский государственный
университет им. Ф. Скорины

Лабораторная работа № 10

Изучение магнитных свойств электротехнических материалов

Цель работы:

- изучить основные свойства электротехнических материалов (ферритов);
- получить на экране осциллографа чёткое устойчивое изображение петли гистерезиса исследуемого феррита;
- научиться измерять основные параметры петли гистерезиса.

Продолжительность работы 4 часа.

1. Сведения из теории

Вокруг проводника, по которому течёт ток, создаётся магнитное поле в плоскости, перпендикулярной плоскости проводника. Направление тока в проводнике и направление линий образуемого им магнитного поля можно определить, пользуясь “правилом буравчика”. Если поступательное движение буравчика совпадает с направлением тока, то вращательное движение его рукоятки указывает направление линий магнитного поля, образующегося вокруг проводника.

В большинстве случаев, внесённое в магнитное поле тело не влияет на расположение магнитных линий. Исключение составляют железо и его сплавы (сталь, чугун), а также никель и кобальт. Эти металлы выделены в отдельную группу так называемых ферромагнитных тел.

Если проводник, по которому течёт ток, внести в магнитное поле, то на него будет действовать сила, стремящаяся переместить проводник в определённом направлении. Это направление будет зависеть от относительных направлений тока в проводнике и магнитных линий поля, а также их взаимного расположения. Если проводник длиной l поместить в магнитное поле с одинаковой для всех точек магнитной индукцией B , то сила, которая будет действовать на него, равна:

$$F = B \cdot I \cdot l \cdot \sin(\theta_i)$$

Интенсивность магнитного поля в каждой его точке характеризуется магнитной индукцией:

$$B = \frac{\Phi}{l \cdot l \cdot \sin(\theta_i)}$$

Для измерения магнитной индукции применяется единица измерения Вебер на квадратный метр (вб/м^2) или тесла (Тл).

Магнитная индукция представляет собой векторную величину, направление линий магнитной индукции совпадает с направлением касательной к магнитной линии в каждой точке поля.

Магнитное поле, магнитная индукция которого во всех точках, как по численному значению, так и по направлению одинакова, называется однородным магнитным полем.

Магнитный поток вычисляется по формуле:

$$\Phi = B S \cos \alpha,$$

где S - площадь плоской поверхности.

Если рассматривать поверхность S расположенную перпендикулярно к направлению магнитного поля, то угол $\alpha = 0$ и, следовательно, магнитный поток равен:

$$\Phi_m = B \cdot S \quad [\Phi] = [B] \cdot [S] = \text{вб} = \text{в} \cdot \text{с}$$

Напряжённость магнитного поля H определяет условия магнитного поля. Под действием напряжённости возникает магнитная индукция:

$$B = \mu_a \cdot H,$$

где μ_a - абсолютная магнитная проницаемость среды (Гн/м).

Магнитная проницаемость вакуума μ_0 называется магнитной постоянной ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м). Отношение (μ_a / μ_0) называется магнитной проницаемостью вещества — μ .

Элементарная составляющая напряжённости магнитного поля в произвольной точке:

$$\Delta H = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I \cdot \Delta l \cdot \sin(\theta)}{r^2},$$

где r — расстояние между точкой, в которой определяется напряжённость поля, и элементом контура, по которому протекает ток.

Сила взаимодействия между двумя параллельными проводниками, по которым протекает ток I_1 и I_2 вычисляется по формуле:

$$F = \mu_a \cdot \frac{I_1 \cdot I_2 \cdot l}{2 \cdot \pi \cdot a}$$

1.1. Магнитные свойства ферромагнитных тел

Для ферромагнитных тел соотношение между магнитной индукцией B и напряжённостью магнитного поля H представляет собой нелинейную зависимость, так как для этих тел магнитная проницаемость является величиной непостоянной и зависящей от химического состава ферромагнитного тела, его предварительной термической и механической обработки, а так же от магнитного состояния.

Для того чтобы характеризовать магнитные свойства ферромагнитных материалов, зависимость между B и H изображают графически в виде кривой. Если по горизонтальной оси откладывать значение напряжённости поля, а по вертикальной величину магнитной индукции в иссле-

дуюмом образце металла, то получим величину намагничивания данного образца (рис. 1).

Кривая намагничивания ферромагнитного материала даёт правильное соотношение между B и H лишь в том случае, если до начала процесса намагничивания магнитный материал не был намагничен и напряжённость поля H непрерывно увеличивалась от 0 до известной величины.

Размагничивание происходит по кривой $abcs$, причем в тот момент, когда напряжённость поля H станет равной 0 (точка b), магнитная индукция B будет иметь некоторое значение, определяемое ординатой ob . Это значит, что в металле сохранилась остаточная намагниченность и что исследуемый материал представляет собой искусственный постоянный магнит. Чтобы магнитная индукция стала равной нулю, необходимо образец подвергнуть дальнейшему намагничиванию, он уже в обратном направлении, изменив направление действующей напряжённости поля H . При некотором значении напряжённости — $H = 0e$ получим магнитную индукцию, равную нулю, и испытуемый материал уже не обладает магнитными свойствами. Это значение напряжённости, характеризующее магнитное свойство материала, носит название коэрцитивной силы. Увеличивая абсолютную величину отрицательного значения H , определяем $0h$, доведём магнитную индукцию до величины, определяющейся ординатой hs .

Если теперь уменьшить абсолютную величину напряжённости поля H , перейдя через нулевое значение (точку d), и затем опять увеличивать значение H , то снова получим первоначальную напряжённость $H = 0k$, при котором величина магнитной индукции B определятся ординатой ka . Таким образом, нами будет получена вторая ветвь кривой $cdfa$.

Зависимость намагничивания не только от величины напряжённости магнитного поля, но и от предшествующего состояния называется магнитным гистерезисом, а совокуп-

ность ветвей abcd и cdfa составляет так называемую петлю гистерезиса, соответствующую одному циклу намагничивания.

Для различных материалов петля гистерезиса имеет различную форму.

Удельные потери на гистерезис можно вычислить по формуле:

$$P_{\Gamma} = \frac{f}{100} \cdot [a \cdot B_m + b \cdot B_m^2] \text{ Вт / кг,}$$

где B_m – наибольшая магнитная индукция, тл;

f – число полных циклов перемагничивания;

a, b – постоянные, выраженные в ваттах на килограмм.

Эта формула верна при $B=0,7 \div 1,5$ тл.

1.2. Ферриты

Феррит – магнитный материал, который делают из смеси окислов различных металлов с окисью железа. Для получения ферритов определённые окислы металлов засыпают в шаровые или вибромельницы, где они перемешиваются и размалываются. Получается мельчайший порошок, в который добавляют некоторые связующие вещества, а затем прессуют детали любой формы. После прессовки детали помещают в печи для обжига при высокой температуре.

У ферритов есть огромное преимущество перед другими магнитными материалами – они не проводят электрический ток.

Способность магнитных материалов проводить электрический ток является их большим недостатком.

Сердечник трансформатора нагревается от возникающих в нём вихревых токов. На их образование бесполезно затрачивается энергия. Чтобы этого избежать, сердечники набирают из отдельных листов легированной стали, изолиро-

ванных друг от друга, но это не избавляет их полностью от вихревых токов.

Чем выше частота, тем больше энергии идёт на нагрев сердечника. Это мешает применению стали в высокочастотной технике и радиотехнике.

Ферриты же в магнитном поле только намагничиваются. Вихревые токи в них не возникают. Поэтому при высоких частотах трансформаторы с ферритовыми сердечниками обладают несравненно большим коэффициентом полезного действия, чем сердечники из стали.

Есть и ещё одно преимущество ферритов. Они способны очень быстро перемагничиваться, меняя направление тока в намагничивающей обмотке.

Ферриты находят широкое применение в электронных вычислительных машинах. Особенно широко используются ферриты с прямоугольной петлёй гистерезиса для запоминающих устройств этих машин (рис. 2).

2. Экспериментальная часть

2.1. Собрать схему согласно рисунка 3.

2.2. Подключить схему к клеммам переменного напряжения $\sim 8V$ блока питания.

2.3. Включив генератор развёртки, получить на экране осциллографа чёткое устойчивое изображение петли гистерезиса исследуемого феррита, подбирая R_2 , и зарисовать её.

2.4. С помощью осциллографа измерить параметры петли гистерезиса:

$+B_r, -B_r, +B_m, -B_m, +H_c, -H_c, +H_m, -H_m$.

Для измерения потерь воспользоваться коррективной масштабной усиленной (вход X осциллографа).

Примечание: Параметры магнитной индукции B выразить в вольтах, а параметры напряжённости магнитного поля H – в единицах времени.

3. Требования к содержанию отчёта

3.1. Название и цель работы.

3.2. Схема рис. 3.

3.3. Зарисовать в масштабе на миллиметровой бумаге петлю гистерезиса.

3.4. Измерение параметров: $+B_r$, $-B_r$, $+B_m$, $-B_m$, $+H_c$, $-H_c$, $+H_m$, $-H_m$.

3.5. Выводы по работе.

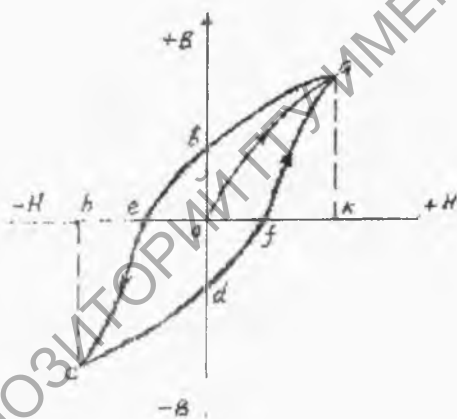


Рис. 1

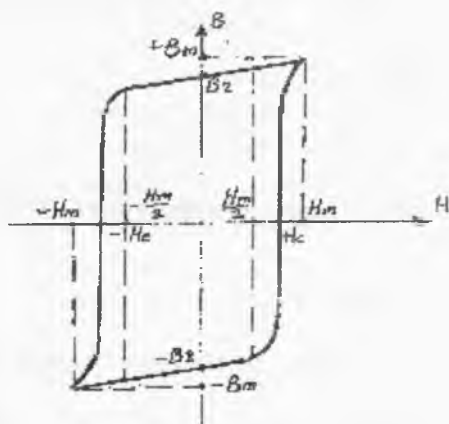


Рис. 2

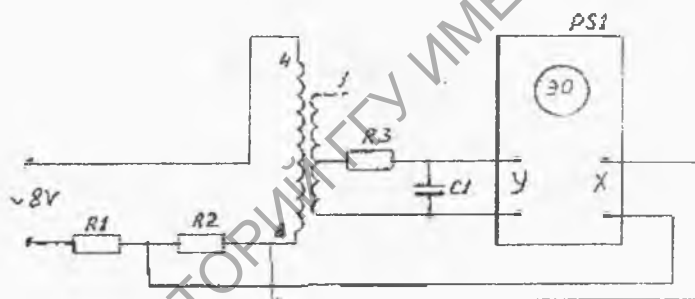


Рис. 3

C1 - конденсатор $0,47 \text{ мкФ} + 0,22 \text{ мкФ} + 0,22 \text{ мкФ}$
 PS1 - осциллограф, R1 - резистор 27 Ом, R2 - 33 Ом,
 R2 - резистор 150 кОм

4. Контрольные вопросы

- 4.1. Как можно определить направление линий магнитного поля в проводнике с током?
- 4.2. Как определяется сила, действующая на проводник расположенный в магнитном поле?
- 4.3. Что такое магнитная индукция?
- 4.4. Как можно определить магнитный поток?
- 4.5. Что называется магнитной проницаемостью вещества?
- 4.6. Как можно определить силу между двумя параллельными проводниками?
- 4.7. Какими основными параметрами характеризуются магнитные свойства ферромагнитных материалов?
- 4.8. От чего зависит намагничиваемость материала?
- 4.9. Что такое феррит?
- 4.10. Какими основными свойствами обладает феррит?
- 4.11. Почему выгодно применять ферриты в высокочастотной технике и радиотехнике?
- 4.12. Какие ферриты и для чего используются в вычислительной технике?

Лабораторная работа № 11

Изучение свойств нелинейных элементов в цепях

переменного тока

Цель работы:

- ознакомиться с физическими процессами, возникающими в цепях переменного тока, содержащих катушку с ферромагнитным сердечником;
- научиться измерять и вычислять основные параметры катушек индуктивности;
- ознакомиться с работой дроссельных катушек;
- ознакомиться с работой дроссельных усилителей.

Продолжительность работы 4 часа.

1. Сведения из теории

На практике широкое применение находят цепи с нелинейными элементами, параметры которых (R, L, C) зависят от величины и направления тока (напряжения). Электрическая цепь является нелинейной, если в ней содержится хотя бы один нелинейный элемент.

К нелинейным цепям относятся:

- индуктивные катушки с ферромагнитными сердечниками, работающими в условиях магнитного насыщения;
- электронные и ионные приборы;
- конденсаторы с сегнетоэлектриками, у которых диэлектрическая проницаемость зависит от величины приложенного напряжения.

Нелинейные элементы используются в установках, предназначенных для преобразования переменного тока в по-

стоянный (выпрямители), стабилизации напряжения и тока, усиления мощности электрических сигналов и т.д.

Рассмотрим элементы, нелинейность которых обусловлена зависимостью индуктивности L от протекающего тока.

1.1. Катушка с ферромагнитным сердечником

Физические процессы в цепях переменного тока, содержащих катушки со стальным сердечником, имеют ряд особенностей по сравнению с процессами в цепях, содержащих индуктивные катушки, магнитный поток которых целиком замыкается через воздух или другой неферромагнитный материал.

1.1.1. Магнитный поток и э.д.с. катушки со стальным сердечником

При замыкании магнитного потока через сталь или другой ферромагнитный материал форма кривой зависимости между потоком Φ и намагничивающим током i (рис. 1) подобна форме основной кривой намагничивания $B(H)$, поскольку $\Phi \propto B$ и $H \propto i$.

При малых насыщениях, т.е. в начальной части характеристики $\Phi(i)$ можно считать, что магнитный поток изменяется пропорционально току намагничивания. По мере увеличения тока i наступает магнитное насыщение, и отношение $\frac{\Phi}{i}$ соответственно становится меньше. Нарушение прямолинейности между Φ и i приводит к тому, что индуктивность катушки $L = \frac{W \cdot \Phi}{i} = \text{tg}(\alpha)$ перестаёт быть величиной постоянной; она теперь зависит от величины намагничивающего тока. Чем больше магнитное насыщение, тем

меньше индуктивность L (так же, как и магнитная проницаемость μ).

При непостоянстве индуктивности L э.д.с. самоиндукции e , создаваемую в катушке переменным током i , следует определять не по формуле $e = -L \cdot \frac{di}{dt}$, а по формуле $e = -W \cdot \frac{d\Phi}{dt}$, верной для цепи, содержащей катушки с ферромагнитным сердечником.

Если к катушке подведено синусоидальное напряжение $u = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2})$ а активное сопротивление обмотки пренебрежимо мало ($R \approx 0$), то приложенное напряжение уравнивается только э.д.с. самоиндукции $u = -e$ или $U \cdot \sin(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}) = W \cdot \frac{d\Phi}{dt}$. Интегрируя данное выражение, получим

$$\Phi = \frac{U_m}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot W} \cdot \sin(\omega \cdot t) = \Phi_m \cdot \sin(\omega \cdot t),$$

откуда следует:

-при синусоидальном напряжении на зажимах катушки, магнитный поток Φ , вызванный протекающим по цепи током i , тоже изменяется по закону синуса;

-заданному действующему значению напряжения U на зажимах катушки соответствует определённая амплитуда магнитного потока Φ_m независимо от того, имеется ли у катушки стальной сердечник, или же магнитный поток целиком проходит по воздуху. Магнитный поток порождает в обмотке катушки э.д.с. самоиндукции e , равную по величине приложенному напряжению и обратную ему по направлению.

Получим выражение для действующего значения э.д.с. E , которую индуцирует в катушке синусоидальный магнитный поток

$$\Phi = \Phi_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$e = -W \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -W \cdot \Phi_m \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot W \cdot \Phi_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2})$$

$$E_m = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot W \cdot \Phi_m$$

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot W \cdot \Phi_m = 4.44 \cdot f \cdot W \cdot \Phi_m$$

из формулы видно, что индуцируемая э.д.с. E отстаёт от магнитного потока на четверть периода.

При включении катушки на синусоидальное напряжение переменный магнитный поток, возникающий в сердечнике, изменяется по закону синуса в пределах от $+\Phi_m$ до $-\Phi_m$. Процесс намагничивания и размагничивания стального сердечника протекает по несовпадающим ветвям петли гистерезиса. График зависимости $\Phi(i)$ при циклическом перемагничивании (рис. 2,а) имеет такую же форму, как и петля гистерезиса $B(H)$. На рисунке 2,б изображён график синусоидального измерения магнитного потока во времени $\Phi(i)$.

Кривая намагничивающего тока $i(t)$ является несинусоидальной периодической функцией времени. При синусоидальном магнитном потоке кривая намагничивающего тока имеет вследствие явления насыщения и гистерезиса, форму, значительно отступающую от синусоиды. Для упрощения анализа и расчёта цепей переменного тока, содержащих катушки с ферромагнитным сердечником, несинусоидальный магнитный ток заменяют эквивалентным синусоидальным током. Ток $\dot{I}$ отстаёт по фазе от напряжения $\dot{U}$ на 90° , магнитный поток Φ совпадает по фазе с $\dot{I}$ (рис. 3а). Если же эту катушку расположить на стальном магнитопроводе и по прежнему принимать активное сопротивление её обмотки равным нулю, то активная мощность не будет равна нулю, поскольку электрическая цепь должна доставлять энергию для покрытия потерь в стальном магнитопроводе.

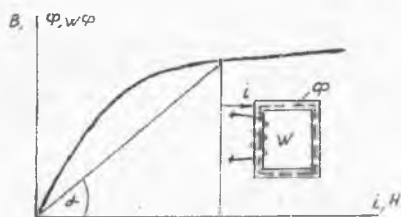


Рис. 1

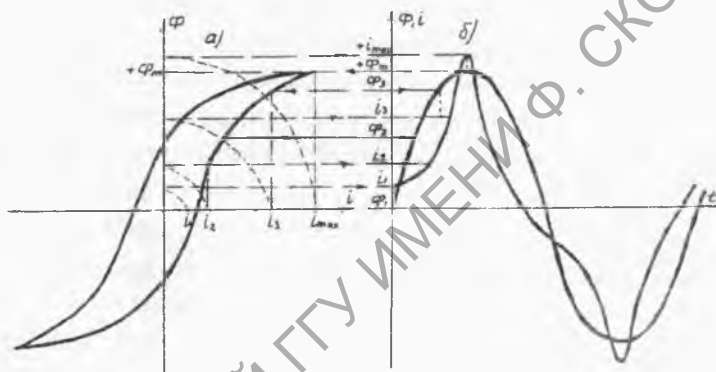


Рис. 2

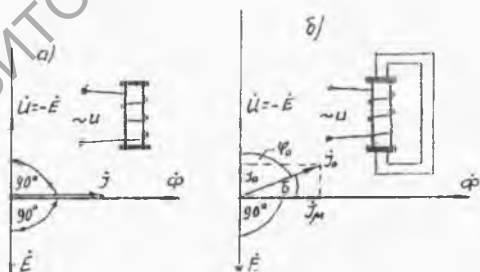


Рис. 3

Замена несинусоидального тока, протекающего в катушке, эквивалентным синусоидальным током позволяет построить векторную диаграмму и для катушки со стальным сердечником (рис. 36).

Эта диаграмма отличается от предыдущей, во-первых, тем, что величина тока в катушке значительно меньше; во-вторых, вектор тока $\dot{I}_0$ сдвинут относительно вектора напряжения $\dot{U}$ на угол φ_0 , меньший 90° . Угол $\delta = 90^\circ - \varphi_0$ между вектором $\dot{I}_0$ и вектором магнитного потока Φ называется углом магнитных потерь, поскольку он обусловлен потерями в стали.

Ток $\dot{I}_0$ можно рассматривать как сумму двух составляющих;

1) активной $I_a = I_0 \cdot \cos \varphi_0 = I_0 \cdot \sin \delta$, совпадающей по фазе с напряжением U ;

2) реактивной $I_\mu = I_0 \cdot \sin \varphi_0 = I_0 \cdot \cos \delta$, совпадающей по фазе с магнитным потоком Φ .

Активная составляющая обусловлена потерями в стали:

$$I_a = \frac{P}{U} = \frac{\Delta P_m}{U}$$

Реактивную составляющую I_μ называют также намагничивающим током. При наличии стального сердечника для создания такого же магнитного потока потребуется меньшей величины ток I_μ по сравнению с током I в цепи катушки без сердечника.

Схема замещения катушки при $R \approx 0$ показана на рисунке 4.

Значения величин Z_0, R_0, X_0 находят по показателям приборов, включённых в цепь катушки:



$$Z_0 = \frac{U}{I_0}; R_0 = \frac{P_0}{I_0^2}; X_0 = \sqrt{Z_0^2 + R_0^2}$$

1.1.3. Векторная диаграмма и схема замещения катушки при $R \neq 0$

В данном случае приложенное к катушке напряжение должно не только уравновешивать э.д.с. самоиндукции, но компенсировать падение напряжения в активном сопротивлении обмотки:

$$\dot{U} = -\dot{E} + I_0 \cdot R.$$

Векторную диаграмму цепи со стальным сердечником (рис. 5,б) удобно построить, применив в качестве исходного вектор магнитного потока Φ .

Вектор $\dot{I}_0$ из-за магнитных потерь в стальном сердечнике опережает по фазе вектор магнитного потока Φ на угол δ . Индуцированная потоком Φ э.д.с. $\dot{E}$ отстает от него на четверть периода. Падение напряжения на активном сопротивлении катушки $\dot{I}_0 \cdot R$ совпадает по фазе с током $\dot{I}_0$. Геометрическое суммирование векторов $-\dot{E}; \dot{I}_0 \cdot R$ определяет вектор приложенного напряжения $\dot{U}$.

Схема замещения для рассматриваемого случая представлена на рисунке 5,а. Активная мощность P , потребляемая катушкой, расходуется на покрытие электрических потерь в обмотке катушки и магнитных потерь в стальном сердечнике:

$$P = U \cdot I_0 \cdot \cos \varphi = \Delta P_z + \Delta P_m = I_0^2 \cdot R + I_0^2 \cdot R_0.$$

Реактивная мощность, потребляемая катушкой, определяется выражением

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi = I_0^2 \cdot X_0$$

1.2. Дроссельные катушки

Включение активных сопротивлений (реостатов) для регулирования величины тока в электрических цепях сопровождается дополнительными потерями энергии. Эти потери особенно значительны в цепях с большими токами, а так же в тех случаях, когда продолжительность работы цепей с включённым реостатом относительно велика. В этих случаях может оказаться более выгодным включать в цепи переменного тока вместо реостатов регулируемые активные сопротивления – дроссели.

Дроссель представляет собой катушку с малым активным сопротивлением, снабжённую ферромагнитным сердечником. На практике находят применение два типа дросселя:

- а) дроссели с регулируемым воздушным зазором;
- б) дроссели насыщения.

Рассмотрим работу дросселей насыщения. Сопротивление катушки со стальным сердечником можно регулировать путём изменения степени магнитного насыщения стали магнитопровода. Для этого помимо основной (рабочей) обмотки ОР (рис. 6а), на стальном магнитопроводе необходимо поместить так называемую обмотку управления ОУ. Рабочая обмотка, имеющая W_p витков, является регулируемым нелинейным сопротивлением и включается последовательно в цепь переменного тока. Обмотка управления, имеющая W_u витков, служит для подмагничивания сердечника постоянным током I_u . От величины этого тока, т.е. от степени подмагничивания сердечника, зависит магнитная проницаемость стали. Чем больше ток I_u , тем сильнее намагничивается сталь магнитопровода и тем меньше становится магнитная проницаемость.

В связи с этим увеличивается магнитное сопротивление R_m и уменьшается сопротивление Z рабочей обмотки.

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{4.44 \cdot \sqrt{2} \cdot w^2 \cdot f}{R_m} = \frac{6.28 \cdot w^2 \cdot f}{R_m}$$

Таким образом, увеличение тока I_y в обмотке управления влечёт за собой уменьшение сопротивления Z и увеличение тока I в нагрузочном сопротивлении R_n . Наоборот, уменьшение постоянного тока I_y вызывает увеличение сопротивления Z и уменьшение тока нагрузки I .

Сопротивление Z имеет максимальное значение при $I_y=0$. Зависимость Z от Z_y (при $U = \text{const}$) графически представлена на рисунке 6,б. Следует отметить, что сопротивление Z зависит не только от тока I_y , но и от переменного напряжения U , приложенного к рабочей обмотке.

Представленная на рисунке 6,а схема имеет тот недостаток, что обусловленная током I переменная составляющая магнитного потока индуцирует переменную э.д.с. не только в рабочей обмотке, но и в обмотке управления. Появление этой э.д.с. в обмотке управления ухудшает работу дросселя и создаёт ряд затруднений при его практическом использовании. Этого недостатка в значительной мере лишён дроссель схема которого представлена на рисунке 7.

Рабочая обмотка дросселя состоит из двух последовательно соединённых секций, размещённых на крайних стержнях трёхстержневого магнитопровода. Обмотка управления расположена на среднем стержне магнитопровода. Магнитные потоки, создаваемые каждой секцией рабочей обмотки, в середине стержня магнитопровода имеют противоположные направления. Поэтому индукционное влияние этих потоков на обмотку управления достаточно ограничено.

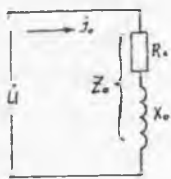


Рис. 4

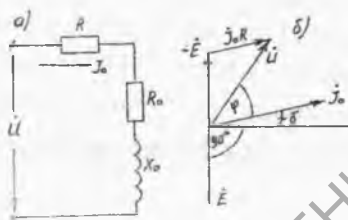


Рис. 5

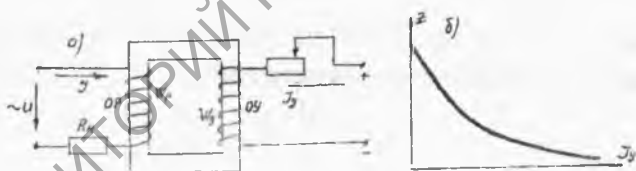


Рис. 6

1.1. Магнитные усилители

На свойстве дросселя насыщения, изменять свою индуктивность при подмагничивании сердечника постоянным током, основано действие магнитных усилителей.

Простейший магнитный усилитель обычно представляет собой дроссель с подмагничиванием, в рабочую обмотку которого включено нагрузочное сопротивление R_n (рис. 7).

Магнитные усилители обычно выполняются на двух различных магнитопроводах (рис. 8,а). Каждая секция рабочей обмотки расположена на своём магнитопроводе, а обмотка управления охватывает оба магнитопровода. На рисунке 8,б) показано условное изображение магнитного усилителя в электрических схемах.

На рисунке 9 представлен график $I(I_y)$, называемый зависимостью вход-выход. При изменении тока I_y в обмотке управления, меняется ток в нагрузочном сопротивлении R_n . При этом изменение мощности $\Delta P_{вых}$ в сопротивлении R_n значительно превышает изменение мощности $\Delta P_{вх}$ в цепи управления.

Величина

$$k_p = \frac{\Delta P_{вых}}{\Delta P_{вх}}$$

называется коэффициентом магнитного усиления по мощности.

Коэффициенты усиления по току и по напряжению вычисляются по следующим формулам:

$$k_i = \frac{\Delta I}{\Delta I_y}; k_u = \frac{\Delta U}{\Delta U_y},$$

здесь ΔI и ΔI_y – приращение токов соответственно в цепи нагрузки и в цепи управления; ΔU и ΔU_y – приращения напряжений соответственно на зажимах нагрузки и на зажимах обмотки управления.

Для увеличения коэффициента передачи в магнитных усилителях применяют обратную связь, при помощи которой часть энергии с выхода усилителя снова подаётся на его вход.

На рисунке 10 приведена схема трехстержневого магнитного усилителя с так называемой внешней обратной связью по току. Управляющий элемент усилителя снабжён дополнительной обмоткой обратной связи ОС, которая размещается так же, как обмотка управления ОУ, на среднем стержне магнитопровода. Обмотка обратной связи включается в рабочую цепь через выпрямитель В, поскольку вход усилителя выполнен на переменном токе, а обмотка ОС должна дополнительно обеспечить подмагничивание сердечника.

По обмотке обратной связи протекает выпрямленный ток нагрузки. При увеличении сигнала, поступающего на вход усилителя (напряжения $U_{вх}$ и тока I_y), ток нагрузки I возрастает. Одновременно усиливается подмагничивание от обмотки обратной связи, что влечёт за собой ещё большее увеличение тока нагрузки. Наоборот, при внезапном уменьшении входных величин ($U_{вх}$, $I_{вх}$ и $P_{вх}$) ток нагрузки падает. Подмагничивание, создаваемое обмотками обратной связи, уменьшается, вызывая дальнейшее уменьшение тока нагрузки усилителя.

Рассмотренная обратная связь, способствующая увеличению коэффициента усиления k_p , называется положительной. При изменении направления тока в обмотках обратной связи происходит уменьшение коэффициента усиления – отрицательная обратная связь.

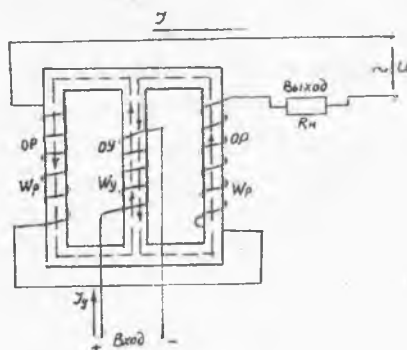


Рис. 7

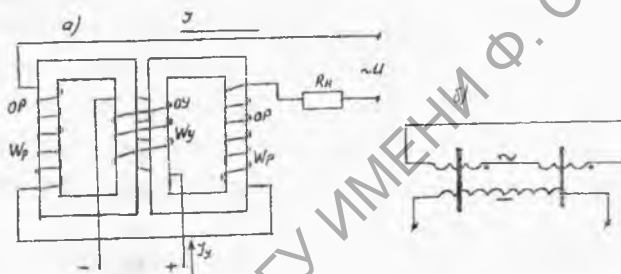


Рис. 8

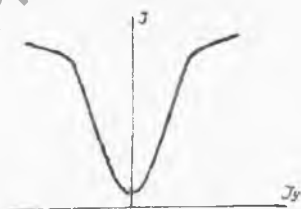


Рис. 9

2. Экспериментальная часть

2.1.Собрать схему согласно рис 11.

2.2.Подключить схему к источнику постоянного напряжения 3V;

2.3.Измерить величину напряжения и тока, протекающего через катушку индуктивности;

2.4.Подключить схему к генератору трёхфазного напряжения ГТН к клеммам 0 и А, напряжением 5,6V и заданной согласно вариантам частотой f .

Таблица 1.

№ под- группы	1			2			3		
№ брига- ды	1	2	3	1	2	3	1	2	3
f , кГц	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9

2.5.Измерить величину напряжения и тока для катушки индуктивности.

2.6.Выдвинуть сердечник из катушки, повторить измерения и расчеты.

3. Требования к содержанию отчета

3.1.Название работы.

3.2.Цель работы.

3.3.Схема рисунок 11.

3.4.Вычисления по результатам измерений:

$Z_L, R_L, X_L, P, S, Q, L, Q_L, \cos \varphi$ по следующим формулам:

$$R_L = \frac{U}{I}; Z_L = \frac{\tilde{U}}{\tilde{I}}; X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2};$$

$$P = \tilde{I}^2 \cdot R_L; S = \tilde{U} \cdot \tilde{I}; Q = \sqrt{S^2 - P^2};$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}; L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f}; Q_L = \frac{X_L}{R_L}$$

для катушки с сердечником и катушки без сердечника.

3.5. Построить векторную диаграмму для катушки с сердечником и катушки без сердечника.

3.6. Сравнить полученные результаты.

3.7. Выводы по работе.

4. Контрольные вопросы

4.1. Что называется нелинейным элементом?

4.2. Чем отличается катушка с ферромагнитным сердечником от катушки индуктивности?

4.3. Какие физические процессы происходят в катушке при $R \approx 0$ до помещения в неё стального сердечника?

4.4. Как строится для случая 4.3. векторная диаграмма?

4.5. Какие физические процессы протекают в катушке при $R \approx 0$ после помещения в неё сердечника?

4.6. Как строится для случая 4.5. векторная диаграмма?

4.7. Чем отличается работа катушки при $R \neq 0$ от катушки при $R \approx 0$.

4.8. Как строится для случая 4.7. векторная диаграмма?

4.9. Что представляют собой дроссельные катушки?

4.10. Какие типы дросселей вы знаете?

4.11. Как работают дроссели насыщения?

4.12. Как работает трёхстержневой дроссель насыщения?

4.13. На каких свойствах дросселя основана работа магнитных усилителей?

4.14. Как работает магнитный усилитель с двумя магнитопроводами?

4.15. Что такое обратная связь? Виды обратной связи?

4.16. Как работает магнитный усилитель с обратной связью?

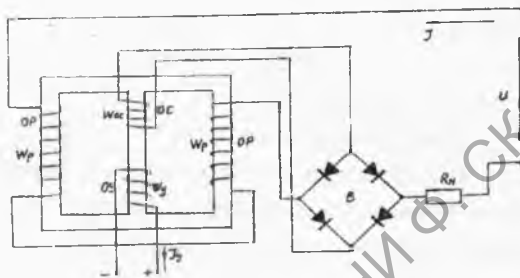


Рис. 10

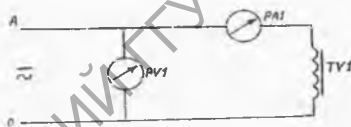


Рис. 11

Лабораторная работа № 12

Изучение принципа работы выпрямителей

Цель работы:

- ознакомиться с устройством, принципами работы, назначением выпрямителей;
- ознакомиться с принципом работы однополупериодного выпрямителя. Научиться снимать основные характеристики однополупериодного выпрямителя;
- ознакомиться с принципом работы двухполупериодного выпрямителя. Научиться снимать основные характеристики двухполупериодных выпрямителей;
- исследовать влияния фильтров на выходные характеристики выпрямителей.

Продолжительность работы 4 часа.

1. Сведения из теории

Для питания электронных устройств требуется постоянное напряжение различной величины. Однако наиболее распространенным источником электрической энергии является промышленная сеть переменного напряжения частотой 50 Гц. Для преобразования переменного напряжения в постоянное применяют выпрямительные устройства. В выпрямительное устройство обычно входит трансформатор, один или несколько вентилях, сглаживающий фильтр, электронный стабилизатор постоянного напряжения. На рис.1 представлена структурная схема выпрямительного устройства, переменное напряжение сети u_c с помощью трансформатора Tr преобразуется до величины, определяемой требованиями того или иного нагрузочного устройства с эквива



Рис. 1. Структурная схема выпрямительного устройства

лентным сопротивлением R_n , питание которого обеспечивается выпрямитель. Вентиль B (или несколько соединенных ей по определенной схеме вентилях)—прибор с односторонней проводимостью — обеспечивает в нагрузочном устройстве ток одного направления. Сглаживающий фильтр Φ уменьшает пульсации выпрямленного напряжения до необходимой величины. Стабилизатор напряжения $СТ$ поддерживает постоянным напряжение на нагрузочном устройстве при изменении его сопротивления или напряжения сети.

В зависимости от условий работы отдельные элементы выпрямительного устройства могут отсутствовать. Как правило, это касается электронного стабилизатора, а иногда и сглаживающего фильтра. Существует однополупериодное и двухполупериодное выпрямление переменного однофазного напряжения. В настоящей работе используются однополупериодный и мостовой двухполупериодный выпрямители. Схема однополупериодного выпрямителя приведена на рис.2.а. В этом выпрямителе вентиль включен последовательно с нагрузочным резистором R_n и вторичной обмоткой трансформатора Tr . Первичная обмотка трансформатора питается от сети.

Из временных диаграмм (рис.2, б) видно, что ток i_n в нагрузочном устройстве имеет пульсирующий характер. В течение первого полупериода напряжения u_2 , когда потенциал точки a положительный по отношению к потенциалу точки b , вентиль открыт и в нагрузочном резисторе появляется ток. Если считать, что сопротивление вентиля в открытом состоянии равно нулю, то все напряжение будет приложено

к нагрузочному резистору. Во второй полупериод полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяется на противоположную, т. е. потенциал точки a становится отрицательным по отношению к потенциалу точки b . При такой полярности вентиль включен в обратном направлении. Если считать, что сопротивление закрытого вентиля равно бесконечности, то все напряжение вторичной обмотки трансформатора будет приложено к закрытому вентилью и его максимальное значение

$$U_{\text{обр. макс.}} = \sqrt{2} U_2$$

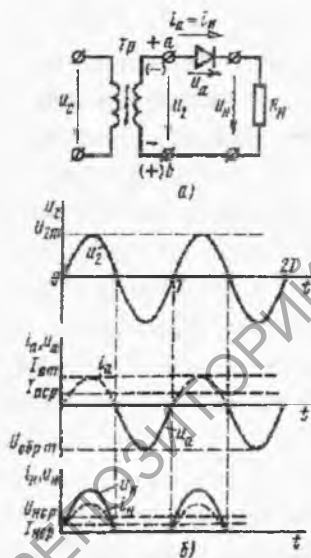


Рис. 2. Схема (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б) однополупериодного выпрямителя

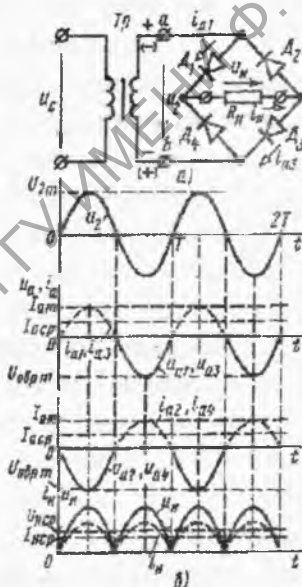


Рис. 3. Схема (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б) мостового двухполупериодного выпрямителя

Широкое применение нашли двухполупериодные выпрямители, в которых в отличие от однополупериодных выпрямителей используются оба полупериода напряжения сети. Из них наибольшее распространение получил мостовой двухполупериодный выпрямитель (рис.3,а), в состав которого входят трансформатор T_p , четыре диода (вентили) D_1 — D_4 , включенные по мостовой схеме, и нагрузочный резистор R_n .

В один из полупериодов напряжения сети, когда зажим a вторичной обмотки трансформатора имеет положительный потенциал по отношению к зажиму b , диоды D_1 и D_3 открыты, а диоды D_2 и D_4 закрыты (рис.3,б). Ток в этот полупериод имеет направление: зажим a вторичной обмотки трансформатора, диод D_1 , нагрузочный резистор R_n , диод D_3 и зажим b .

В другой полупериод зажим a имеет отрицательный потенциал по отношению к зажиму b . В этот полупериод диоды D_1 и D_3 закрыты, а диоды D_2 и D_4 открыты, ток имеет направление от зажима b через диод D_4 нагрузочный резистор R_n , диод D_2 к зажиму вторичной обмотки трансформатора. При этом в течение всего периода ток в нагрузочном резисторе R_n имеет одно и то же направление.

Основными показателями работы выпрямителей являются:

- среднее значение напряжения на нагрузочном устройстве (резисторе) $U_{н.ср}$;
- среднее значение тока в нагрузочном устройстве $I_{н.ср}$;
- максимальное обратное напряжение $U_{обр.макс}$;
- максимальное значение выпрямленного напряжения $U_{н.макс}$ и коэффициент пульсаций;
- условия эксплуатации (диапазон температуры, влажности вибрации и т.д.);
- к. п. д. выпрямителя; габариты и масса выпрямителя.

Условия работы выпрямительных устройств и предъявляемые к ним требования определяют выбор вентилях. В настоящее время в выпрямительных устройствах применяются в основном полупроводниковые диоды, реже—электронные электроракунные диоды.

Выбор диодов для выпрямительных устройств производят так, чтобы их основные параметры соответствовали основным показателям работы выпрямительного устройства. Основные параметры диодов подразделяются на электрические параметры и предельные эксплуатационные параметры. К электрическим параметрам относятся:

- средний ток при прямом включении диода $I_{пр.ср.}$;
- среднее падение напряжения на диоде при прямом включении $U_{пр.ср.}$ (эти два параметра определяют коэффициент полезного действия выпрямителя; чем меньше $U_{пр.ср.}$ при заданном $I_{пр.ср.}$, тем выше к. п. д.);
- средний обратный ток диода $I_{обр.ср.}$.

Предельными эксплуатационными параметрами, характеризующими предельный электрический режим использования диода, являются:

- максимальное обратное напряжение $U_{обр.макс.}$;
- максимальное значение прямого тока $I_{пр.макс.}$ (или $I_{выпр.макс.}$).

Кроме указанных параметров часто необходимо знать диапазон рабочих температур окружающей среды, относительную влажность, постоянные и ударные ускорения, вибрационные ускорения в определенном диапазоне частот.

Полупроводниковые диоды имеют высокое значение $I_{пр.ср.}$ при относительно небольших значениях $U_{пр.ср.}$, что определяет высокий к. п. д. выпрямителя. Срок службы полупроводниковых диодов очень высок. Высокие эксплуатационные параметры полупроводниковых диодов сочетаются с весьма малыми габаритами и массой при хорошей механической прочности. К их недостаткам следует отнести невысокое предельное значение плюсовых температур (у гер-

маниевых диодов оно составляет $+70^{\circ}\text{C}$, а у кремниевых может доходить до $+125^{\circ}\text{C}$); относительно невысокие значения $U_{\text{обр. макс}}$ (несколько сотен вольт).

Электронные электровакуумные диоды не имеют недостатков полупроводниковых приборов: у них очень высокий верхний предел по температуре и они имеют очень высокие значения $U_{\text{обр макс}}$ (до нескольких десятков киловольт), но зато у них низкие значения $I_{\text{пр ср}}$ при высоком $U_{\text{пр. ср.}}$. С учетом энергии, расходуемой на подогрев катода, коэффициент полезного действия выпрямителей на электронных электровакуумных диодах невысокий. Кроме того, наличие подогреваемого катода значительно сокращает срок службы этих диодов.

Если сравнить мостовой выпрямитель с однополупериодным, то при одном и том же напряжении вторичной обмотки трансформатора и сопротивлении нагрузочного устройства R_n средний выпрямленный ток $I_{n \text{ ср}}$ и напряжение $U_{n \text{ ср}}$ в мостовом выпрямителе в два раза больше, чем в однополупериодном, а максимальное обратное напряжение на каждом из диодов в мостовом выпрямителе будет то же, что и в однополупериодном выпрямителе. Помимо уже названных достоинств мостового выпрямителя следует также отметить, что габариты и масса трансформатора, используемого в мостовом выпрямителе, меньше, чем у однополупериодного выпрямителя, вследствие отсутствия подмагничивания сердечника трансформатора постоянным магнитным потоком, как это имеет место в однополупериодном выпрямителе. Недостатком мостового выпрямителя является необходимость применения четырех диодов.

Если сравнивать параметры полупроводниковых и электронных электровакуумных диодов с основными показателями рассматриваемых выпрямителей, то выявляется определенная целесообразность в использовании того или иного типа вентиля в этих выпрямителях. Так, полупроводнико-

вые диоды из-за малых габаритов и небольшой массы, а также малых значений $U_{пр.ср}$ и невысоких значений $U_{обр.макс}$ следует применять в мостовом выпрямителе. Электронные электровакуумные диоды, способные выдерживать большие обратные напряжения, обычно применяют в высоковольтных источниках напряжения.

В однополупериодном выпрямителе можно включать каждый из рассмотренных вентилях.

Сглаживающий фильтр. Выпрямленное напряжение на нагрузочном устройстве имеет пульсирующий характер. Для питания большинства электронных устройств напряжение с такими пульсациями не может быть использовано, поэтому пульсации стремятся уменьшить до заданного уровня. Устройства, с помощью которых достигается снижение пульсаций, называют сглаживающими фильтрами.

В качестве элементов сглаживающих фильтров применяют индуктивные катушки и конденсаторы, сопротивление которых зависит от частоты. У индуктивных катушек сопротивление постоянному току мало, а индуктивное сопротивление переменному току увеличивается с ростом частоты. У конденсаторов сопротивление постоянному току равно бесконечности, а емкостное сопротивление переменному току уменьшается с ростом частоты. Таким образом, для переменной составляющей тока индуктивное сопротивление катушки значительно больше сопротивления постоянной составляющей. Поэтому при включении индуктивной катушки (индуктивный фильтр) последовательно с нагрузочным устройством падение напряжения на нагрузочном устройстве от переменной составляющей тока снижается, т. е. пульсации выпрямленного напряжения уменьшаются.

При подключении конденсатора (емкостный фильтр) параллельно нагрузочному устройству сопротивление фильтра для переменной составляющей тока значительно меньше, чем для постоянной составляющей. Поэтому и в этом случае

пульсации выпрямленного напряжения на нагрузочном устройстве значительно уменьшаются. Эффективность работы любого сглаживающего фильтра определяют два показателя:

-коэффициент пульсации p , равный отношению амплитудного значения основной гармоники выпрямленного напряжения $U_{н1m}$ к постоянной составляющей, равной среднему выпрямленному напряжению,

$$p = U_{н1m} / U_{н.ср}$$

-коэффициент сглаживания q , равный отношению коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра, т.е.

$$q = p_{вх} / p_{вых}$$

В выпрямительных устройствах находят применение различные сглаживающие фильтры. Простыми фильтрами являются индуктивные и емкостные фильтры. Более сложными являются Г-образные и П-образные сглаживающие фильтры, в которых в различных комбинациях включены основные составные элементы — индуктивные катушки и конденсаторы. В данной работе исследуются два типа сглаживающих фильтров: емкостной фильтр и Г-образный RC-фильтр.

Емкостной фильтр реализуется конденсатором C_{ϕ} , включенным параллельно нагрузочному резистору R_n . На рис. 4 приведены схема однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром и поясняющие работу фильтра временные диаграммы.

Рассмотрим работу фильтра в установившемся режиме, т.е. спустя некоторое время после включения напряжения. Ток i_a в диоде D появляется тогда, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 больше напряжения на конденсаторе, что соответствует интервалам времени t_1-t_2 и t_3-t_4 (рис.4,б). В это время конденсатор C_{ϕ} заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки U_{2m} .

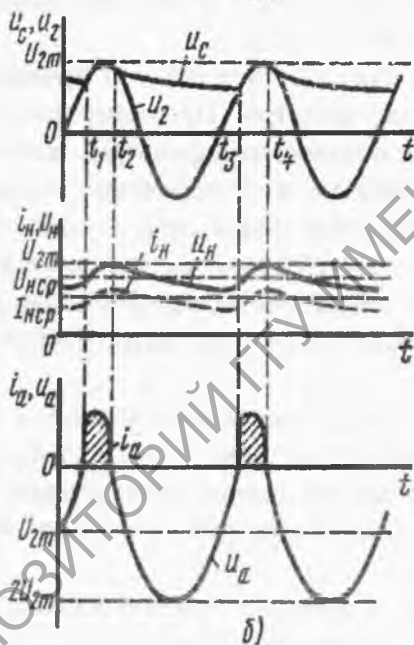
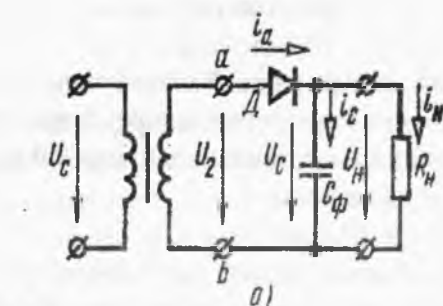


Рис. 4. Схема (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б) однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

С момента времени t_2 напряжение u_2 становится меньше напряжения на конденсаторе u_c , диод D запирается, а конденсатор начинает разряжаться на нагрузочный резистор R_H . Скорость разряда конденсатора определяется постоянной времени $\tau_{\text{разр}} = R_H C_\Phi$. К запертому вентилю в это время прикладывается напряжение u_n , максимальное, значение которого почти равно удвоенному значению $U_{\text{обр. макс}} U_{2m}$ (рис.4, б).

К моменту времени t_3 напряжение U_2 вновь становится больше напряжения U_c , диод D открывается и вновь ток i_a начинает заряжать конденсатор C_Φ и т. д. Таким образом, значение которого почти равно удвоенному значению $U_{\text{обр. макс}} U_{2m}$ (рис.4, б), ток нагрузочного устройства i_H , который без фильтра отсутствовал в отрицательные полупериоды напряжения U_2 , теперь имеется за счет разряда конденсатора C_Φ .

Это приводит к увеличению среднего значения выпрямленного напряжения и к уменьшению его переменной составляющей. Емкость конденсатора C_Φ выбирают такой, чтобы выполнялось соотношение

$$C_\Phi \gg 1/(2\pi f_{\text{осн}} R_H)$$

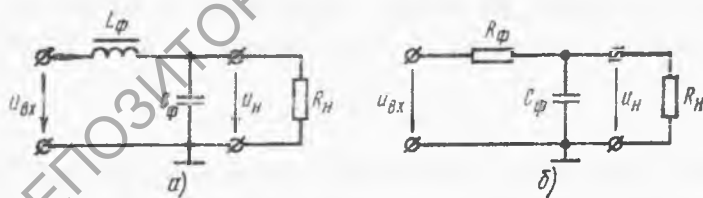


Рис. 5

Если требуется получить более высокий коэффициент сглаживания, то прибегают к сложным сглаживающим фильтрам. К ним относятся Г-образные фильтры LC- и RC-

тина. Подключение индуктивной катушки L_ϕ к емкостному фильтру C_ϕ (рис. 5, а) приводит к тому, что за счет падения напряжения на индуктивной катушке L_ϕ значительно уменьшается доля переменной составляющей выпрямленного напряжения. Падения напряжения от постоянной составляющей тока практически нет, так как активное сопротивление индуктивной катушки стараются сделать очень малым.

В маломощных выпрямительных устройствах, когда надо значительно уменьшить вес, габариты и стоимость фильтра.

$$x_{c_\phi} \ll R$$

вместо индуктивной катушки обычно включают резистор R_n (рис. 5, б).

«Фильтрующее» действие резистора R_ϕ заключается в том, что при

$$\eta = \frac{P_{ax}}{P_{вых}} = \frac{U_{ax1m} / U_{0ax}}{U_{вых1m} / U_n} = \frac{\sqrt{R_\phi^2 + x_{c_\phi}^2}}{x_{c_\phi}} \times \frac{1}{R_n}$$

на R_ϕ происходит большее падение переменной составляющей выпрямленного напряжения, чем постоянной. Обычно величины R_n и R_ϕ соизмеримы, и коэффициент сглаживания фильтра определяется по формуле

Чтобы уменьшение постоянной составляющей выпрямленного напряжения было не очень большим, обычно величину R_ϕ выбирают такой:

$$R_n / (R_n + R_\phi) = 0,5 \div 0,9$$

Если Г-образные фильтры не позволяют уменьшить пульсации до необходимого уровня, то применяют многозвенные фильтры. Общий коэффициент сглаживания много-

звенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания фильтров, из которых он состоит.

При работе выпрямительного устройства часть выпрямленного напряжения падает на активном сопротивлении вторичной обмотки трансформатора и на прямом сопротивлении открытого диода. Следовательно, с ростом величины выпрямленного тока $I_{н.ср}$ увеличивается падение напряжения на этих сопротивлениях и напряжение на нагрузочном устройстве U_n уменьшается. Зависимость $U_n=f(I_n)$ называется внешней характеристикой. Эта характеристика является одной из важнейших характеристик выпрямительного устройства. Сопротивление открытого диода зависит от величины тока, поэтому и зависимость $U_n=f(I_n)$ нелинейна (рис.6, кривая 1). Если в выпрямительное устройство включен фильтр, то зависимость $U_n=f(I_n)$ изменится. Емкостному фильтру соответствует кривая 2, а Γ -образному LC-фильтру - кривая 3.

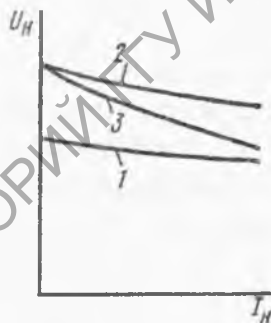


Рис. 6. Внешние характеристики выпрямителей.

В режиме холостого хода ($I_n=0$) при включении как емкостного, так и Γ -образного RC-фильтров выпрямленное напряжение U_n больше напряжения в случае, когда эти фильт-

ры отсутствуют. Это обусловлено тем, что конденсатор C_{ϕ} заряжается до амплитудного значения выпрямленного напряжения U_m . С увеличением тока I_n , что связано с уменьшением сопротивления R_n , уменьшение величины выпрямленного напряжения U_n в схеме с емкостным фильтром происходит более резко, чем без него. Это происходит из-за того, что на величину выпрямленного напряжения влияет более быстрый разряд конденсатора при уменьшении U_n . Величина выпрямленного напряжения при холостом ходе выпрямителя с Г-образным фильтром такая же, как и у выпрямителя с емкостным фильтром, однако наклон внешней характеристики выпрямителя с Г-образным фильтром больше за счет падения напряжения на резисторе R_{ϕ} .

Из-за изменений напряжения сети и изменений сопротивления нагрузочного устройства выпрямленное напряжение на нем может меняться.

Для ряда потребителей изменения напряжения у обычных выпрямителей могут оказаться недопустимыми, в связи с чем возникает необходимость их стабилизации. Стабилизация осуществляется с помощью дополнительного устройства, называемого стабилизатором, которое включают между фильтром и нагрузочным устройством.

Стабилизаторы постоянного напряжения бывают параметрическими и компенсационными. Наиболее простым является параметрический стабилизатор, называемый так потому, что его работа основана на использовании определенных зависимостей параметров полупроводниковых и газоразрядных стабилитронов. Качество работы стабилизаторов напряжения характеризуется коэффициентом стабилизации

$$k_{cm} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex.cp}}{\Delta U_n / U_{n.cp}} = \frac{\Delta U_{ex} U}{\Delta U_n U_{ex}}$$

Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора с полупроводниковым стабилитроном может достигать 100, а с газоразрядным стабилитроном не превышает 10. Еще более высокий коэффициент стабилизации (несколько сотен или тысяч единиц) можно получить, применив компенсационные стабилизаторы. Различают стабилизаторы параллельного и последовательного типов. Как наиболее экономичный, чаще применяется компенсационный стабилизатор последовательного типа, который исследуется в данной лабораторной работе. Нестабилизированное напряжение после фильтра поступает на вход рассматриваемого стабилизатора (рис. 7), а с выхода стабилизатора снимается стабилизированное напряжение, подаваемое на нагрузочное устройство. Выходное напряжение определяется как разность входного напряжения и падения напряжения ΔU на транзисторе T_1 , т. е. $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - \Delta U$. Часть выходного напряжения, сравнивается с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$, создаваемым параметрическим стабилизатором на стабилитроне D . Их разность $U' = \beta U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}$ подается между базой и эмиттером маломощного усилителя на транзисторе T_2 , называемом управляющим. Напряжение U' вызывает изменение коллекторного тока в транзисторе T_2 , что приводит за счет падения напряжения на резисторе $R_{\text{н}}$ к изменению потенциала базы мощного транзистора T_1 , называемого регулирующим. Сопротивление участка коллектор-эмиттер, а следовательно, и падение напряжения на транзисторе T_1 , равное ΔU , изменяются, что приводит к компенсации изменений выходного напряжения и обеспечивает его величину практически неизменной.

Компенсационный стабилизатор позволяет поддерживать напряжение на нагрузочном устройстве постоянным при изменениях входного напряжения стабилизатора и тока в нагрузочном устройстве.

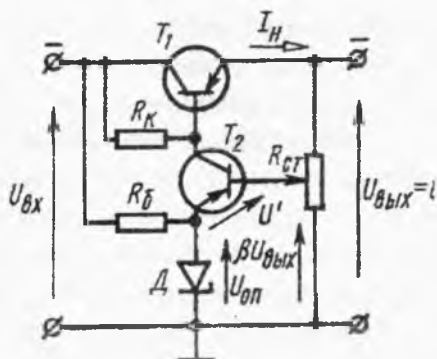


Рис. 7. Схема компенсационного полупроводникового стабилизатора

Работу компенсационного стабилизатора можно проиллюстрировать на примере случая, когда изменяется ток в нагрузочном устройстве.

Пусть ток нагрузочного устройства возрастает. Тогда выходное напряжение стабилизатора за счет увеличения падения напряжения ΔU на транзисторе T_1 от этого тока должно уменьшиться, т. $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - \Delta U$. Но выходное напряжение остается постоянным. Уменьшение $U_{\text{вых}}$ приводит к уменьшению $\beta U_{\text{вых}}$, а следовательно, и к уменьшению напряжения U' . Это вызывает уменьшение коллекторного тока транзистора T_2 и падение напряжения на резисторе $R_{\text{сг}}$. Тогда потенциал базы транзистора увеличивается, сопротивление участка коллектор-эмиттер транзистора T_1 и падение напряжения на нем ΔU уменьшаются. Причем снижение ΔU таково, что практически полностью компенсирует первоначальное увеличение ΔU , вызванное ростом тока нагрузочного устройства.

Для увеличения коэффициента стабилизации стабилизатора вместо однокаскадного усилителя, собранного на транзисторе T_2 , применяют однокаскадные УПТ, выполненные на базе интегральных операционных усилителей. Коэффициент стабилизации при этом может составить величину в несколько тысяч.

Одной из основных характеристик компенсационного стабилизатора является зависимость выходного напряжения нагруженного стабилизатора от его входного напряжения при неизменной величине нагрузочного резистора R_n . Эта характеристика приведена на рис. 8. Рабочим участком характеристики является горизонтальный участок ab , т.е. в диапазоне $U_{вх.мин} \div U_{вх.макс}$ стабилизатор стабилизирует входное напряжение. За пределами участка ab нормальный режим работы приборов, входящих в стабилизатор (в первую очередь—стабилитрона), нарушается и схема перестает стабилизировать. Угол наклона горизонтального участка к оси абсцисс определяет величину коэффициента стабилизации стабилизатора.

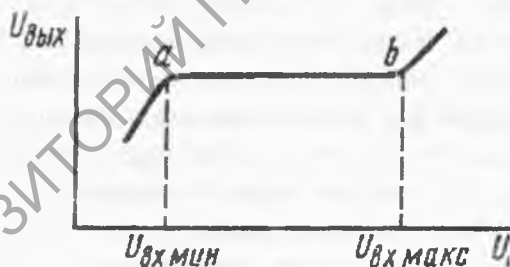


Рис. 8. Выходная характеристики компенсационного стабилизатора.

Довольно часто в различного рода устройствах требуется регулировать величину выпрямленного напряжения. Такие выпрямители получили название управляемых выпрямителей. В них в качестве управляемых .вентилей в настоящее

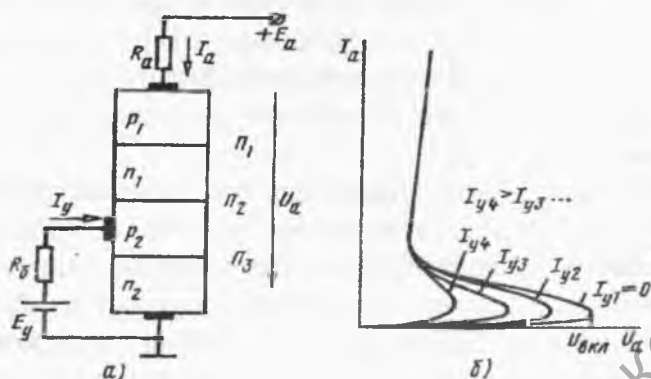


Рис. 9. Структурная схема (а) и вольт-амперные характеристики (б) тиристора

время применяются тиристоры. Тиристор - полупроводниковый переключатель - изготавливается из кремния и имеет три p - n -перехода (рис.9, а). Напряжение питания E_a подается на тиристор так, что переходы π_1 и π_3 открыты, а переход π_2 закрыт. Ток I_a , проходящий через тиристор, при этом будет определяться высоким сопротивлением закрытого перехода. На рис. 9,б приведены вольтамперные характеристики тиристора для положительных значений напряжений. С увеличением напряжения U_a ток тиристора возрастает незначительно. Но при достижении напряжения $U_{вкл}$ (рис. 9, б) наступает электрический пробой в переходе π_2 . При этом происходит лавинообразное увеличение числа носителей зарядов за счет лавинного умножения носителей в переходе π_2 движущимися дырками и электронами. В результате этого ток I_a увеличивается скачком и напряжение на тиристоре уменьшается.

В анодную цепь тиристора для ограничения тока включают резистор R_a . При скачкообразном росте анодного тока

увеличивается падение напряжения на резисторе R_a и напряжение на тиристоре уменьшается. Изменение анодного тока после наступления электрического пробоя производится изменением величин R_a или E_a . Если снять питающее напряжение, то свойства p - n -перехода Π_2 восстанавливаются.

Напряжение $U_{вкл}$ можно снизить введением дополнительных носителей в любой из слоев, образующих переход Π_2 . Появление дополнительных носителей увеличивает число актов ионизации атомов в переходе, и поэтому напряжение $U_{вкл}$ уменьшается. Дополнительные носители зарядов, образующие ток I_y , вводятся в тиристор вспомогательной цепью от источника питания E_y . Влияние величины тока I_y на работу тиристора видно из рис. 9, б.

При включении тиристора в обратном направлении переходы Π_1 и Π_2 будут закрыты и в нем появится весьма небольшой ток. Во избежание пробоя тиристора в обратном направлении необходимо, чтобы обратное напряжение было меньше $U_{обр. доп.}$. Управление в выпрямителе сводится к управлению моментом отпирания тиристорov. Наиболее распространенный способ управления тиристорами – импульсно-фазовый; при этом на управляющий электрод тиристора периодически подаются импульсы напряжения u_y , которые могут сдвигаться во времени по отношению к моменту появления положительной полуволны коллекторного напряжения тиристора u_k (рис.10).

В результате меняется момент отпирания тиристора, начиная с которого и до конца положительной полуволны коллекторного напряжения, тиристор находится в открытом состоянии. Этот сдвиг обозначается α и называется углом управления.

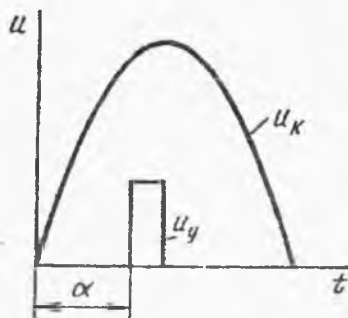


Рис. 10. Фазовое управление моментом отпирания тиристора.

В том случае, когда $\alpha=0$, ток в нагрузочном резисторе $I_{н.ср}$ будет максимальным (рис. 11, а). При увеличении α ток $I_{н.ср}$ будет уменьшаться. На рис. 11, б изображена осциллограмма тока при $\alpha=90^\circ$. При $\alpha=180^\circ$ ток нагрузки становится равным нулю. К управляющим импульсам напряжения предъявляются следующие требования: крутизна управляющих импульсов должна быть весьма высокой, чтобы четко открывались тиристоры; амплитуда и длительность управляющих импульсов должны быть достаточными для надежного открывания, но амплитуда не должна превышать допустимых значений $I_{у.доп}$.

Исходя из этих требований и проектируется устройство (блок) импульсного фазового управления. На рис. 12, а изображена схема управляемого двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора с импульсно-фазовым управлением.

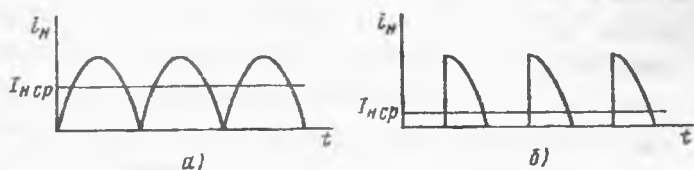


Рис.11. Осциллограммы тока в нагрузочном устройстве при фазовом управлении при $\alpha=0$ (а) и при $\alpha=90^\circ$ (б).

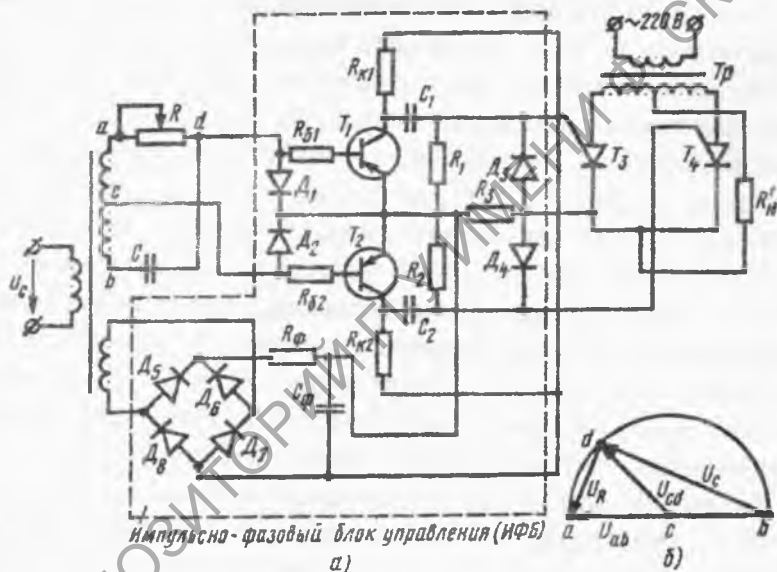


Рис. 12. Схема двухполупериодного выпрямителя с импульсно-фазовым управлением (а); векторная диаграмма мостового фазовращателя (б).

Напряжение в цепь управления подается через мостовой фазовращатель, состоящий из трансформатора с выводом средней точки вторичной обмотки, конденсатора C и переменного резистора R . При изменении величины сопротивления R , как видно из круговой векторной диаграммы (рис. 12, б), угол сдвига фазы выходного напряжения моста по отношению к входному может изменяться от 0 до 180° . При этом величина выходного напряжения моста остается неизменной.

Управляющее напряжение после фазовращателя через диоды D_1 и D_2 , которые пропускают только положительные полуволны синусоидального напряжения, поступает на два транзистора T_1 и T_2 . Питательное коллекторное напряжение подается на транзисторы с отдельного выпрямителя, собранного по мостовой схеме (диоды D_5 , D_6 , D_7 и D_8). Выходные напряжения, снимаемые с транзисторов, имеют трапецеидальную форму, так как на их входы подаются напряжения довольно значительной величины, выходящие далеко за пределы линейного участка переходной характеристики транзистора. Далее трапецеидальные напряжения дифференцируются с помощью цепочек R_1C_1 и R_2C_2 . На управляющие электроды тиристоров T_3 и T_4 поступают только положительные импульсы напряжения, так как отрицательные импульсы шунтируются диодами D_3 и D_4 .

Таким образом, изменяя величину сопротивления переменного резистора R , можно изменять время прихода управляющих импульсов на управляющие электроды тиристоров.

2. Расчетное задание

2.1. Нарисовать две схемы выпрямителя (однополупериодного и мостового). На этих схемах изобразить включение измерительных приборов для измерений U_2 , $U_{н\text{ ср}}$ и $I_{н\text{ ср}}$.

2.2. Рассчитать напряжение на нагрузке $U_{н.ср}$ для схем однополупериодного и мостового управляемых выпрямителей (без фильтра). Значение U_2 взять из таблицы 1 в соответствии с номером своей бригады.

2.3. Рассчитать значение среднего выпрямленного тока $I_{н.ср}$ и максимальное обратное напряжение на диоде $U_{обр.макс}$ для однополупериодного и мостового выпрямителей без фильтра и сравнить расчетные значения с паспортными данными соответствующих диодов.

2.4. Произвести расчет коэффициентов пульсации и сглаживания для RC-фильтра. Значение U_2 , а так же емкость конденсатора C_ϕ и величины R_ϕ , R_n указаны в таблице 1.

Таблица 1

Номер бригады	Тип диода	U_2 , В	C_ϕ , мкФ	R_ϕ , Ом	R_n , Ом
1	Д226В	15	300	100	200
2	Д202	30	200	120	460
3	Д226В	15	250	80	310
4	Д226Б	30	100	100	560
5	Д226В	15	300	100	200
6	Д202	30	100	120	600
7	Д226Б	15	200	80	310
8	Д226Б	30	100	100	560
9	Д226В	30	150	100	500
10	Д217	15	300	120	200
11	Д226Б	30	200	80	250
12	Д226Б	30	300	100	150
13	Д217	30	150	100	600
14	Д226В	15	100	120	400
15	Д226Б	30	200	80	700

3. Лабораторное задание

3.1. Собрать схему для однополупериодного выпрямителя рис. 13 без фильтра и подключить ее к источнику питания $\sim 8\text{В}$ (50Hz) стенда.

3.2. Подключая осциллограф поочередно на вход и выход выпрямителя (параллельно нагрузке R_1) зарисовать осциллограммы напряжений.

3.3. Подключив параллельно нагрузке конденсатор и измерив (с помощью прибора PV1) среднее значение выпрямленного напряжения U_0 и амплитуду напряжения U_{m1} (с помощью осциллографа), вычислить значение коэффициента пульсации $P_0 = U_{m1}/U_0$. Зарисовать осциллограмму.

3.4. Собрав схему рис. 14 двухполупериодного мостового выпрямителя, зарисовать осциллограмму напряжения на нагрузке без конденсатора и с конденсатором. Измерить и записать величины U_0 , U_{m1} и P_0 .

4. Контрольные вопросы

4.1. Нарисуйте осциллограммы напряжения на нагрузочном резисторе U_n при одно- и двухполупериодном выпрямлении.

4.2. Какие приборы необходимо включить для снятия внешней характеристики выпрямительного устройства?

4.3. Прибором какой системы измеряют постоянную составляющую тока (или напряжения)?

4.4. В каком из выпрямителей постоянная составляющая тока в нагрузочном резисторе I_n наименьшая?

4.5. В каком из трех выпрямителей максимальное обратное напряжение $U_{обр. макс}$ на вентиле наибольшее?

4.6. В каком из выпрямителей постоянная составляющая напряжения U_n на нагрузочном резисторе наименьшая?

4.7. Укажите преимущества полупроводникового диода перед электронным электровакуумным диодом.

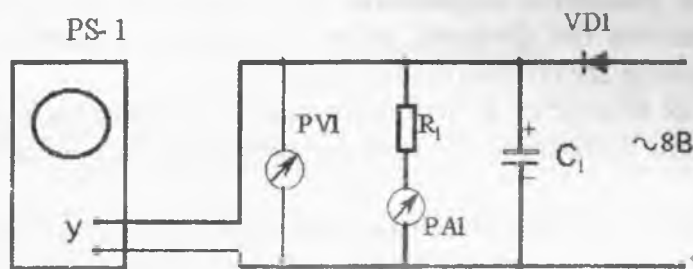


Рис.13. Схема однополупериодного выпрямителя без фильтра:
VD1– полупроводниковый диод КД-202А; R1– резистор 470Ω;
PA1– прибор 43101; PV1– прибор Ц 4342; PS-1–осциллограф
С-101; C1– конденсатор 220 мкф.

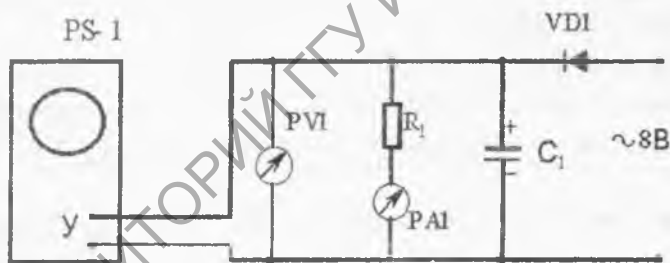


Рис.14. Схема двухполупериодного мостового выпрямителя:
VD1– блок выпрямительный КЦ-405Б; R1– резистор 470Ω;
PA1– прибор 43101; PV1– прибор Ц 4342; PS-1–осциллограф
С-101; C1– конденсатор 220 мкф.

- 4.8. Какие параметры диодов ограничивают величину мощности, которую необходимо получить на нагрузке?
- 4.9. Как изменится напряжение на нагрузочном резисторе выпрямителя без фильтра, если параллельно подключить конденсатор достаточно большой емкости?
- 4.10. Как изменится величина пульсации напряжения в нагрузочном устройстве R_n , если увеличить емкость фильтра C_Φ ?
- 4.11. Как изменится максимальное обратное напряжение, приложенное к запертому диоду, при подключении конденсатора параллельно нагрузке?
- 4.12. Как изменится величина постоянного напряжения на нагрузочном устройстве R_n , если увеличить сопротивление резистора R_Φ RC -фильтра?
- 4.13. Каким должно быть оптимальное соотношение емкостного сопротивления C -фильтра и сопротивления в нагрузочном устройстве R_n ?
- 4.14. Укажите преимущества и недостатки RC -фильтра по сравнению с LC -фильтром.
- 4.15. Как изменится величина коэффициента сглаживания двухзвенного фильтра при последовательном соединении двух фильтров (коэффициент сглаживания каждого из них q_1 и q_2)?
- 4.16. Как изменится коэффициент стабилизации $k_{ст}$ компенсационного стабилизатора, если уменьшить коэффициент усиления усилителя, собранного на транзисторе T_1 ?
- 4.17. Как изменится напряжение на выходе стабилизатора, если опорное напряжение в компенсационном стабилизаторе уменьшилось?

5. Требования к содержанию отчета

5.1. Титульный лист. Тема и цель работы.

5.2. Осциллограммы для рассчитанных значений тока $I_{н.ср}$ и напряжения $U_{н.ср}$ однополупериодного выпрямителя

5.3 Осциллограммы напряжения на нагрузке для рассчитанного значения тока $I_{н.ср}$ и $U_{н.ср}$ двухполупериодного мостового выпрямителя.

5.4. Исследование выпрямителя с фильтром:

а) зарисовать осциллограммы напряжения на нагрузочном резисторе при включении в однополупериодный выпрямитель фильтров типа C и RC (при расчетном $I_{н.ср}$), измерить $U_{н.ср}$;

б) снять внешние характеристики выпрямителя с C - и RC -фильтрами;

в) зарисовать осциллограммы напряжения на нагрузочном резисторе при включении в мостовой выпрямитель фильтров типа C и RC (при расчетном $I_{н.ср}$), измерить $U_{н.ср}$;

г) снять внешние характеристики выпрямителя с C - и RC -фильтрами;

д) по результатам измерений подсчитать коэффициенты пульсаций и сглаживания для RC -фильтра и сравнить их с расчетными.

5.5. Схемы выпрямителей, осциллограммы напряжений на входе и на нагрузке (без фильтра и с фильтром), значения коэффициента пульсаций.

Литература

1. Бокалов В.П. и др. Основы теории электрических цепей и электроники. М. Радио и связь, 1989г.
2. Электротехника под ред. В.Г. Герасимова. М. Высшая школа, 1985г.
3. Касаткин А.С., Немцов М.В. Электротехника. М. «Энергоатомиздат», 1983г.
4. Бессонов Л.А. Теоретические основы электроники. Часть 1, М. Радио.
5. А.И.Иванов - Цыганов Электротехнические устройства радиосистем. М. «Высшая школа», 1979г.
6. Сборник задач по электротехнике и основам электроники. Под ред. В.Г. Герасимова. М. Высшая школа, 1987г.
7. О.Н.Веселовский, Л.М.Браславский. Основы электротехники и электротехнические устройства радиоэлектронной аппаратуры. М., «Высшая школа», 1977г.
8. Шебес М.Р. Задачник по теории линейных электрических цепей. М. Высшая школа.
9. Сборник задач по общей электротехнике под ред. В.С.Пантюшина. Изд-во «Высшая школа», 1973г.
10. Сборник задач по теоретическим основам электротехники. Под ред. Л.А.Бессонова, М., «Высшая школа», 1980г.

Содержание

Лабораторная работа № 10	
“Изучение магнитных свойств электротехнических материалов”	3
Лабораторная работа № 11	
“Изучение свойств нелинейных элементов в цепях переменного тока”	12
Лабораторная работа № 12	
“Изучение принципов работы выпрямителей”	28
Литература.....	55

РЕПОЗИТОРИЙ ГГУ ИМЕНИ Ф. СКОРИНЫ

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Практическое пособие для студентов физического факультета Гомельского государственного университета им. Ф.Скорины специальностей “Физика”, “Физика с дополнительной специализацией “Техническое творчество”, “Физическая электроника”, АСОИ (часть 6).

Автор – составитель :

Богданович Валентина Иосифовна , старший преподаватель кафедры радиофизики и электроники . Гомельского государственного университета им. Ф. Скорины.

Рецензенты:

Ефимчик Михаил Константинович, к. ф.-м. н., доцент кафедры АСОИ Гомельского государственного университета им. Ф. Скорины;

Яковцев Игорь Николаевич, старший преподаватель кафедры общей физики Гомельского государственного университета им. Ф. Скорины

6/4

Подписано к печати 23. 04. 2000 г. Формат 60х 84 1/16.

Бумага писчая № 1. Печать офсетная. Усл. п. л. 3,5. Уч. - изд. л. 2,3. Тираж 50 экз. Заказ 152. Отпечатано на ротапринте Гомельского госуниверситета им. Ф.Скорины. 246099, г. Гомель, ул. Советская, 104

