

1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГЕНЕРАТОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В настоящее время имеется много типов индукционных генераторов. Но все они состоят из одних и тех же основных частей. Это, во-первых, *электромагнит* или *постоянный магнит*, создающий магнитное поле, и, во-вторых, *обмотка*, в которой индуцируется переменная э. д. с..

Так как э. д. с., наводимые в последовательно соединенных витках, складываются, то амплитуда э. д. с. индукции в обмотке пропорциональна числу витков в ней. Она пропорциональна также амплитуде *переменного магнитного потока* через каждый виток:

$$\Phi = B \cdot S$$

Для получения большого магнитного потока в генераторах применяют специальную магнитную систему, состоящую из двух *сердечников*, сделанных из электротехнической стали. Обмотки, создающие магнитное поле, размещены в пазах одного из сердечников, а обмотки, в которых индуцируется э. д. с., - в пазах другого. Один из сердечников (обычно внутренний) вместе со своей обмоткой вращается вокруг горизонтальной или вертикальной оси. Поэтому он называется *ротором*. Неподвижный сердечник с его обмоткой называют *статором*. Зазор между сердечниками статора и ротора делают как можно меньшим. Этим обеспечивается наибольшее значение потока магнитной индукции. В больших промышленных генераторах вращается электромагнит, который является ротором, в то время как обмотки, в которых наводится э. д. с., уложены в пазах статора и остаются неподвижными. Дело в том, что подводить ток к ротору или отводить его из обмотки ротора во внешнюю цепь приходится при помощи скользящих контактов. Для этого ротор снабжается *контактными кольцами*, присоединенными к концам его обмотки. Неподвижные пластины – *щетки* – прижаты к кольцам и осуществляют связь обмотки ротора с внешней цепью. Сила тока в обмотках электромагнита, создающего магнитное поле, значительно меньше силы тока, отдаваемого генератором во внешнюю цепь.

Поэтому генерируемый ток удобнее снимать с неподвижных обмоток, а через скользящие контакты подводить сравнительно слабый ток к вращающемуся электромагниту. Этот ток вырабатывается отдельным генератором постоянного тока (*возбудителем*), расположенным на том же валу. В маломощных генераторах магнитное поле создается вращающимся постоянным магнитом. В таком случае кольца и щетки вообще не нужны. Появление э. д. с. в неподвижных обмотках статора объясняется возникновением в них вихревого электрического поля, порожденного изменением магнитного потока при вращении ротора.

Возбудитель электрических машин – это генератор постоянного или переменного тока для питания индуктора электрической машины, создающего в ней рабочий магнитный поток. В основном получили развитие возбудитель электрических машин в синхронных машинах, поскольку постоянный ток, необходимый для питания индуктора, самой машиной не вырабатывается. В качестве возбудителя обычно применяется коллекторный генератор постоянного тока с шунтовым или независимым возбуждением от подвозбудителя. В связи с ростом мощностей и повышением быстродействия системы управления синхронных машин, а также в специальных машинах начиная с 50-х годов 20 века применяются возбудители электрических машин, в которых переменное напряжение от основной машины (непосредственно или через трансформатор — самовозбуждение) или от вспомогательной синхронной машины (независимое возбуждение) подаётся на ионный или полупроводниковый выпрямитель, питающий индуктор основной машины. Регулирование осуществляется в силовой цепи возбуждения или воздействием на цепь возбуждения возбудителя. В другом типе возбудителя электрических машин переменное напряжение от вспомогательного генератора, якорь которого расположен на общем валу с индикатором синхронной машины, подаётся на выпрямитель, смонтированный на том же валу. Выпрямленное напряжение поступает непосредственно в обмотку индуктора. Основные достоинства таких возбудителей – отсутствие скользящих контактов, повышенная надёжность и высокое быстродействие.

Современный генератор электрического тока – это внушительное сооружение из медных проводов, изоляционных материалов и стальных конструкций. При размерах в несколько метров важнейшие детали генераторов изготавливаются с точностью до миллиметра. Нигде в природе нет такого сочетания движущихся частей, которые могли бы порождать электрическую энергию столь же непрерывно и экономично.

2. СИНХРОННАЯ МАШИНА

Синхронная машина переменного тока – это машина (обычно трёхфазная), частота вращения которой n жестко связана с частотой сети f соотношением

$$n = \frac{f}{p}$$

где p — число пар полюсов машины.

В зависимости от режима работы синхронной машины различают синхронные генераторы (генераторы активной мощности), синхронные электродвигатели (двигатели с постоянной частотой вращения), а также компенсаторы синхронные (генераторы реактивной мощности).

Любая синхронная машина может работать во всех трёх режимах, но практически в конструкциях современных синхронных генераторов, двигателей и компенсаторов имеются определённые различия, обусловленные особенностями каждого из режимов.

Основные составные части синхронной машины — статор, несущий рабочую обмотку переменного тока, и явно- или неявнополюсный ротор, на котором размещается обмотка возбуждения, всегда питаемая постоянным током (через контактные кольца). Иногда в синхронной машине небольшой мощности (до 20 кВт) обмотку переменного тока размещают на роторе, а обмотку возбуждения — на статоре. Конструкцию таких машин называют обращенной.

На статоре 2 (рис. 2.1) синхронной машины расположена трехфазная обмотка 1, на роторе 4 — электромагниты (полюса), питаемые постоянным током

через контактные кольца 3 и щетки. Обмотка 5 электромагнитов, создающая магнитный поток возбуждения машины, называется обмоткой возбуждения. Статор имеет три (в двухполюсной машине), шесть (в четырехполюсной) или большее количество катушек, сдвинутых одна относительно другой на соответствующие углы.

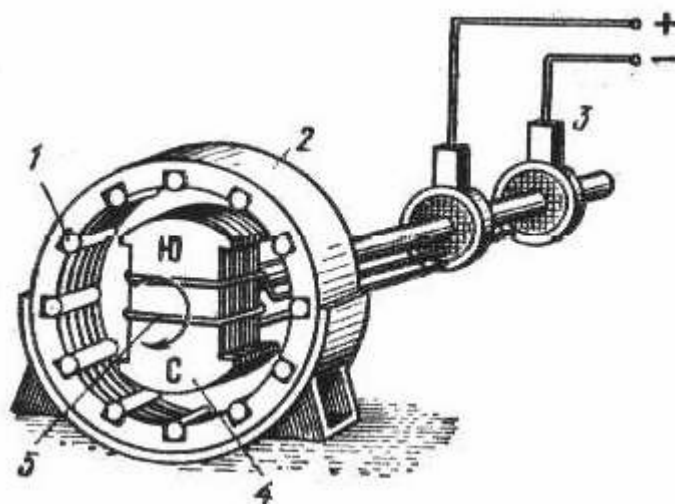


Рис. 2.1. Синхронная машина

3. СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

Синхронный генератор – синхронная машина, работающая в генераторном режиме. Синхронные генераторы используют обычно в качестве источников переменного тока постоянной частоты и устанавливают на электростанциях, в электрических установках, на транспорте и т. д. Применение синхронных генераторов началось в 70-х годах 19 века в связи с изобретением свечи П. Н. Яблочкова. Наибольшее распространение имеют синхронные генераторы. для получения тока промышленной частоты, роторы которых приводятся во вращение паровыми (турбогенератор) или водяными (гидрогенератор) турбинами. Синхронные генераторы строят также с приводом от газовых турбин, двигателей внутреннего сгорания, ветро- или электродвигателей. Обмотки ротора синхронного генератора питаются постоянным током от отдельного генератора –

возбудителя, размещаемого обычно на общем валу с синхронным генератором и приводимого совместно с ним во вращение, или от выпрямительного устройства. При вращении ротора его магнитное поле наводит в трёхфазной обмотке статора переменную э. д. с., частота которой

$$f = p \cdot n ,$$

где p и n — соответственно число пар полюсов и частота вращения ротора.

Быстроходные синхронные генераторы (турбогенераторы) имеют малое число пар полюсов ($p = 1, 2$), а в тихоходных (гидрогенераторах) p достигает нескольких десятков. Величина э. д. с. регулируется изменением тока в обмотке ротора. В синхронных генераторах малой мощности иногда применяют конструкции, в которых обмотка переменного тока расположена на роторе, а обмотка возбуждения — на статоре. Особый класс составляют синхронные генераторы с увеличенным числом пар полюсов — для получения тока повышенной частоты (генераторы повышенной частоты).

4. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГЕНЕРАТОРА ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Трёхфазная система переменного тока получила широкое распространение во всем мире, так как она обеспечивает наиболее выгодную передачу энергии и позволяет использовать надежные в работе и простые по устройству асинхронные электродвигатели.

В настоящее время на всех электрических станциях России электрическая энергия вырабатывается генераторами трехфазного переменного тока. Простейший генератор трехфазного тока (рис. 1) отличается от генератора однофазного тока тем, что на статоре его расположены три отдельные обмотки (фазные обмотки), оси которых сдвинуты одна относительно другой на угол 120° . Каждую из обмоток трехфазного генератора вместе с присоединенной к ней внешней цепью принято называть фазой. Согласно ГОСТу фазы обозначаются буквами А, В и С.

Ротор генератора представляет собой постоянный магнит или электромагнит, который вращается каким-либо двигателем. При вращении ротора в трех фазных обмотках статора индуцируются синусоидальные э. д. с. e_A , e_B и e_C одной и той же частоты и имеющие одинаковые амплитуды. Но так как магнитное поле вращающегося ротора пересекает эти обмотки не одновременно, то э. д. с. e_A , e_B и e_C будут сдвинуты по фазе по отношению друг к другу на $1/3$ периода (рис. 2, а), чему соответствует угол 120° .

Следовательно, мгновенные значения э. д. с., индуцируемые в трех обмотках генератора:

$$e_A = E_m \sin \omega t$$

$$e_B = E_m \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$e_C = E_m \sin(\omega t - 240^\circ)$$

Такая система трехфазных э. д. с. называется симметричной. Особенностью ее является то, что сумма э. д. с. всех трех фаз в любой момент времени равна нулю:

$$e_A + e_B + e_C = E_m [\sin \omega t + \sin(\omega t - 120^\circ) + \sin(\omega t - 240^\circ)] = 0$$

Векторное изображение системы трехфазных э. д. с. показано на рис. 2, б.

Любая из фазных обмоток генератора трехфазного тока является самостоятельным источником электрической энергии и к ней может быть подключен свой приемник. Таким образом, получается несвязанная трехфазная система, имеющая для передачи электрической энергии шесть проводов. На практике такие системы не применяют. Обычно фазные обмотки трехфазного генератора и приемники электрической энергии соединяют по схеме «звезда» или «треугольник».

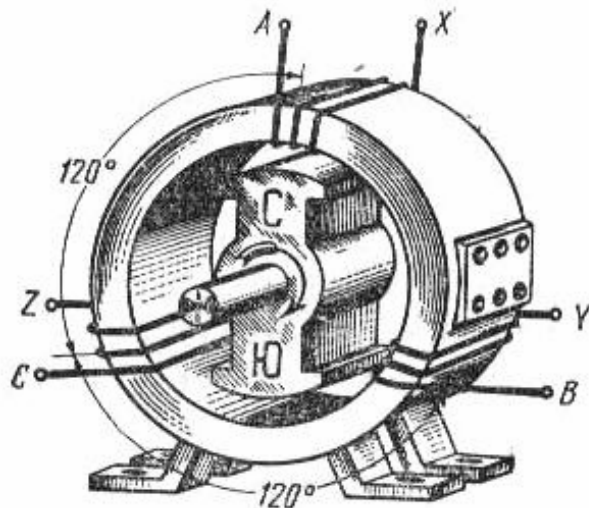


Рис. 1. Генератор трехфазного тока

Асинхронный генератор – асинхронная электрическая машина, работающая в генераторном режиме. Ротор в асинхронном генераторе вращается приводным двигателем в том же направлении, что и магнитное поле, но с большей скоростью. При этом скольжение ротора становится отрицательным, на валу машины возникает тормозящий момент и она работает генератором, отдавая энергию в сеть. А. г. потребляет намагничивающий ток значительной силы и требует наличия в сети генераторов реактивной мощности в виде синхронных машин. Несмотря на простоту обслуживания, асинхронные генераторы применяют сравнительно редко, в основном как вспомогательные источники небольшой мощности и как тормозные устройства.

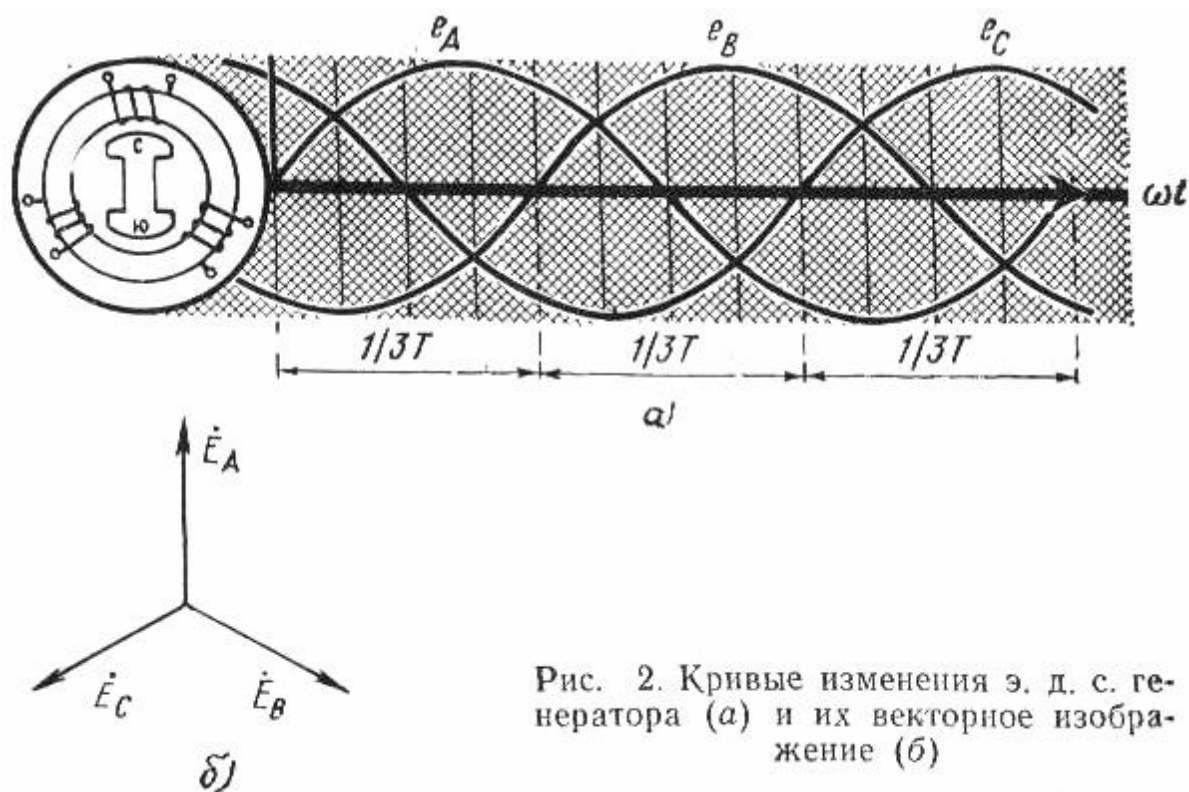


Рис. 2. Кривые изменения э. д. с. генератора (а) и их векторное изображение (б)

ЛИТЕРАТУРА

1. Вольдек А. И., Электрические машины, 2 изд., Л., 1974.
2. Зорохович А. В., Калинин В. К. Электротехника с основами промышленной электроники, М., 1975.
3. Костенко М. П., Пиотровский Л. М., Электрические машины, 3 изд., ч. 2, Л., 1973.
4. Петров Г. Н., Электрические машины, ч. 2, М.—Л., 1963.

II. Силовые полупроводниковые устройства в цепях электрических машин.

1. Выпрямители.

Выпрямителями называются статические преобразовательные устройства, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный. Неуправляемые выпрямители, в которых средний уровень выпрямленного напряжения не может регулироваться, строятся на неуправляемых полупроводниковых приборах – диодах, а управляемые выпрямители, для которых возможно регулирование выходного напряжения – на управляемых приборах – тиристорах.

1.1. Диоды и тиристоры.

Выпрямительным диодом называется полупроводниковый прибор, который в силу своих физических свойств обеспечивает проводимость для электрического тока в одном направлении значительно большую, чем в другом.

Изображение диода и его вольт-амперная характеристика представлена на рис. 2.1 а). На рисунке: А – анод, К – катод диода. Направление прямого тока $I_{пр}$ показано стрелкой. Вольт-амперная характеристика показывает зависимость тока I , проходящего через диод, от напряжения U , приложенного к диоду. Если потенциал анода А оказывается выше потенциала катода, то к диоду прикладывается напряжение действующее в прямом направлении $U_{пр}$. При прохождении по диоду в прямом направлении некоторого тока $I_{пр}$, соответствующего, например, рабочей точке А, падение напряжения на диоде будет равно ΔU . Благодаря большой крутизне ветви вольт-амперной характеристики в первом квадранте, падение ΔU относительно мало зависит от величины рабочего тока $I_{пр}$. ΔU составляет 0,5-2 В для мощных диодов и имеет порядок 0,1 В – для маломощных диодов. Если к выпрямительному диоду прикладывается обратное напряжение (потенциал анода ниже потенциала катода), то обратный ток в диаграмме обратных напряжений $0 < |U_{обр}| < U_{обр\ max}$ весьма мал и может составлять от десятых долей мА (маломощные системы) до 10 мА (мощные системы). Однако при достижении обратного напряжения величины $U_{обр\ max}$, обратный ток $I_{обр}$ лавинообразно возрастает и наступает пробой диода. Диоды могут работать при частотах сети переменного тока или периодических включениях в специальных электрических цепях с частотами порядка 10^2 Гц (сетевые диоды) и $10^3 - 10^5$ Гц (высокочастотные диоды).

Современные мощные диоды созданы на рабочие токи, достигающие величин $10^3 - 10^4$ А и допустимые величины напряжений, имеющие

порядок 10^4 В. Что касается предельных рабочих частот диодов, то чем выше предельные параметры по току и напряжению, тем ниже допустимые частоты функционирования, которые, однако, даже для самых мощных диодов составляют величину не менее 50-100 Гц.

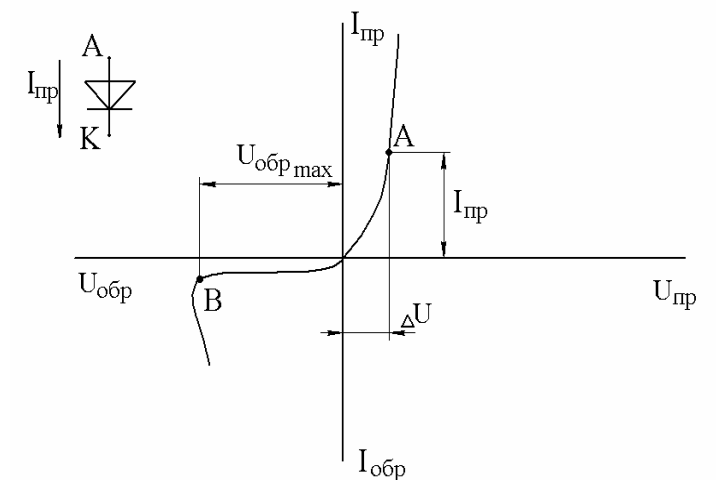


Рис. 2.1 а)

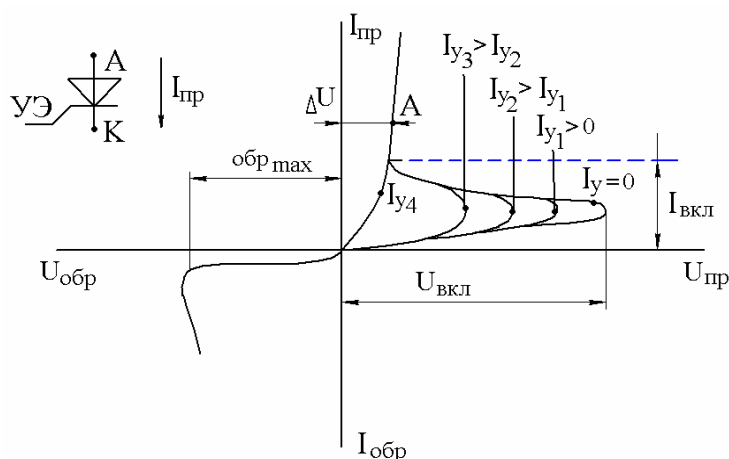


Рис. 2.1 б)

Теперь рассмотрим свойства другого полупроводникового прибора — тиристора, применяемого, помимо прочего, в регулируемых выпрямителях. Тиристор является бистабильным полупроводниковым прибором, который характеризуется двумя устойчивыми состояниями: открытым и закрытым. Обозначение тиристора, имеющего анод А, катод К и управляющий электрод УЭ, показано на рис. 2.1 б). В открытом состоянии, так же как и диод, тиристор обладает преобладающей односторонней проводимостью в направлении анод-катод. Для перевода в открытое состояние на управляющий электрод УЭ при положительном потенциале диода А относительно катода К должен быть подан положительный относительно катода импульс тока. Обычный тиристор является не полностью управляемым переключающим элементом. Это означает, что его можно открыть, но нельзя запереть, воздействуя на

управляющий электрод.* Вольт-амперная характеристика обычного (однооперационного) тиристора показана на рис. 2.1 б). В закрытом состоянии тиристора, когда управляющий импульс тока отсутствует ($I_y = 0$),

повышение прямого напряжения (анод-катод) на тиристоре до некоторой критической величины $U_{вкл}$ приводит к внезапному включению тиристора.

Такой режим является нерасчетным и может привести к авариям в системе. Рабочее напряжение в прямом направлении должно всегда отвечать условию $U_H < U_{вкл}$. Увеличение амплитуды импульса тока управления $I_{y4} > I_{y3} > I_{y2} > I_{y1} > 0$ приводит к уменьшению напряжения включения.

При некотором значении амплитуды тока I_{y4} вольт-амперная характеристика не имеет четкой величины $U_{вкл}$ и переходит на спрямленную ветвь, свойственную обычному диоду (рис. 2.1 а) Ток управления I_y (в нашем примере I_{y4}), при котором переход в проводящее состояние тиристора переходит также как у диода, и область запертого состояния, обусловленная выпуклой частью вольт-амперной характеристики, отсутствует, называется током спрямления.

На вольт-амперной характеристике рис.2.1 б) показан также уровень тока $I_{вкл}$, называемого током включения, или током удержания. Тиристор не может находиться во включенном состоянии, если проходящий через него ток будет меньше тока включения $I_{вкл}$.

Помимо критического напряжения $U_{вкл}$, прикладываемого к тиристору в закрытом состоянии и приводящего к его нерасчетному отпиранию, следует указать еще на одну причину, приводящую к самопроизвольному отпиранию тиристора. Для тиристора (так же как и для некоторых других полупроводниковых приборов) опасным является превышение скорости нарастания прямого анодного напряжения $\frac{dU}{dt}$ выше

некоторой критической величины $(\frac{dU}{dt})_{кр}$. Превышение этой величины приводит к нерасчетному (ложному) включению тиристора. Эта опасность имеет значение, главным образом, для импульсных схем, и практически неактуальна для работы тиристорov в выпрямительных схемах в сетях с промышленной частотой 50 Гц.

Для перевода обычного тиристора в закрытое состояние необходимо выполнение двух условий:

* Существует, тем не менее, специальные виды запираемых тиристорov (GTO), для которых отпирание и запираение по цепи управляющего электрода возможно. Мы разьясим их работу при изучении силовых ключей и инверторов.

- уменьшение прямого анодного тока до нуля или, по крайней мере, до величины меньшей тока удержания $I_{\text{вкл}}$ (рис. 2.1 б)

- поддержание после этого в течение весьма короткого времени отрицательного потенциала на аноде тиристора для восстановления его запирающих свойств. Это время называется временем отключения, имеет порядок $10^{-3} - 10^{-6}$ с в зависимости от мощности и типа прибора.

Выполнение условий отключения тиристора осуществляется с помощью внешних источников энергии (заряженный конденсатор) или с помощью напряжения сети. Упрощенная схема искусственной (конденсаторной) коммутации показана на рис. 2.2 а)

Пусть по нагрузке R_n и тиристор V проходит ток I от источника постоянного напряжения $U_{\text{п}}$. При необходимости отключения (гашения) тиристора V заряженный конденсатор C с помощью ключа K (обычно это вспомогательный тиристор) подключается к зажимам тиристора V , так что на аноде тиристора создается отрицательный потенциал. Конденсатор, разряжаясь, уменьшает анодный ток до нуля, поддерживает после этого в течение короткого промежутка времени $t_{\text{вкл}}$ отрицательный потенциал на аноде для восстановления запирающих свойств, и процесс отключения V на этом заканчивается.

Дальнейшее включение тиристора V осуществляется подачей на его управляющий электрод импульса отпирания, а последующее запираение потребует нового возобновления заряда коммутирующего конденсатора C , который обычно осуществляется с помощью вспомогательных цепей от того же источника питания $U_{\text{п}}$.

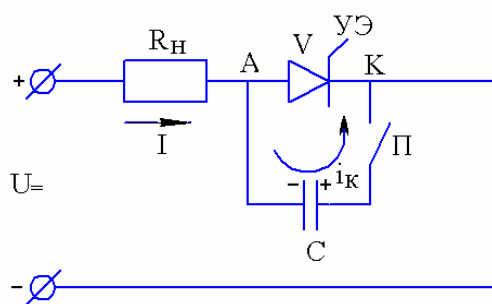


Рис.2.2 а)

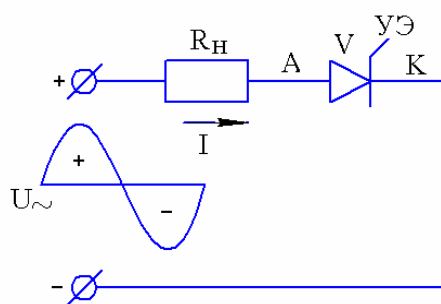


Рис.2.2 б)

Для схем переменного тока и, в частности, схем выпрямителей применяется другой принцип отключения тиристоров, который называется сетевой коммутацией, осуществляемый за счет напряжения сети. Простейшая схема с одиночным тиристором V показана на рис. 2.2 б)

При подаче отпирающего импульса на управляющий электрод в течение положительной полуволны напряжение $U_{\text{п}}$ тиристор переходит в проводящее состояние, а через нагрузку R_n проходит ток I . Когда напряжение на аноде тиристора меняет знак на отрицательный

(отрицательная волна U_{\sim}), тиристор V переходит в непроводящее состояние, и ток I в нагрузке исчезает.

Рассмотрим теперь применение принципа сетевой коммутации (отключения) тиристоров для конкретных схем выпрямителей на тиристорах. Процессы коммутации диодов для неуправляемых выпрямителей являются лишь частным случаем таковых для тиристорных схем.

1.2 Однофазный двухполупериодный управляемый выпрямитель со средней точкой. Коммутационные процессы.

1.2.1 Работа на активную нагрузку.

Схема выпрямителя на двух тиристорах V1 и V2 со средней точкой вторичной обмотки трансформатора Тр показана на рис. 2.3а) Предположим вначале, что нагрузка выпрямителя чисто активная и содержит сопротивление R_d . Ключ К, шунтирующий индуктивность L_d , замкнут, что исключает её влияние на процессы в выпрямителе. Полагаем сетевой трансформатор Тр идеальным, так что индуктивности рассеивания, приведённые ко вторичной обмотке L_s будут равны нулю. В этом случае процесс отключения тиристоров можно считать мгновенным, как только напряжение на его аноде под действием переменных напряжений $U'_2 u U''_2$ станет отрицательным.

Система управления СУ формирует короткие управляющие импульсы I_y , которые поочерёдно подаются на управляющие электроды тиристоров V1 и V2.

На диаграммах рис. 2.3б) видно, что импульсы I_y , подаваемые на тиристоры, сдвинуты по отношению к точкам пересечения фазных напряжений $U'_2 u U''_2$ на угол α , который называется углом регулирования выпрямителя. Приход каждого импульса означает мгновенное включение соответствующего тиристора. Таким образом, напряжение на нагрузке U_d будет представлять собой последовательность усечённых с одного края положительных полуволн фазных напряжений $U'_2 u U''_2$ (Третья строка диаграммы рис. 2.3б).

Ток нагрузки I_d будет повторять на диаграмме кривую фазных напряжений, поскольку нагрузка выпрямителя R_d чисто активная. На нижней строке диаграмм показано напряжение, прикладываемое к одному из тиристоров V1 во время работы. На участке сетевого угла $\vartheta = \omega_c t$, где ω_c - круговая частота сети $0 \leq \vartheta \leq \alpha$ тиристор V1 заперт и к нему в прямом направлении прикладывается напряжение верхней полуобмотки трансформатора U'_2 . На участке $0 < \vartheta < \pi$ тиристор V1 включён, и падение напряжения на нём пренебрежимо мало. Далее под действием отрицательной волны U'_2 тиристор V1 запирается, запертым продолжает оставаться и тиристор V2. Таким образом на участке $\pi < \vartheta < \pi + \alpha$ к тиристору V1 прикладывается в обратном направлении отрицательное напряжение U'_2 . Наконец, в точке $\vartheta = \pi + \alpha$ подаётся отпирающий импульс на тиристор V2, он включается, и к закрытому тиристору V1 прикладывается полное напряжение всей вторичной обмотки трансформатора, равное $U'_2 + U''_2$. В результате этого максимальное

обратное напряжение на тиристоре будет равно двойной амплитуде напряжения на каждой из полуобмоток $(U_V)_{\max} = -2U_{2m}$.

Среднее выпрямлённое напряжение при работе выпрямителя на активную нагрузку будет равно:

$$\langle U_d \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U'_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.1)$$

Отсюда видно, что изменение угла регулирования α от $\alpha = 0$ до $\alpha = \pi$ позволяет регулировать среднее напряжение выпрямителя от максимального значения $\langle U_{d0} \rangle = \frac{2}{\pi} U_{2m}$ до 0.

Формуле (2.1) можно придать, таким образом, вид:

$$\langle U_d \rangle = \langle U_{d0} \rangle \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.2)$$

Или через действующее значение напряжения U_2 на одной из полуобмоток $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$.

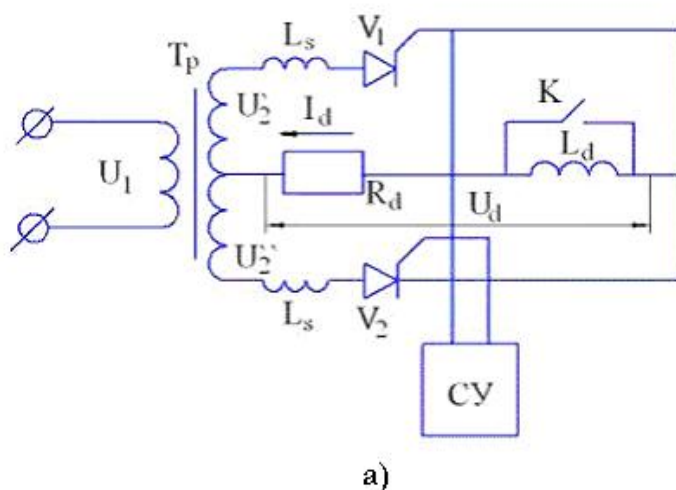
$$\langle U_d \rangle = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) \quad (2.3)$$

Диапазон изменения угла α будет $0 \leq \alpha \leq \pi$. В соответствии с регулировочными характеристиками (2.1)-(2.3) напряжение $\langle U_d \rangle$ будет изменяться в пределах $0 \leq \langle U_d \rangle \leq \langle U_{d0} \rangle$.

Для интересующих нас задач больший интерес представляет работа выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку, что мы и рассмотрим ниже.

1.2.2 Работа на активно-индуктивную нагрузку.

Пусть на схеме рис. 2.3а) ключ К разомкнут, и индуктивность L_d в цепи нагрузки оказывает влияние на процессы выпрямителя. Предположим, что уровень L_d таков, что активным сопротивлением R_d можно пренебречь.



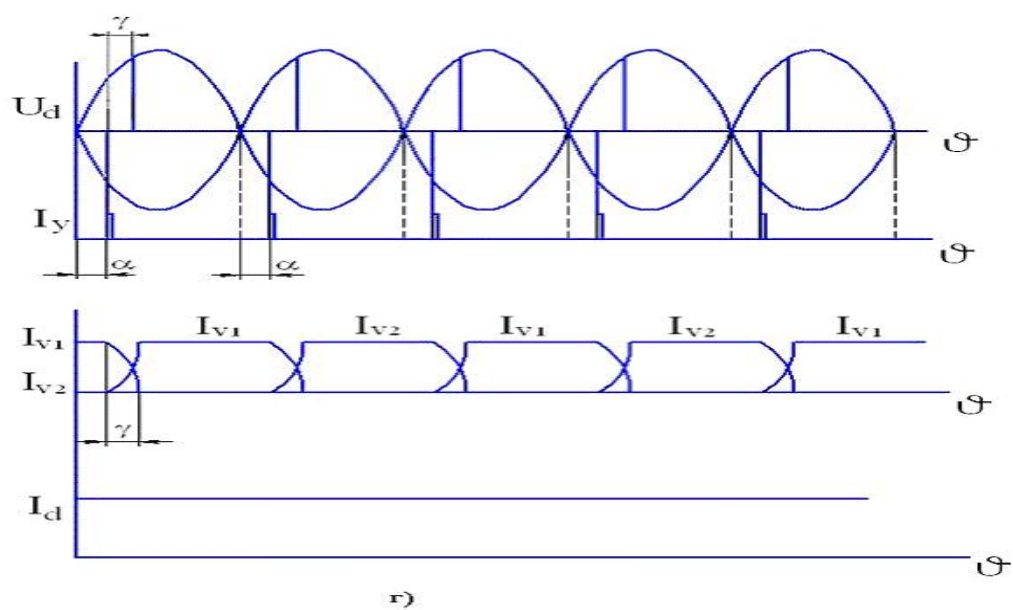
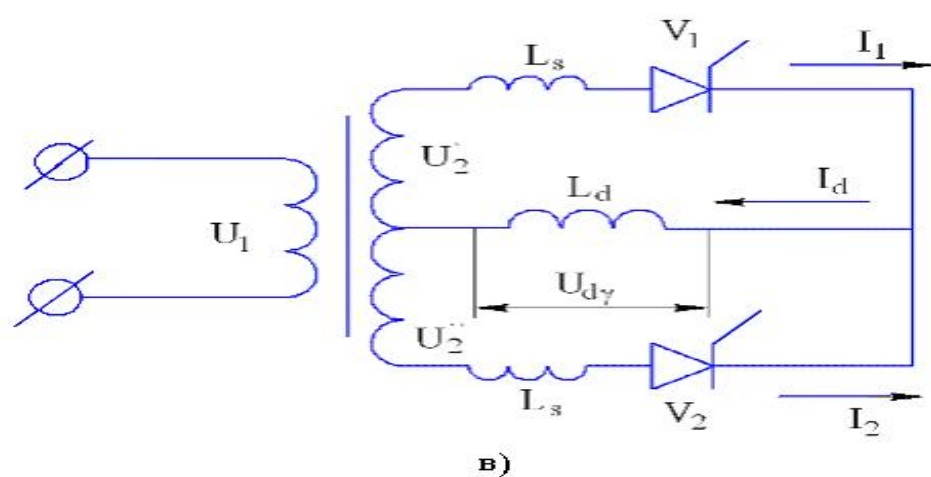
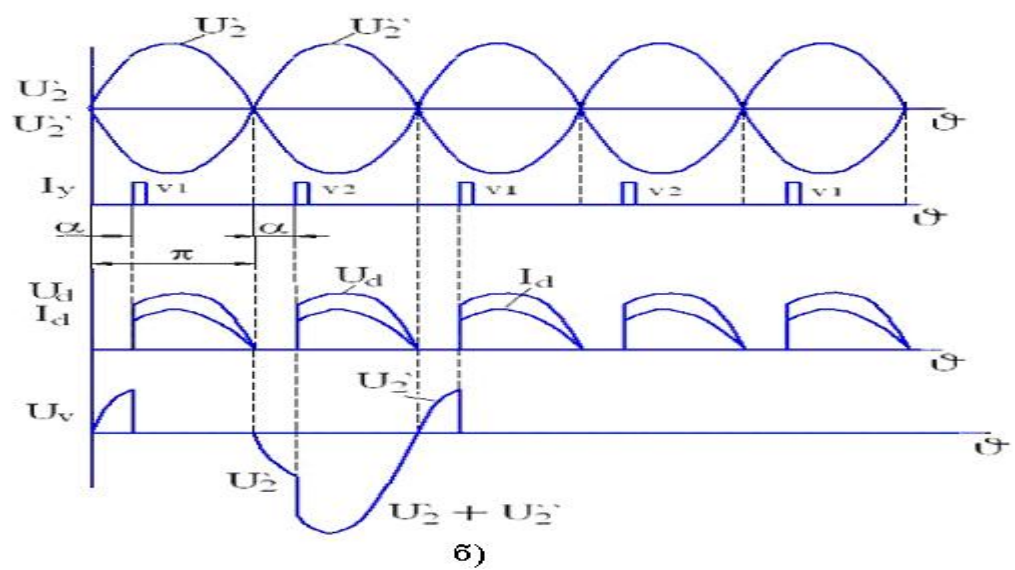


Рис. 2.3

Рассмотрим коммутационный процесс, когда на тиристор V2 подан отпирающий импульс и потенциал его анода положителен, а на аноде тиристора V1 под действием отрицательной полуволны U'_2 потенциал отрицателен. Ток I_2 через тиристор V2 будет возрастать, а ток I_1 через выходящий из работы тиристор V1 будет уменьшаться.

Благодаря большой индуктивности L_d , ток нагрузки оказывается идеально сглаженным, что означает выполнение условия:

$$I_1 + I_2 = I_d = \text{const.} \quad (2.4)$$

Эквивалентная схема для рассмотренного коммутационного процесса представлена на рис.2.3в)

Приведённые ко вторичной цепи индуктивности рассеяния первичной обмотки и питающей сети будут равны: $L_s = L_{s2} + (L_{s1} + L_c) \left(\frac{w_1}{w'_2} \right)^2$, где w_1 и w'_2

- число витков первичной обмотки и приведённое число витков вторичной полуобмотки.

Дифференциальные уравнения для изменения токов I_1 и I_2 , отражающие баланс напряжений и соответствующие верхней и нижней ветви схемы рис.2.3в) будут:

$$L_s \frac{dI_1}{dt} + U_{d\gamma} = U'_2,$$

$$L_s \frac{dI_2}{dt} + U_{d\gamma} = U''_2$$

Здесь $U_{d\gamma}$ - напряжение на нагрузке в течение коммутационного процесса, когда ток I_1 уменьшится до 0, а ток I_2 возрастёт до величины I_d .

Перейдя к новой независимой переменной: $\vartheta = \omega_c t$ - “сетевой угол”, после подстановки $dt = \frac{1}{\omega_c} d\vartheta$, получим уравнения :

$$x_s \frac{dI_1}{d\vartheta} + U_{d\gamma} = U'_2, \quad (2.5)$$

$$x_s \frac{dI_2}{d\vartheta} + U_{d\gamma} = U''_2$$

Здесь индуктивное сопротивление рассеяния $x_s = L_s \omega_c$.

Вычтем из второго уравнения первое и учтём при этом, что согласно (2.4) $I_2 - I_1 = 2I_d - I_d$.

Таким образом, $\frac{d(I_2 - I_1)}{d\vartheta} = 2 \frac{dI_2}{d\vartheta}$, поскольку $I_d = \text{const.}$ Таким образом,

разность уравнений (2.5) будет: $2x_s \frac{dI_2}{d\vartheta} = U''_2 - U'_1$. Поскольку напряжения

U''_2 и U'_1 находятся в противофазе (см. Рис. 2.3.а) и имеют одинаковую амплитуду U'_m , то мы можем записать: $2x_s \frac{dI_2}{d\vartheta} = 2U'_m \sin(\alpha + \vartheta)$.

Здесь угол α означает, что отсчёт угла ϑ начинается с момента подачи отпирающего импульса на тиристор V2. Решение данного уравнения имеет вид:

$$I_2 = -\frac{U'_m}{X_s} \cos(\alpha + \vartheta) + C,$$

а произвольная постоянная C находится из условия $\vartheta=0, I_2=0$, откуда следует, что $C = \frac{U'_m}{x_s} \cos \alpha$. Таким образом, изменение токов I_2 и I_1

соответствует зависимостям вида:

$$I_2 = \frac{U'_m}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)], \quad (2.6)$$

$$I_1 = I_d - I_2$$

Окончание процесса коммутации наступает, когда при сетевом угле $\vartheta = \gamma$, ток I_2 становится равным I_d , а ток $I_1=0$:

$$I_d = \frac{U'_m}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \quad (2.7)$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d x_s}{U'_m}$$

Уравнения (2.7) позволяют определить угол коммутации γ для данного тока нагрузки выпрямителя I_d .

Для определения напряжения $U_{d\gamma}$ на нагрузке на участке коммутации сложим оба уравнения (2.5).

$$x_s \frac{d(I_1 + I_2)}{d\vartheta} + 2U_{d\gamma} = U'_2 + U''_2$$

$$\text{Поскольку } \frac{d(I_1 + I_2)}{d\vartheta} = \frac{dI_d}{d\vartheta} = 0, \text{ то } U_{d\gamma} = \frac{U'_2 + U''_2}{2} \quad (2.8)$$

Для данной схемы выпрямителя напряжения $U'_2 u U''_2$ находятся в противофазе и имеют одинаковую амплитуду (рис 2.3б), в результате чего $U_{d\gamma} = 0$.

На рис.2.3г) представлены диаграммы напряжений и токи для однофазного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку. Верхняя диаграмма представляет форму напряжения U_d на нагрузке, которая состоит из участков огибающей фазных напряжений $U'_2 u U''_2$ вторичной обмотки трансформатора. При этом на участках коммутации γ для данного вида выпрямителя напряжения на нагрузке $U_{d\gamma}$ равно нулю. На участках угла ϑ от точек пересечения фазных напряжений $U'_2 u U''_2$ до угла α напряжение на нагрузке отрицательно, что объясняется тем, что ЭДС самоиндукции нагрузки поддерживает ток в соответствующем тиристоре, несмотря на то, что напряжение на его аноде

отрицательно. Это отличает режим работы выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку (рис.2.3в) от режима работы на активную нагрузку (рис.2.3а), при которой появление отрицательного потенциала на аноде тиристора означает его мгновенное запираение.

На третьей сверху диаграмме показаны токи $I_{V1}uI_{V2}$, протекающие через тиристоры, причём на коммутационных участках γ характер изменения токов соответствует зависимостям (2.6).

Нижняя диаграмма рис.2.3г) соответствует идеально сглаженному выпрямленному току нагрузки I_d .

Определим теперь средний уровень напряжения на нагрузке $\langle U_d \rangle$, соответствующий мгновенной форме U_d , показанной на верхней диаграмме рис.2.3г).

$$\langle U_d \rangle = \frac{1}{\pi} \left(-U'_m \int_0^{\alpha} \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} U_{d\gamma} d\vartheta + U'_m \int_{\alpha+\gamma}^{\pi} \sin \vartheta d\vartheta \right),$$

поскольку в нашем случае $U_{d\gamma} = 0$, то произведя интегрирование, придём к результату:

$$\langle U_d \rangle = \frac{U'_m}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)],$$

присоединив сюда выражение (2.7) получим:

$$I_d = \frac{U'_m}{x_s} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Исключив $\cos(\alpha + \gamma)$, получим нагрузочную характеристику выпрямителя, то есть зависимость среднего уровня выпрямленного напряжения $\langle U_d \rangle$ от тока нагрузки I_d .

$$\langle U_d \rangle = \frac{2}{\pi} U'_m \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi} \quad (2.9)$$

$$\langle U_d \rangle = U_{d0} \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi}, \quad (2.10)$$

$$\langle U_d \rangle = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha - \frac{I_d x_s}{\pi}.$$

В этих формулах U_{d0} - среднее выпрямленное напряжение при $\alpha = 0$, $I_d = 0$

U_2 - Эффективное (действующее) значение переменного напряжения на вторичной полуобмотке сетевого трансформатора.

В отличие от (2.1)-(2.3), при работе на активно-индуктивную нагрузку диапазон изменения угла регулирования α для выпрямительного режима будет $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$.

На основании (2.9) и (2.10) можно заключить, что среднее выпрямленное напряжение уменьшается с ростом нагрузки I_d по линейному закону.

Интенсивность этого уменьшения (наклон характеристики) возрастает с увеличением приведённого к вторичной обмотке индуктивного сопротивления рассеяния x_s .

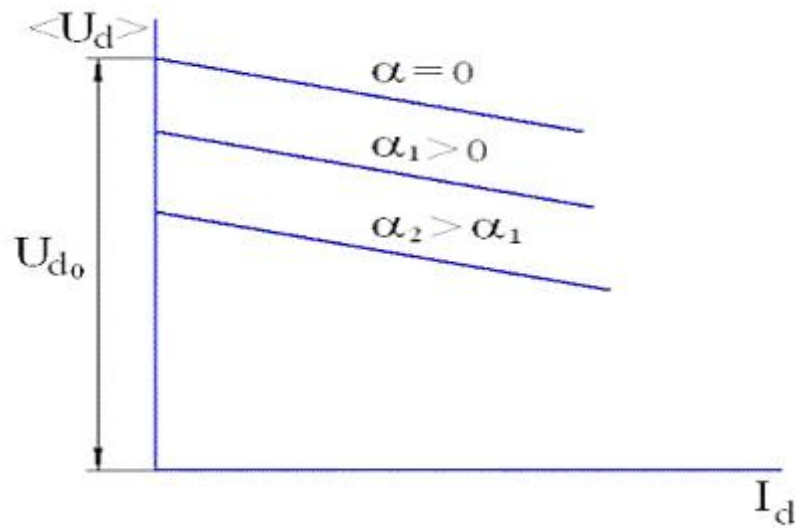


Рис. 2.4

На рис. 2.4 согласно выражениям (2.10) построено семейство нагрузочных характеристик выпрямителя для различных значений угла регулирования α при работе на активно-индуктивную нагрузку.

Рассмотрим далее, применяя тот же метод, случай трёхфазного выпрямителя.

1.3 Трёхфазный мостовой управляемый выпрямитель.

На рис. 2.5а) показана принципиальная схема выпрямителя, включённого на нагрузку R_d, L_d .

Вначале, как и ранее, рассмотрим работу выпрямителя на чисто активную нагрузку, предположив, что переключатель К замкнут и шунтирует индуктивность L_d . Выпрямитель содержит 6 тиристоров, верхние из которых $V1, V2, V3$ образуют катодную группу, имеющую общий катод, а нижние $V1', V2', V3'$ - анодную группу, имеющую общий анод. В неуправляемом режиме ($\alpha = 0$) в катодной группе будет проводить тот тиристор, потенциал анода которого будет выше по отношению к остальным в группе. В анодной группе при аналогичных условиях проводить будет тиристор, потенциал катода которого ниже по отношению к остальным в этой группе.

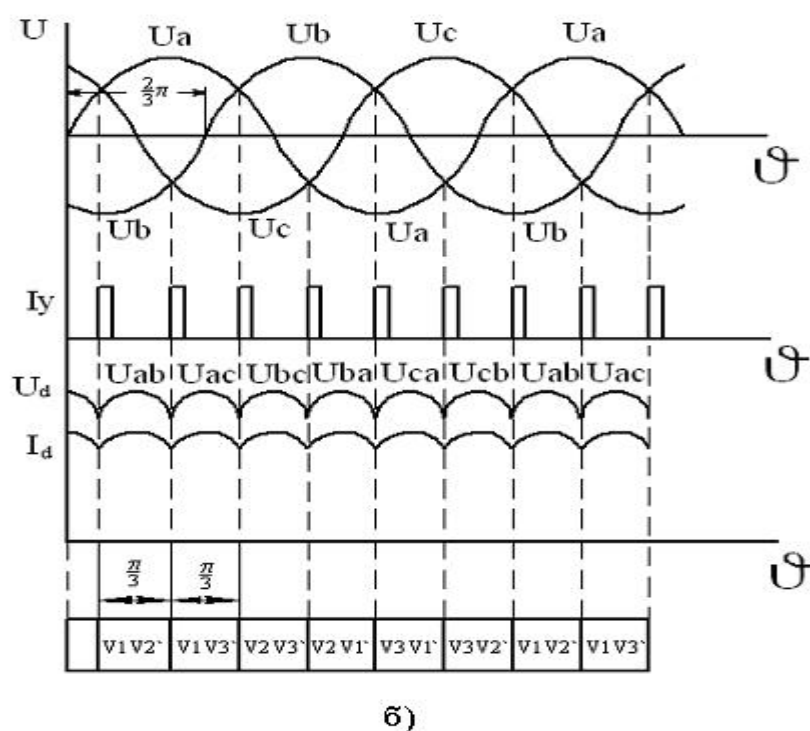
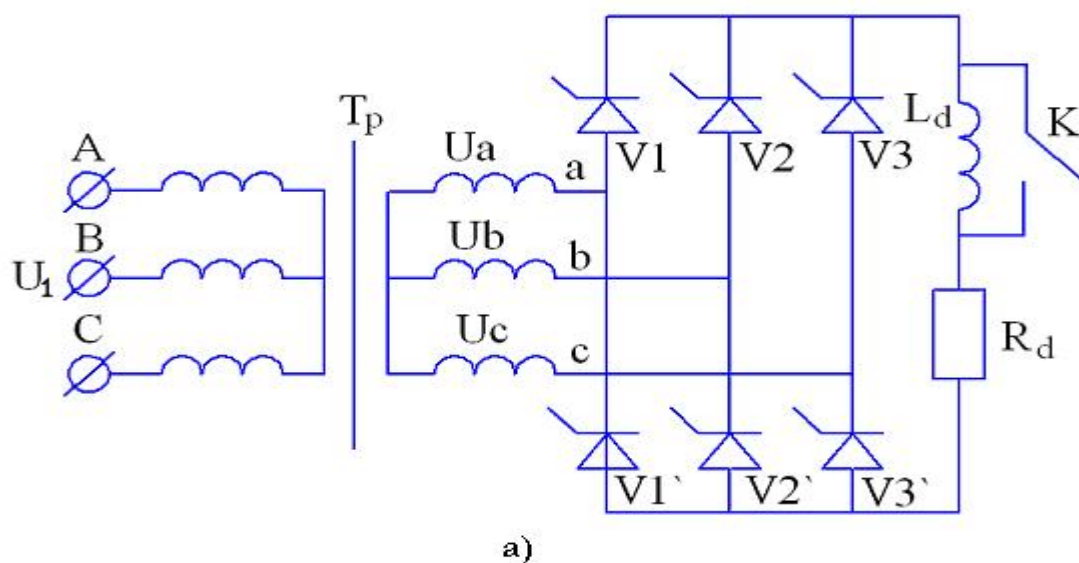


рис. 2.5

Ни рис.2.5.б) верхняя диаграмма представляет изменение фазных напряжений U_a, U_b, U_c трансформатора T_p в зависимости от сетевого угла $\vartheta = \omega_c t$.

Вначале рассмотрим неуправляемый режим при угле $\alpha = 0$. Начнём рассмотрение процесса выпрямления с некоторого момента времени, соответствующего сетевому углу ϑ_0 (рис.2.5.б)).

Если предположить, что на управляющие электроды всех тиристоров одновременно поданы отпирающие импульсы, или считать, что тиристоры заменены обычными диодами ($\alpha = 0$), то, как следует из диаграммы фазных напряжений, проводить будет тиристор катодной группы $V1$, у

которого потенциал U_a на аноде наибольший и тиристор анодной группы $V2'$, у которого потенциал U_b на катоде наименьший (“наиболее отрицательный”).

Таким образом, в пределах изменения сетевого угла $\vartheta_0 \leq \vartheta \leq \vartheta_0 + \frac{\pi}{3}$ к нагрузке, благодаря открытым тиристорам $V1$ и $V2'$ будет приложено линейное напряжение U_{ab} фаз а и b вторичной обмотки трансформатора Тр.

Огибающая напряжения U_{ab} на той же диаграмме будет представлять собой мгновенное выпрямленное напряжение. Дальнейшие интервалы работы выпрямителя, следующие через промежутки сетевого угла $\frac{\pi}{3}$, образуются по такому же принципу: в катодной группе проводит тиристор с высшим потенциалом анода, а в анодной- с низшим потенциалом катода.

Поскольку нагрузка активная, ток I_d на диаграмме повторяет форму выпрямленного напряжения U_d . В нижней строке диаграммы представлена таблица тиристорov, находящихся в проводящем состоянии внутри каждого интервала $\frac{\pi}{3}$.

Теперь рассмотрим режим управления выпрямителем, когда управляющие импульсы, подаваемые на тиристоры, сдвигаются на угол α по отношению к точкам пересечения фазных напряжений (рис. 2.6)

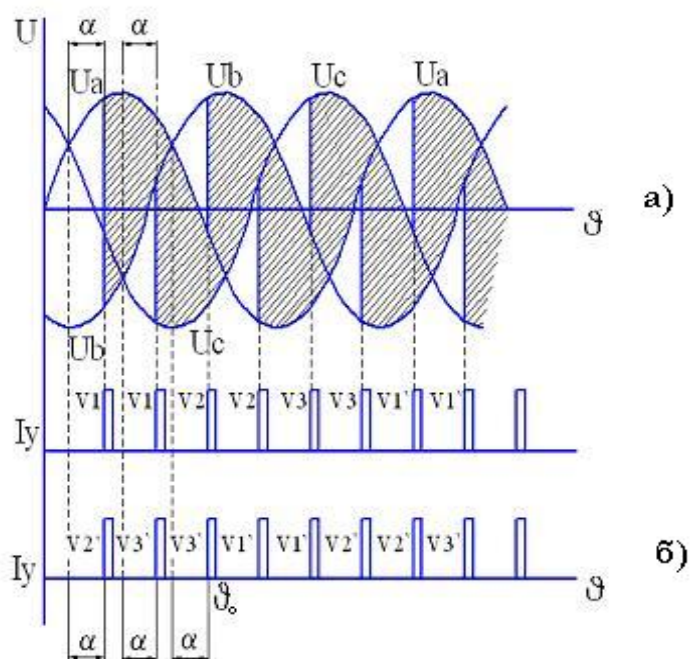


рис. 2.6

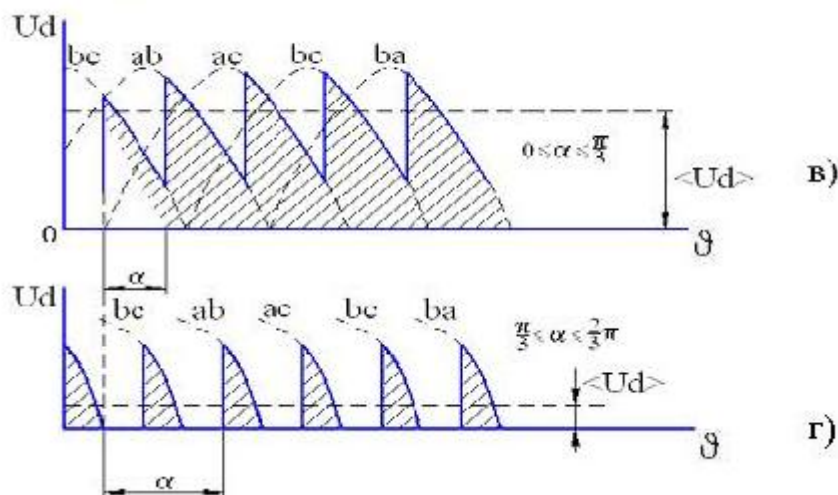


рис. 2.6

Из верхней диаграммы фазных напряжений U_a, U_b, U_c (рис. 2.6а) сдвиг подачи импульсов (рис. 2.6б) на угол α приводит к тому, что выпрямленное напряжение U_d будет представляться величиной расстояний между верхней и нижней огибающей соответствующих фазных напряжений, подключённых к нагрузке. Площади между этими огибающими на рисунке а) заштрихованы. В результате на рис. 2.6в) мы получим выпрямленное напряжение U_d в виде последовательности участков полуволн линейных напряжений синусоидальной формы “усечённых” слева. В диапазоне углов управления $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ выпрямленное напряжение U_d нигде не уменьшится до нуля. При дальнейшем увеличении угла регулирования в диапазоне $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$ в кривой выпрямленного напряжения (рис.2) появляются участки, где $U_d = 0$, и такой режим называется прерывистым. Напомним, что на диаграмме рис. 2.6б) показано, что в моменты переключения тиристоров система управления должна подавать сдвоенные импульсы I_u , один из которых поступает на управляющий электрод тиристора, вступающего в работу, а другой (подтверждающий) – на тиристор уже находящийся в работе. Такой алгоритм управления вызван тем, что, как видно из схемы выпрямителя (рис. 2.5а), в режиме выпрямления всегда последовательно с нагрузкой соединены какие-то два тиристора. Это приводит к необходимости, во-первых, при запуске выпрямителя, когда начальный ток в тиристорах равен нулю, подавать импульсы управления на два тиристора, а, во-вторых, в режиме регулирования прерывистого напряжения и прерывистого тока (активная нагрузка)(рис.2.6г), также подавать сдвоенные импульсы: один на очередной тиристор, подлежащий включению, а другой, подтверждающий, на последовательно соединённый тиристор, который уже находится в

работе. Таким образом, если переключение с тиристора на тиристор происходит в анодной группе (первый импульс), то одновременно второй (подтверждающий) импульс подаётся на работающий тиристор катодной группы и наоборот.

Поскольку каждый тиристор в процессе выпрямления может находиться в работе в течение длительности $\frac{2\pi}{3}$ сетевого угла ϑ , а переключения в данном трёхфазном выпрямителе осуществляются через каждые $\frac{\pi}{3}$ радиан сетевого угла, то вместо сдвоенных импульсов на каждый тиристор в процессе переключения можно подавать импульс длительностью $\frac{\pi}{3}$ радиан сетевого угла. Так как рис. 2.6 относится к случаю активной нагрузки, то форма выпрямленного тока I_d повторяет форму напряжения U_d ($I_d = \frac{U_d}{R_d}$), и на рисунке не показана.

Для режима рис.2.6в (непрерывный ток) среднее напряжение на нагрузке определяется как

$$\langle U_d \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} U_{m\ell} \sin \vartheta d\vartheta, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$

$U_{m\ell} = \sqrt{3}U_{m\phi}$; $U_{m\ell}, U_{m\phi}$ - амплитуды линейного и фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора, соединённой в звезду.

Произведя интегрирование, получим среднее выпрямленное напряжение для непрерывного режима:

$$\langle U_d \rangle = \frac{3}{\pi} U_{m\ell} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m\phi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha_1 \quad (2.11.)$$

Здесь $U_{d0} = \frac{3}{\pi} U_{m\ell} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * U_{m\phi}$ - среднее выпрямленное напряжение при угле регулирования $\alpha = 0$.

Аналогично для режима (рис.2.6г) (прерывистый ток) получим:

$$\langle U_d \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} U_{m\ell} \sin \vartheta d\vartheta, \quad \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}.$$

$$\langle U_d \rangle = \frac{3U_{m\ell}}{\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] = U_{d0} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) + 1 \right] \quad (2.12.)$$

Теперь рассмотрим случай работы выпрямителя на активную-индуктивную нагрузку, предполагая индуктивность L_d (рис.2.5а) настолько большой, что выпрямленный ток можно считать идеально сглаженным и полагать $I_d = const$.

Исследуем коммутационный процесс, состоящий в отключении одного из тиристоров, например, V_1 при включении очередного тиристора, например, V_2 при подаче на его управляющий электрод отпирающего импульса. Тиристор V_3' анодной группы продолжает оставаться открытым. Переключение (“перехватывание”) тока с тиристора V_1 на тиристор V_2 происходит за счёт разности сетевых фазных напряжений U_a и U_b , так что к аноду отключаемого тиристора V_1 через вновь подключённый тиристор V_2 оказывается приложен отрицательный потенциал. Эквивалентная схема, соответствующая этому коммутационному процессу, показана на (рис.2.7)

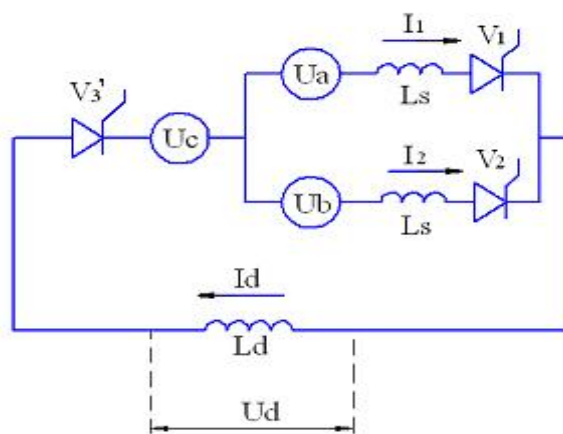


рис. 2.7

Составим уравнение равновесия напряжений для контура коммутации, куда входят тиристоры V_1 и V_2 с токами I_1 и I_2 . Следуя обозначениям, принятым в аналогичном примере для однофазного выпрямителя, имеем:

$$x_s \frac{dI_1}{d\vartheta} - U_a = x_s \frac{dI_2}{d\vartheta} - U_b,$$

$$x_s \frac{d(I_1 - I_2)}{d\vartheta} = U_a - U_b;$$

Пусть коммутация начинается с момента ϑ_0 (рис.2.6а), за который мы примем начало отсчёта. Тогда $U_a = U_{m\phi} \sin(\frac{5}{6}\pi + \alpha + \vartheta)$, $U_b = U_{m\phi} \sin(\frac{\pi}{6} + \alpha + \vartheta)$

$$U_a - U_b = -\sqrt{3}U_{m\phi} \sin(\alpha + \vartheta).$$

Учитывая, что $I_1 + I_2 = I_d = \text{const}$, $I_1 - I_2 = 2I_1 - I_d$,

дифференциальное уравнение относительно разности $(I_1 - I_2)$ принимает вид:

$$2x_s \frac{dI_1}{d\vartheta} = -\sqrt{3}U_{m\phi} \sin(\alpha + \vartheta)$$

Произвольная постоянная в решении этого уравнения, как и ранее, находится из условия $\vartheta = 0$, $I_1 = I_d$. С учётом это решение примет вид:

$$I_1 = I_d - \frac{\sqrt{3}U_{m\phi}}{2x_s}(\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)) \quad (2.13)$$

$$I_2 = I_d - I_1$$

Уравнение для угла коммутации γ можно определить из (2.13), используя условие окончания коммутационного процесса: $\vartheta = \gamma$, $I_1 = 0$.

В этом случае находим, что

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2x_s I_d}{\sqrt{3}U_{m\phi}} = \frac{2x_s I_d}{\sqrt{6}U_{\phi}} \quad (2.14)$$

$U_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_{m\phi}$ - действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки сетевого трансформатора.

Определим далее среднее значение выпрямленного напряжения.

На участке коммутации $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ напряжение на нагрузке $U_{d\gamma}$ можно найти, обратившись к эквивалентной схеме рис.2.7.

Напряжение $U_{d\gamma}$ в одинаковой степени соответствует каждому из двух уравнений:

$$x_s \frac{dI_1}{d\vartheta} + U_a - U_c = U_{d\gamma},$$

$$x_s \frac{dI_2}{d\vartheta} + U_b - U_c = U_{d\gamma};$$

или же:

$$x_s \frac{dI_1}{d\vartheta} + U_{ac} = U_{d\gamma},$$

$$x_s \frac{dI_2}{d\vartheta} + U_{bc} = U_{d\gamma};$$

Здесь U_{ac} и U_{bc} - линейные напряжения вторичной обмотки трёхфазного трансформатора (рис.2.5а). Сложим оба уравнения и учтём, что $x_s \frac{d(I_1 + I_2)}{d\vartheta} = x_s \frac{dI_d}{d\vartheta} = 0$.

Отсюда напряжение на нагрузке на интервале коммутации $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ будет

$$U_{d\gamma} = \frac{U_{ac} + U_{bc}}{2}$$

Для начала коммутации ϑ_0 (условный ноль отсчёта угла ϑ) ранее были получены выражения для U_a и U_b . Напряжение U_c определим из рис.2.6а. Таким образом, фазные напряжения будут равны:

$$U_a = U_{m\phi} \sin\left(\frac{5}{6}\pi + \alpha + \vartheta\right);$$

$$U_b = U_{m\phi} \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \vartheta\right);$$

$$U_c = U_{m\phi} \sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \vartheta\right),$$

а линейные, соответственно:

$$\begin{aligned} U_{ac} &= U_a - U_c = \sqrt{3}U_{m\phi} \sin\left(\frac{2}{3}\pi + \alpha + \vartheta\right) = U_{m\lambda} \sin\left(\frac{2}{3}\pi + \alpha + \vartheta\right), \\ U_{bc} &= U_b - U_c = \sqrt{3}U_{m\phi} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \vartheta\right) = U_{m\lambda} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \vartheta\right). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Напряжение на нагрузке на интервале коммутации:

$$U_{d\gamma} = \frac{U_{ac} + U_{bc}}{2} = \frac{3}{2}U_{m\phi} \cos(\alpha + \vartheta) = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{m\lambda} \cos(\alpha + \vartheta) \quad (2.16)$$

Здесь $U_{m\lambda}$ - амплитуда линейного напряжения.

Далее после окончания коммутации тиристора V1 и перехода тока на тиристор V2 мгновенное значение выпрямленного напряжения U_d будет соответствовать части огибающей линейного напряжения U_{bc} .

$$\text{Иначе говоря, при } 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}: U_d = U_{m\lambda} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \vartheta\right). \quad (2.17)$$

На рис.2.8 выпрямленное напряжение U_d , построенное в соответствии с ранее приведёнными разъяснениями и формулами, изображено для нескольких периодов работы выпрямителя в виде зубчатой огибающей, нанесённой сплошной линией.

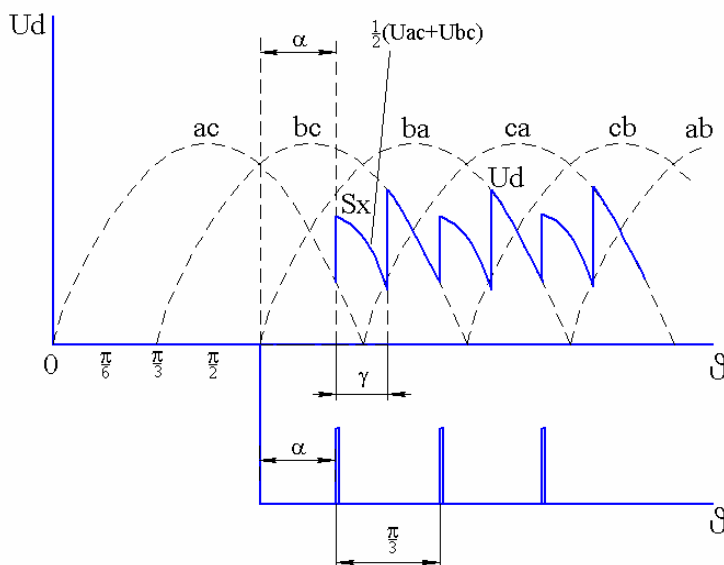


рис. 2.8

Среднее значение выпрямленного напряжения за период $\frac{\pi}{3}$ будет равно:

$$\langle U_d \rangle = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} U_{bc} d\vartheta - \Delta U_x \quad (2.18)$$

Потеря напряжения на коммутацию ΔU_x определяется как $\Delta U_x = \frac{3}{\pi} S_x$, где S_x - площадь заключения между кривой линейного напряжения U_{bc}

(рис.2.8) и кривой напряжения на нагрузке $U_{d\gamma}$ на участке коммутации $0 \leq \vartheta \leq \gamma$.

Таким образом, потеря напряжения:

$$\Delta U_x = \frac{3}{\pi} \int_0^\gamma \left[U_{bc} - \frac{1}{2}(U_{ac} + U_{bc}) \right] d\vartheta = \frac{3}{\pi} \int_0^\gamma \frac{1}{2}(U_{bc} - U_{ac}) d\vartheta.$$

Подставив сюда U_{bc} и U_{ac} из (2.15), получаем:

$$\Delta U_x = \frac{3U_{m\lambda}}{2\pi} \int_0^\gamma \sin(\alpha + \vartheta) d\vartheta = \frac{3U_{m\lambda}}{2\pi} [\cos \gamma - \cos(\alpha + \gamma)].$$

Разность косинусов в этом выражении определяется согласно (2.14), и таким образом, потеря напряжения $\Delta U_x = \frac{3U_{m\lambda}}{2\pi} \frac{2x_s I_d}{U_{m\lambda}} = \frac{3}{\pi} x_s I_d$.

Напряжение холостого хода из (2.18) в режиме регулирования будет:

$$\langle U_d \rangle_{xx} = \frac{3U_{m\lambda}}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3}\alpha + \vartheta\right) d\vartheta = \frac{3}{\pi} U_{m\lambda} \cos \alpha.$$

Таким образом, характеристика выпрямителя принимает вид:

$$\langle U_d \rangle = \frac{3}{\pi} U_{m\lambda} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} x_s I_d \quad (2.19)$$

$$\langle U_d \rangle = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} x_s I_d.$$

Регулирование $\langle U_d \rangle$ в режиме выпрямления при $I_d=0$ возможно в диапазоне углов $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$.

Среднее выпрямленное напряжение имеет те же особенности, что и для однофазного двухполупериодного выпрямителя (2.10), рис.2.4, поэтому мы не будем повторять ранее сделанных выводов. То же самое относится и к форме токов через тиристоры V1-V3, которая оказывается такой же как на рис.2.3г). Разница здесь заключается лишь в том, что для рассмотренного однофазного выпрямителя ток через каждый тиристор имеет угловую продолжительность $\pi + \gamma$ радиан, а для трёхфазного мостового выпрямителя $\frac{2}{3}\pi + \gamma$ радиан.

1.4 Коэффициент мощности и коэффициент полезного действия выпрямителя.

Токи первичной и вторичной обмоток трёхфазного трансформатора для схемы рис.2.5а) по форме одинаковы, поэтому полагаем токи вторичной обмотки, по абсолютной величине равные токам через тиристоры (рис.2.9а).

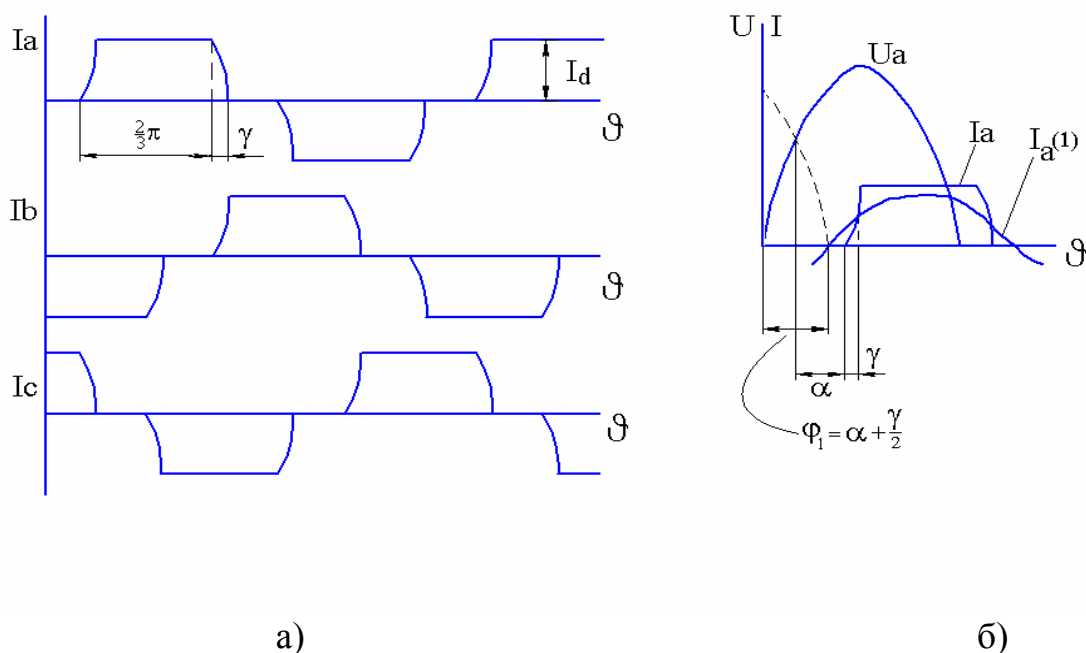


рис. 2.9

В режиме регулирования, когда угол $\alpha \neq 0$, а также из-за наличия угла коммутации появляется отставание по фазе первой гармоники фазного тока $I(1)$ по отношению к соответствующему фазному напряжению. Например, для фазы а, картина фазного тока I_a и фазного напряжения U_a .

показана на рис.2.9б) для некоторого угла α . Там же показана первая гармоника $I_a(1)$ фазного тока. Можно видеть, что гармоника $I_a(1)$ отстаёт от напряжения U_a на угол $\varphi_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2}$.

Это означает, что увеличение угла регулирования и или увеличение угла коммутации в результате возрастания тока нагрузки I_a (см.2.14) приводит к уменьшению $\cos \varphi_1$ системы выпрямителя.

Коэффициентом мощности выпрямителя называется отношение: $\chi = \frac{P}{S}$, где

P - активная мощность, потребляемая выпрямителем.

S - полная мощность выпрямителя.

$$P = U_1 I(1) \cos \varphi_1, \quad S = U_1 I_1 = U_1 \sqrt{I^2(1) + \sum I^2(n)}.$$

U_1, I_1 - действующие значения напряжения и тока сети.

$I(1)$ - действующее значение первой гармоники тока сети.

$I(n)$ - действующее значение n-ой гармоники тока сети.

φ_1 - угол сдвига первой гармоники тока $I(1)$ к напряжению U_1 (рис.2.9б).

С учётом сказанного коэффициент мощности будет равен:

$$\chi = \frac{I(1)}{\sqrt{I^2(1) + \sum I^2(n)}} \cos \varphi_1 = \nu \cos \varphi_1, \quad (2.20)$$

$$\cos \varphi_1 \approx \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right).$$

Параметр ν называется коэффициентом искажения.

$$\nu = \frac{I(1)}{\sqrt{I^2(1) + \sum I^2(n)}}, \quad (2.21)$$

Для идеализированного однофазного выпрямителя, у которого $\gamma=0$, после разложения в ряд Фурье прямоугольного тока длительностью полуволны π радиан, получим: $\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$.

При учёте углов коммутации и спрямлении участков нарастания и спада тока получим после разложения в гармонический ряд трапецевидного тока [1]

$$\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2} \sqrt{1 - \frac{2\gamma}{3\pi}}}, \quad (2.22)$$

Для трёхфазного мостового выпрямителя также справедлива формула (2.20). При прямоугольном изменении тока ($\gamma=0$), $\nu = \frac{3}{\pi}$.

При учёте угла коммутации [1]:

$$\nu \approx \frac{3}{\pi} \left(1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24}\right) \quad (2.23)$$

Коэффициент полезного действия выпрямителя определяется как отношение:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \sum P_{\Pi}}, \quad (2.24)$$

$U_d I_d$ - полезная мощность на стороне выпрямленного тока I_d .

$\sum P_{\Pi}$ - сумма потерь в выпрямителе.

$$\sum P_{\Pi} = P_T + P_{ДР} + P_{\epsilon c} + P_{\epsilon}$$

P_T - потери в сетевом трансформаторе.

$P_{ДР}$ - потери в сглаживающем дросселе (реакторе).

$P_{\epsilon c}$ - потери во вспомогательных устройствах (системе управления, системе охлаждения и др.).

P_{ϵ} - потери в вентилях (тиристорах), КПД выпрямителя в зависимости от мощности, типа и схемы управления может иметь порядок $\eta \approx 0.9 - 0.98$.

Элементная база электронной аппаратуры. Пассивные компоненты

Конденсаторы

Конденсатор – элемент электрической цепи, обладающий электрической емкостью и предназначенный для накопления электрических зарядов.

Емкость – модель конденсатора.

Емкость плоского конденсатора рассчитывается по формуле:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{S}{d},$$

где $\varepsilon_0 = 10^{-9}/36\pi = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – абсолютная диэлектрическая проницаемость;

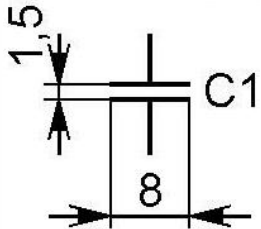
ε – относительная диэлектрическая проницаемость (справ.);

S – площадь одной пластины, м²;

d – расстояние между пластинами.

Единицы измерения емкости

$$[C] = [F] = [\Phi] = \left[\frac{\text{сек}}{\text{Ом}} \right]$$



УГО постоянного
конденсатора

Математическая модель емкости:

$$i_C(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{du_C(t)}{dt}.$$

$$q(t) = C \cdot u_C(t)$$

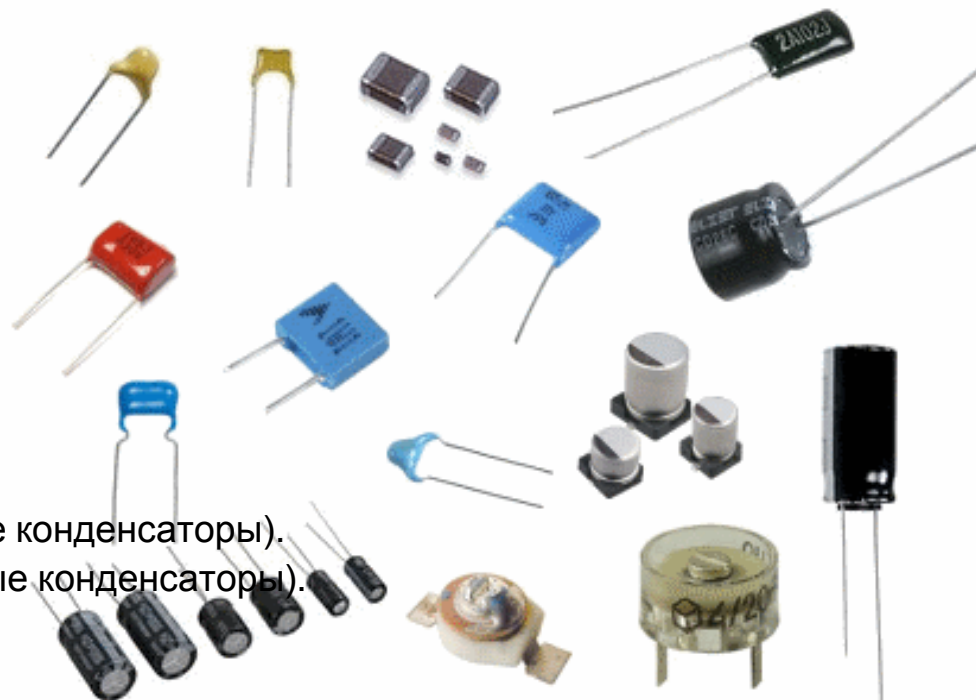
Классификация конденсаторов

По назначению различают конденсаторы:

1. Общего назначения.
2. Специального назначения:
 - а) высоковольтные;
 - б) импульсные;
 - в) помехоподавляющие;
 - г) дозиметрические;
 - д) пусковые и др.

По характеру изменения емкости различают:

1. Конденсаторы постоянной емкости (постоянные конденсаторы).
2. Конденсаторы переменной емкости (переменные конденсаторы).
3. Подстроечные конденсаторы.



Конденсаторы общего назначения – наиболее широко применяемые на практике в большинстве видов аппаратуры. К таким конденсаторам не предъявляются особые требования (наиболее распространенные – низковольтные конденсаторы).

Конденсаторы специального назначения предназначены для выполнения специфических функций (подавление помех, пуск электродвигателя и т.п.) или для работы в особых условиях (высокое напряжение, импульсный ток и т.п.).

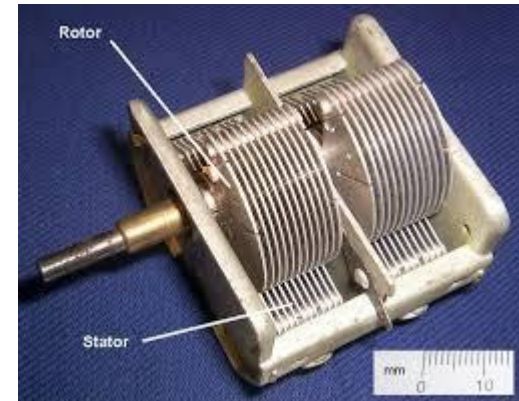
Конденсаторы постоянной емкости обладают фиксированной емкостью, нерегулируемой в процессе эксплуатации.

Конденсаторы переменной емкости

допускают изменение емкости в процессе функционирования. Управление величиной емкости может осуществляться:

- механически;
- электрическим напряжением (вариконды);
- температурой (термоконденсаторы).

Их применяют для плавной настройки колебательных контуров, в цепях автоматики и т.д.



Внешний вид переменного конденсатора с механической регулировкой емкости

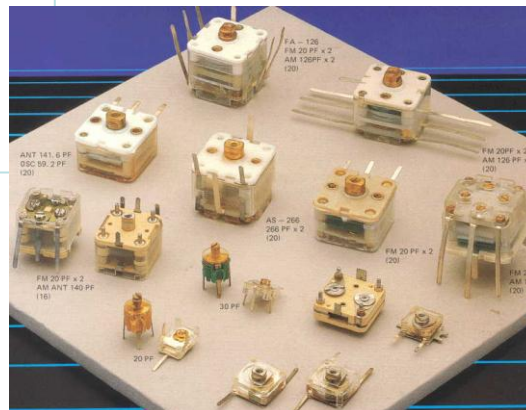
Максимальные значения емкости переменных конденсаторов невелики, как правило, 600÷5000пФ.

Для переменных и подстроечных конденсаторов важны максимальная C_{max} и минимальная C_{min} емкости, коэффициент перекрытия по емкости

$$K_C = C_{max}/C_{min},$$

$\text{tg } \delta$ и закон изменения емкости.

Подстроечные конденсаторы – емкость изменяется при разовой (непериодической) регулировке или настройке и не изменяется в процессе функционирования аппаратуры. Используются в цепях, где требуется незначительное изменение емкости.



Внешний вид подстроечных конденсаторов



По виду диэлектрика конденсаторы постоянной емкости можно разделить на группы:

1. С газообразным диэлектриком;
2. С неорганическим диэлектриком;
3. С органическим диэлектриком;
4. С оксидным диэлектриком (неорганические) - электролитические.

Конденсаторы с органическим диэлектриком

изготавливаются намоткой тонких длинных лент конденсаторной бумаги, пленок и фольги.

Достоинства:

- могут иметь большую емкость;
- тонкие слои обладают высокой эл. прочностью;
- высокое сопротивление изоляции.

Недостатки:

- плохая температурная стабильность;
- старение в процессе эксплуатации;
- малая удельная емкость;
- высокая стоимость.

Из-за указанных недостатков данный тип конденсаторов занимает примерно 10% от общего производства. Наибольшее распространение получили пленочные конденсаторы.

Конденсаторы с неорганическим диэлектриком

обладают достоинствами:

- высокая механическая прочность;
- способны работать при высоких температурах;
- слабо подвержены старению.

В современной электронике наибольшее распространение получили керамические конденсаторы. Доля в общем объеме всех выпускаемых в мире конденсаторов составляет более 60%.

Назначение конденсаторов в зависимости от вида и материала диэлектрика

Вид диэлектрика	Материал диэлектрика (тип конденсаторов)	Назначение конденсаторов
Газообразный	Воздушные, газонаполненные, вакуумные	Высоковольтные, высокочастотные, (переменные - воздушные).
Неорганический	Керамические, стеклокерамические, стекломалевые, стеклопленочные, тонкослойные из неорганических пленок, слюдяные	Низковольтные: тип 1, тип 2, тип 3. Высоковольтные: тип 1, тип 2. Помехоподавляющие. Нелинейные.
Органический	Бумажные, металlobумажные, фторопластовые, полиэтиленфталатные, полипропиленовые, лакопленочные, полиэтилентерефталат (лавсан) и т.д.	Низковольтные низкочастотные. Низковольтные высокочастотные. Высоковольтные постоянного напряжения. Высоковольтные импульсные. Дозиметрические. Помехоподавляющие.
Оксидный	Электролитические, оксидно-полупроводниковые, оксидно-металлические (с использованием алюминия, титана, ниобия, сплавов тантала и ниобия)	Общего назначения. Неполярные. Высокочастотные. Импульсные. Пусковые. Помехоподавляющие.

Основные параметры конденсаторов

Основные параметры конденсаторов:

1. Номинальная емкость – $C_{\text{ном}}$;
2. Допускаемое отклонение емкости от номинального значения – допуск (в %);
3. Тангенс угла диэлектрических потерь – $\text{tg } \delta$;
4. Ток утечки – $I_{\text{ут}}$;
5. Сопротивление изоляции – $R_{\text{из}}$;
6. Температурный коэффициент емкости – ТКЕ;
7. Номинальное напряжение – $U_{\text{ном}}$.

1. Номинальная емкость ($C_{\text{ном}}$) – значение электрической емкости, обозначенное на корпусе конденсатора и необходимое для отсчета допускаемого отклонения от этого значения.

Номинальное значение указывается на электрической принципиальной схеме электронного устройства рядом с его УГО.

Номинальные значения емкостей стандартизованы и выбираются из специальных рядов, аналогично сопротивлениям резисторов. Для емкостей используются те же ряды числовых коэффициентов. Для конденсаторов наиболее часто используются ряды: E3, E6, E12 и E24.

2. Допускаемое отклонение емкости от номинального значения.

Фактическое значение емкости конденсатора C_{ϕ} может отличаться от номинального в пределах допускаемых отклонений. сопротивление резистора отличается от номинального.

Допускаемое отклонение емкости в %:

$$\Delta C, \% = \frac{\Delta C}{C_{\text{НОМ}}} \cdot 100\% = \frac{C_{\phi} - C_{\text{НОМ}}}{C_{\text{НОМ}}} \cdot 100\%.$$

Допускаемое отклонение указывается в % в соответствии с рядом:

$\pm 10\%$; $\pm 20\%$; $\pm 30\%$; $0\%+50\%$; $-10\%+30\%$; $-10\%+50\%$; $-10\%+100\%$; $-20\%+50\%$; $-20\%+80\%$.

Для конденсаторов с емкостью менее 10 пФ допускаемые отклонения указываются в абсолютных значениях: $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; и ± 1 пФ.

3. Тангенс угла диэлектрических потерь - параметр, характеризующий потери в конденсаторе.

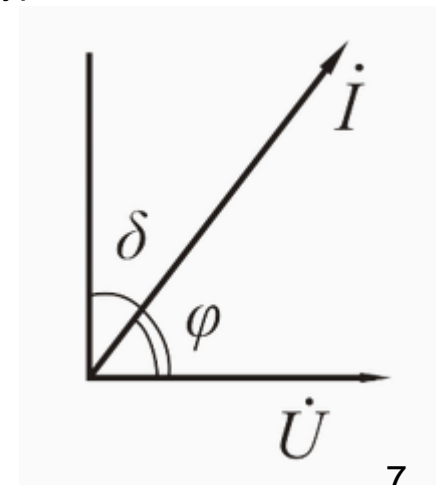
Потери в конденсаторе определяются потерями в диэлектрике и обкладках. Тангенс угла потерь определяется при синусоидальном напряжении определенной частоты и температуре:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{P}{Q} = \frac{UI \cos \delta}{UI \sin \delta} = \frac{\cos(90 - \delta)}{\sin(90 - \delta)},$$

где φ – угол сдвига фаз между током и напряжением конденсатора (в идеале - 90°);

δ – угол потерь, дополняющий до 90° угол сдвига фаз φ .

Конкретное значение зависит от типа и качества диэлектрика, а также от температуры окр. среды и частоты переменного тока, на которой измеряется. Как правило, $\operatorname{tg} \delta$ имеет минимум в области комнатных температур. С ростом частоты $\operatorname{tg} \delta$ увеличивается. Значения $\operatorname{tg} \delta$ = доли % ÷ неск. сотен %.



4. Ток утечки ($I_{ут}$) - ток проводимости, проходящий через конденсатор при постоянном напряжении на его обкладках в установившемся режиме. Актуален, в основном, для вакуумных и электролитических конденсаторов.

Обусловлен наличием в диэлектрике свободных носителей заряда и характеризует качество диэлектрика.

5. Сопротивление изоляции конденсатора – электрическое сопротивление конденсатора постоянному току определенного уровня напряжения. Связано с током утечки.

Данное сопротивление характеризует качество диэлектрика и качество изготовления конденсаторов, зависит от типа диэлектрика:

$$R_{из} = \frac{U_0}{I_{ут}},$$

где U_0 – постоянное напряжение, приложенное к конденсатору, вызвавшее $I_{ут}$.

6. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) – параметр, учитывающий изменение емкости в зависимости от температуры:

$$\text{ТКЕ, \%} = \frac{\Delta C}{C_{\text{норм}} \cdot \Delta t} \cdot 100\%,$$

$$\Delta C = C_{\text{пред}} - C_{\text{норм}}$$

$$\Delta t = T_{\text{пред}}, K - T_{\text{норм}}, K$$

где $C_{\text{норм}}$ – емкость при нормальной температуре $T_{\text{норм}}$;

$C_{\text{пред}}$ – емкость при предельной температуре $T_{\text{пред}}$.

ТКЕ показывает изменение емкости при изменении температуры окружающей среды на 1К.

В зависимости от материала диэлектрика ТКЕ может быть: **положительным, нулевым, отрицательным.**

7. Номинальное напряжение ($U_{\text{ном}}$) – значение напряжения, обозначенное на конденсаторе или указанное в НТД (нормативно-технической документации), при котором он может работать в заданных условиях в течение срока службы с сохранением параметров в допустимых пределах.

Рабочее напряжение при эксплуатации конденсатора не должно превышать паспортного значения!

Для конденсаторов с номинальным напряжением 10кВ и менее значения номинальных напряжений устанавливаются согласно ГОСТ 9665-77 из ряда:

1; 1,6; 2,5; 3,2; 4; 6,3; 10; 16; 20; 25; 32; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 350; 400; 450; 500; 630; 800; 1000; 1600; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6300; 8000; 10000В.

Система условных обозначений и маркировка конденсаторов

Система условных обозначений предусматривает полное и сокращенное условные обозначения. Полное обозначение состоит из четырех элементов, например:

K10–25–100пФ±10% M47-HM-B ТУ.

K10-25 – сокращенное обозначение вида конденсатора;

(100пФ±10%M47-HM) – параметры конденсатора: 100пФ – ном. емкость, ±10% - допускаемое отклонение емкости, M47 – группа по ТКЕ, HM – с отсутствием мерцания емкости обозначения и величины основных параметров и характеристик;

B – обозначение климатического исполнения (B – всеклиматическое, T - тропическое);

ТУ – обозначение документа на поставку.

Сокращенное обозначение состоит из трех элементов.

Первый элемент – буква (или сочетание букв), обозначающая подкласс конденсаторов:

K – постоянной емкости;

КТ – подстроечные;

КП – переменной емкости;

КС – конденсаторные сборки.

Второй элемент – цифры, обозначающие тип диэлектрика и назначение конденсатора, т.е. его группу;

Третий элемент – порядковый регистрационный номер разработки, например K10-**25**.

Кодированное обозначение показывает: значение номинальной емкости, допустимого отклонения, группы по температурной стабильности. Номинальная емкость описывается цифрами и буквой, указывающей множитель, на который умножается цифровое обозначение и положение запятой десятичного знака.

Для обозначения емкости используются буквы:

Русское	П	Н	М	И	Ф
Латинское	<i>p</i>	<i>n</i>	<i>μ</i>	<i>m</i>	<i>F</i>
Множитель	10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1

Примеры: 10nF = 10нФ; 100пФ = 100pF = n10; $\mu 10$ = 100нФ = 100n; 3 $\mu 3$ = 3,3мкФ.

Существует несколько стандартов для обозначения допускаемого отклонения. В таблице приведено соответствие допустимого отклонения емкости и его кодирования буквой по МЭК (публикация 62).

Допускаемое отклонение, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,25$	$\pm 0,5$	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	± 30	-10+30	-10+50	-20+50	-20+80
Кодированное обозначение	B	C	D	F	G	I	K	M	N	Q	T	S	Z

Допускаемое отклонение, пФ	$\pm 0,1$	$\pm 0,25$	$\pm 0,5$	± 1
Кодированное обозначение	B	C	D	F

Пример маркировки конденсатора:
 $100\text{нл} = 100\text{нФ} \pm 5\%$.

В обозначении ТКЕ буквы обозначают знак:

М – минус; П – плюс; МП – близкое к нулю; Н - ненормировано.

Цифры после букв показывают значение ТКЕ,

например П100 ($\text{ТКЕ} = 100 \cdot 10^{-6} \text{K}^{-1}$), М750 ($\text{ТКЕ} = -750 \cdot 10^{-6} \text{K}^{-1}$).

Буква Н указывает, что для данного конденсатора ТКЕ не нормируется, а цифры после нее – на возможное изменение емкости в диапазоне допустимых температур, например

Н50 – изменение емкости относительно измеренной при 20°C не более $\pm 50\%$.

Условное обозначение групп ТКЕ	Допускаемое относительное изменение емкости в интервале рабочих температур, %
Н10	± 10
Н20	± 20
Н30	± 30
Н50	± 50
Н70	± 70
Н90	± 90

Группы керамических конденсаторов типа 2 по допускаемому изменению емкости.

Обозначение групп ТКЕ	Номинальное значение ТКЕ при 20-85°C (ТКЕ×10 ⁻⁶ , 1/°C)
П100 (П120)	+100 (+120)
П60	+60
П33	+33
МПО	0
М33	-33
М47	-47
М75	-75
М150	-150
М220	-220
М330	-330
М470	-470
М750 (М700)	-750 (-700)
М1500 (М1300)	-1500 (-1300)
М2200	-2200
М3300	-3300

Группы ТКЕ конденсаторов с линейной или близкой к ней зависимостью емкости от температуры.

Для обозначения ТКЕ часто используют цветовой код.

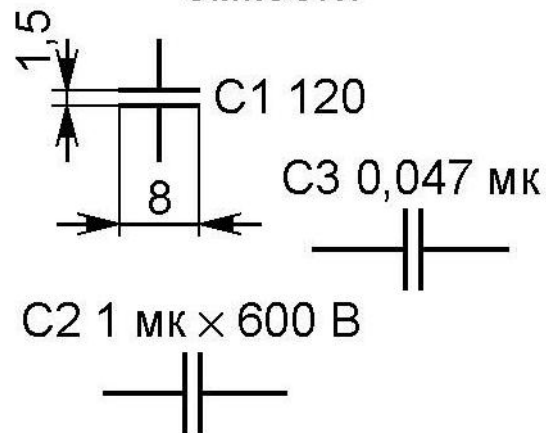
Цвет покрытия корпуса конденсатора указывает на знак ТКЕ, а цвет кодировочного знака – на его значение, например:

синий и серый цвета корпуса соответствуют положительному ТКЕ; **голубой** – близкий к нулю;

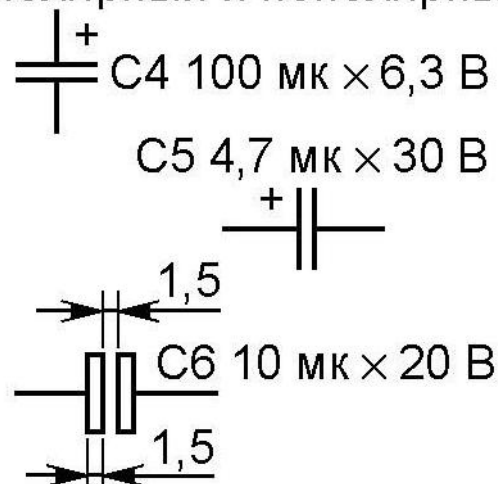
красный и зеленый – отрицательный ТКЕ.

Условное графическое обозначение конденсаторов

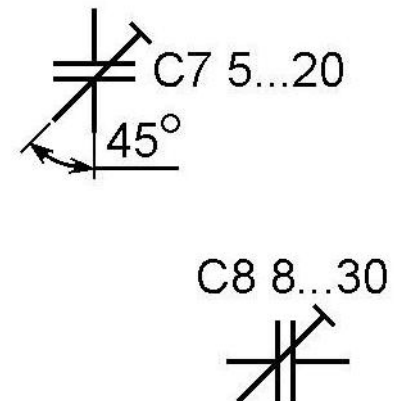
Конденсатор постоянной емкости



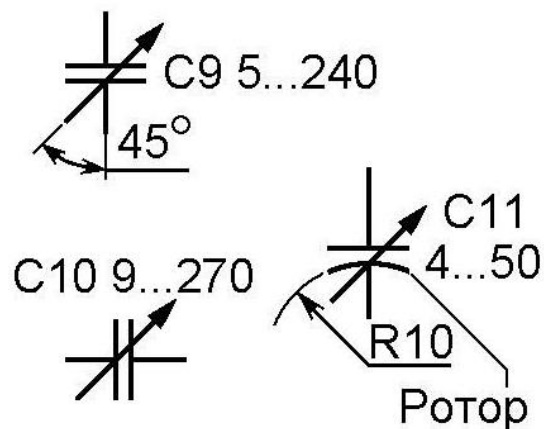
Конденсаторы оксидные полярный и неполярный



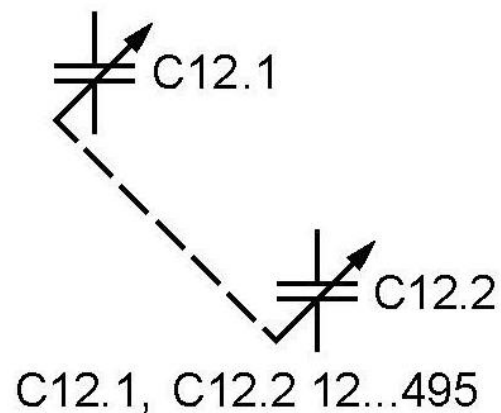
Конденсатор подстроечный



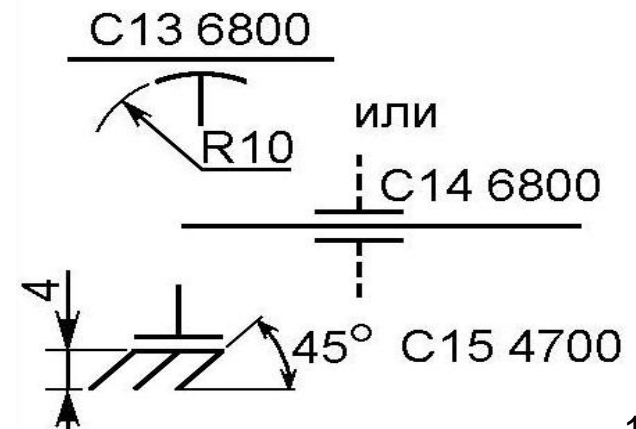
Конденсатор переменной емкости (КПЕ)



Сдвоенный блок КПЕ



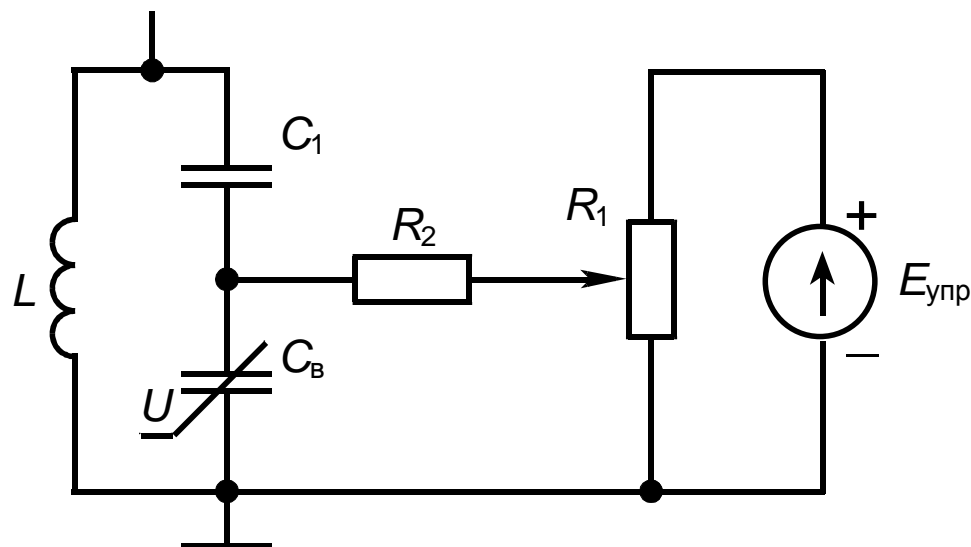
Конденсаторы проходной и опорный



Нелинейные конденсаторы

Вариконд – нелинейный конденсатор, величина емкости которого зависит от напряжения, приложенного к его диэлектрику.

Диэлектрик – сегнетодиэлектрик.



$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_{\text{экв}}}}$$

$$C_{\text{экв}} = \frac{C_1 \cdot C_V}{C_1 + C_V}$$

Напряжение, прикладываемое к C_V регулируется резистором R_1 .

Резистор R_2 служит для придания источнику $E_{\text{упр}}$ высокого внутреннего сопротивления.

Схема представляет перестраиваемый колебательный контур с резонансной частотой f_0 .

Номинальное напряжение варикондов достигает 250-300В.

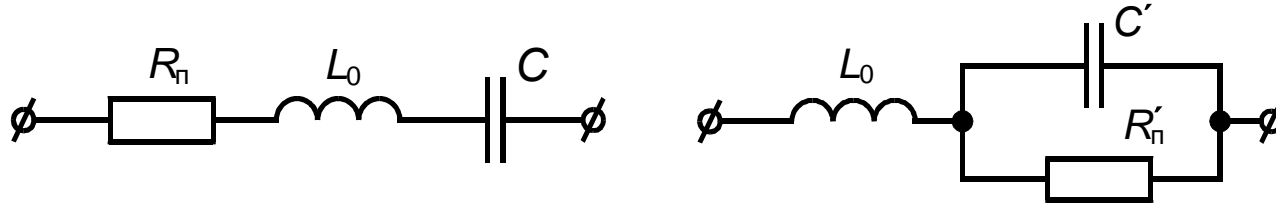
Пример обозначения варикондов: КН75-5,

где 75 – конденсатор из материала с температурой точки Кюри 75°C;

5 – номер разработки.

Эквивалентные схемы конденсаторов

Известны две схемы замещения конденсаторов: последовательная и параллельная.



$$\operatorname{tg} \delta = \frac{P}{Q} = \omega C R_{\Pi} = \frac{1}{\omega C' R'_{\Pi}}$$

R_{Π} – сопротивление потерь – учитывает потери (утечка) в диэлектрике;

L_0 – паразитная (собственная) индуктивность обусловлена конструкцией конденсатора.

Обе схемы представляют собой колебательные контуры. Поэтому конденсаторы используются на частотах, где индуктивность L_0 не оказывает существенного влияния.

Например: у воздушных конденсаторов максимальная частота $2,5 \div 3,6$ МГц;

у слюдяных – $150 \div 200$ МГц; у бумажных – $50 \div 80$;

у керамических дисковых – $200 \div 2000$ МГц;

у керамических трубчатых – $5 \div 200$ МГц.

Примерные значения L_0 :

- керамические (+стеклокерамические) – $1 \div 5$ нГн;

- слюдяные – $5 \div 15$ нГн;

- бумажные фольговые и металлизированные – $6 \div 20$ нГн;

- оксидные: для $0,033 - 10$ мкФ – $3 \div 10$ нГн;

для $10 - 100$ мкФ – $15 \div 40$ нГн.

Рекомендации по применению конденсаторов

Вид диэлектрика	Назначение конденсаторов	Область применения
Газообразный	Высоковольтные	Высоковольтная и высокочастотная аппаратура (вакуумные), искусственные линии формирования.
	Высокочастотные	Высокочастотная аппаратура (вакуумные), передающие устройства и работа на частотах до 30-80 МГц. В колебательных контурах, фильтрах, в качестве разделительных и блокирующих цепях.
Неорганический	Низковольтные: тип 1 (высокочастотные)	В резонансных контурах, где требуются малые потери и высокая стабильность емкости, высокочастотные цепи до сотен МГц, а некоторые до ГГц.
	Низковольтные: тип 2 (низкочастотные)	Фильтры, цепи блокировки и развязки, в цепях, где не требуются малые потери и высокая стабильность емкости. Низкочастотные цепи.
	Низковольтные: тип 3 (низкочастотные)	То же, что и тип 2, но меньше сопротивление изоляции и больше $\tan \delta$. Низкочастотные цепи.
	Высоковольтные: тип 1 (высокочастотные)	То же, что и для низковольтных типов 1 и 2.
	Высоковольтные: тип 2 (низкочастотные)	При повышенных токовых нагрузках (слюдяные).
	Помехоподавляющие (керамические)	Подавление промышленных и ВЧ помех от промышленных и бытовых приборов, выпрямителей, от атмосферных помех – т.е. фильтры НЧ.
Органический	Низковольтные (1600В) низкочастотные	Работа на частотах до 10^4 - 10^5 Гц, $\tan \delta$ зависит от рабочей частоты.
	Низковольтные высокочастотные	Рабочая частота до 10^5 - 10^7 Гц, малый $\tan \delta$ и не зависит от рабочей частоты.
	Высоковольтные (свыше 1600В) постоянного напряжения	В цепях постоянного напряжения.
	Высоковольтные импульсные	В цепях, где требуется малая паразитная индуктивность (чтобы не искажать формы импульсов), сравнительно большие емкости. Способны допускать быстрые разряды, т.е. пропускать большие токи.
	Дозиметрические	В цепях с низким уровнем токовых нагрузок. Обладают малым саморазрядом, большим сопротивлением изоляции.
	Помехоподавляющие	Для ослабления электромагнитных помех в широком диапазоне частот. Они имеют малую паразитную индуктивность, высокую прочность изоляции. (в основном лавсановые)

Рекомендации по применению конденсаторов (продолжение)

Вид диэлектрика	Назначение конденсаторов	Область применения
Оксидный (электролитические)	Общего назначения: полярные	Низковольтные с относительно большими потерями, но в отличие от других типов низковольтных конденсаторов имеют несравнимо большие емкости (единицы÷сотни тысяч мкФ). Используются в фильтрах источников питания, цепях развязки, шунтирующих цепях полупроводниковых устройств на низких частотах и т.п. Требуют соблюдения полярности при включении в цепь.
	Неполярные	Для работы в цепях постоянного и пульсирующего тока без соблюдения полярности.
	Высокочастотные (алюминиевые жидкостные, танталовые оксидно-полупроводниковые)	В источниках вторичного электропитания в качестве накопительных и фильтрующих элементов в цепях развязок полупроводниковых устройств в диапазоне пульсирующего тока десятки Гц ÷ сотни кГц. По частотным характеристикам - не одно и тоже, что и конденсаторы с неорганическим диэлектриком.
	Импульсные (оксидно-электролитические алюминиевые до 500В)	В цепях с относительно длительным зарядом и быстрым разрядом (устройства фотовспышек и др.)
	Пусковые (неполярные)	В асинхронных двигателях для улучшения пускового момента.
	Помехоподавляющие (проходные)	В фильтрах низких частот. За счет большой емкости сдвигает частотную характеристику в область низких частот (танталовые).

Выбор конденсаторов

Эксплуатационная надежность конденсаторов во многом определяется правильным выбором типов конденсаторов при проектировании и использовании их в режимах, не превышающих допустимые.

Правильный выбор конденсаторов осуществляется на основе требований, предъявляемых к аппаратуре. В результате анализа условий работы каждого конденсатора определяются:

- **эксплуатационные факторы:** интервал рабочих температур, величины механических нагрузок и относительной влажности окружающей среды и др.;
- **значения номинальных параметров и их допустимые изменения в процессе эксплуатации:** емкость, напряжение, сопротивление изоляции и др.;
- **допустимые режимы и рабочие электрические нагрузки:** диапазон рабочих частот, амплитуда и частота переменной составляющей напряжения, реактивная мощность, параметры импульсного режима и др.
- **показатели надежности, долговечности, сохраняемости конденсаторов;**
- **конструкция конденсаторов, способы монтажа, габариты и масса.**

Рекомендация. В целях повышения надежности и долговечности конденсаторов не эксплуатируйте конденсаторы в предельно-допустимых режимах. Используйте облегченные режимы по сравнению допустимыми.

ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ! При использовании полярных конденсаторов с оксидным диэлектриком соблюдайте полярность при включении их в схему. Подача напряжения обратной полярности недопустима!

Частотные свойства конденсаторов

При выборе конденсаторов для работы в цепях переменного или пульсирующего тока необходимо учитывать их частотные свойства.

Наиболее высокими частотными свойствами обладают керамические конденсаторы типа 1, слюдяные и конденсаторы из неполярных пленок (полистирольные, полипропиленовые и др.) Ориентировочные значения рабочих частот различных конденсаторов от 50кГц (электролитические танталовые) до 10ГГц (керамические типа 1 и подстроечные).

При оценке возможности работы конденсаторов в импульсном режиме необходимо учитывать, что при малых длительностях формируемых импульсов даже малая собственная индуктивность L_0 представляет большое индуктивное сопротивление ($X_{L0}=\omega L_0$), что сказывается на форме импульса.

Кроме этого, существенное влияние на форму импульса, а также на КПД устройства, в котором установлен конденсатор, могут оказывать потери энергии в диэлектрике и арматуре конденсатора. Поэтому при выборе конденсаторов для импульсных режимов следует учитывать и температурно-частотные зависимости емкости, $\tan\delta$ и полного сопротивления.