

Федеральное агентство по образованию
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Ю. Э. Адамьян

Электроника

Текст лекций

Санкт-Петербург
2012

Электроника: Текст лекций / Ю.Э. Адамьян. СПб, 2012. 121 с.

Пособие соответствует государственному образовательному стандарту подготовки бакалавра и инженера по направлению 140200 “Электроэнергетика”, специальности 140201 “Высоковольтные электроэнергетика и электротехника”, 140203 “Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем”, 140204 “Электрические станции”, 140205 “Электроэнергетические системы и сети”, 140211 “Электроснабжение”.

Данный текст лекций включает в себя изложение основных принципов построения и использования электронных компонентов и устройств. Основное внимание уделено устройствам силовой электроники: выпрямителям, инверторам, элементам автоматики.

© Санкт-Петербургский государственный
политехнический университет, 2012

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.	5
<u>Лекция 1.</u>	
Электротехника и электроника. Электровакуумные и электронные приборы. Полупроводники, р-п переход. Работа полупроводникового вентиля.	6
<u>Лекция 2.</u>	
Характеристики промышленных вентилях. Групповое включение вентилях. Однополупериодный выпрямитель.	12
<u>Лекция 3.</u>	
Среднее и действующее значения напряжений и токов. Качество выпрямления. Двухполупериодные выпрямители.	18
<u>Лекция 4.</u>	
Общие понятия о фильтрации выпрямленных напряжений. Примеры работы вентилях в цепях, содержащих реактивные элементы – емкости и индуктивности. Емкостной фильтр выпрямителя.	24
<u>Лекция 5.</u>	
Типичная схема выпрямителя с LC-фильтром. Выпрямители с умножением напряжения.	31
<u>Лекция 6.</u>	
Биполярные транзисторы. Статические характеристики транзистора. Графический анализ работы усилительного каскада.	36
<u>Лекция 7.</u>	
Схемы замещения биполярного транзистора. Основные параметры усилительного каскада.	42
<u>Лекция 8.</u>	
Полевые транзисторы. Типы полевых транзисторов. Статические характеристики полевых транзисторов. схемы замещения.	49
<u>Лекция 9.</u>	
Усилители мощности. Режимы усилительного каскада А, В, АВ. Частотные характеристики усилительных приборов. Схемы замещения транзисторов на высокой частоте. Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики.	56

<u>Лекция 10.</u>	
Передача усилителем импульсных сигналов. Обратная связь в усилителях.	64
<u>Лекция 11.</u>	
Свойства и применение операционных усилителей.	71
<u>Лекция12.</u>	
Электронные генераторы. Генераторы синусоидальных колебаний.	78
<u>Лекция 13.</u>	
Генераторы периодических импульсов. Мультивибратор.	83
<u>Лекция 14.</u>	
Преобразователи энергии большой мощности.	91
<u>Лекция 15.</u>	
Влияние индуктивности рассеяния трансформатора на работу мощного выпрямителя.	99
<u>Лекция 16.</u>	
Регулирование выходного напряжения выпрямителей. Управляемые выпрямители.	103
<u>Лекция 17.</u>	
Схема с нулевым вентилем. Инверторы.	112
<u>Лекция 18.</u>	
Автономные инверторы.	115
Заключение.	120
Рекомендуемая литература.	121

ВВЕДЕНИЕ

Основой для данного курса стали лекции, читаемые студентам электромеханического факультета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета в 4 семестре. Материалы этих лекций используются также при выполнении курсовой работы в 5 семестре. Тот факт, что слушатели данного курса к моменту его начала еще не получили в полном объеме знания по теоретическим основам электротехники наложил определенный отпечаток на уровень сложности предлагаемого материала. Математизация курса является минимальной, по возможности используются наглядные графические методы интерпретации процессов в цепях, содержащих электронные элементы.

Специализация, происходящая в различных областях электроники, не позволяет в рамках вводного курса достаточно подробно осветить их состояние. Поэтому степень детальности изложения сильно варьируется от раздела к разделу с учетом специфики подготовки инженера – электрика, который, на взгляд авторов, должен быть специалистом не столько по разработке, сколько по применению электронных устройств в промышленности и науке. Некоторые очень важные разделы, например, цифровая электроника, в пособии не освещены, так как их изучение требует значительно большего количества времени, чем отведено на данный курс.

Параллельно с посещением лекций, студенты работают в учебной лаборатории. С целью наиболее быстрой адаптации слушателей к практической работе порядок изложения разделов в курсе может отличаться от традиционно-принятого в учебных пособиях по электронике.

ЛЕКЦИЯ 1

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ ПОЛУПРОВОДНИКИ, p-n ПЕРЕХОД РАБОТА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ВЕНТИЛЯ

Не прибегая к излишней формализации, укажем, что основной особенностью электроники, как раздела электротехники, является широкое использование элементов со сложными вольтамперными характеристиками. Эти элементы позволяют осуществить усиление сигналов, выпрямление переменных напряжений, генерацию гармонических и импульсных сигналов, функциональное преобразование электрических величин и многое другое. На базе простейших электронных узлов создана и бурно развивается цифровая электроника, использующая дискретные (логические) уровни сигналов.

В последние десятилетия стремительно развивается техника высокочастотного преобразования электрической мощности на основе полупроводниковых ключевых элементов. Устройства данного типа имеют коэффициент полезного действия и массо-габаритные показатели, значительно лучшие, чем у традиционных преобразователей, работающих на промышленной частоте.

Исторически первыми элементами электроники являлись электровакуумные лампы, в которых перенос тока осуществляется электронами в вакууме.

Вакуумный диод – электровакуумный прибор, проводимость между электродами которого резко меняется при изменении полярности приложенного напряжения. Устройство вакуумного диода иллюстрируется рис. 1.

Электроды лампы разделены вакуумным промежутком, в котором без принятия специальных мер носители заряда отсутствуют. Один из электродов, называемый катодом К, снабжается специаль-

ным нагревателем Н, который позволяет поддерживать температуру катода достаточной для того, чтобы значительное количество электронов могло преодолеть потенциальный барьер на границе металл – вакуум и образовать вокруг катода область отрицательного объемного заряда.

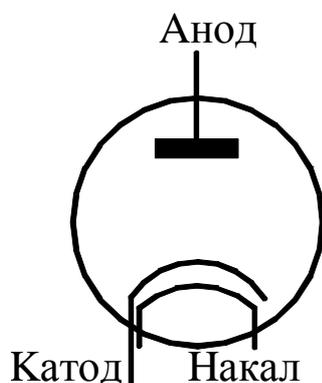


Рис. 1. Схематическое изображение вакуумного диода

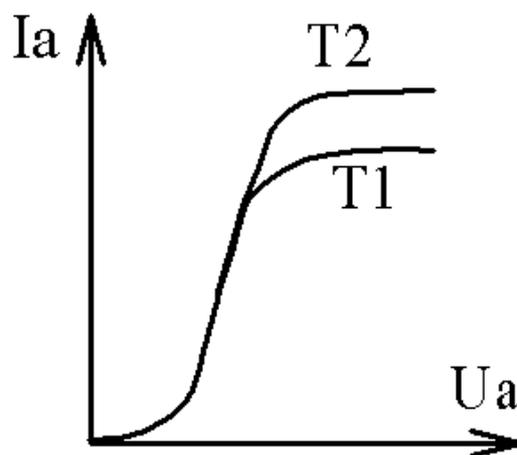


Рис. 2. Вольтамперная характеристика вакуумного диода

Приложение разности потенциалов между анодом А и катодом может привести к появлению тока в промежутке если потенциал анода выше потенциала катода. В противном случае ток протекать не будет. Таким образом, вакуумный диод с нагреваемым катодом демонстрирует выпрямительные свойства. Его примерная вольтамперная характеристика (ВАХ) приведена на рис. 2. Начальная часть ВАХ вакуумного диода описывается зависимостью вида $I \sim U^{3/2}$. При более высоких значениях напряжения между электродами наблюдается насыщение зависимости тока от напряжения. Величина тока насыщения увеличивается с ростом температуры катода ($T_2 > T_1$).

С помощью электровакуумных приборов, снабженных дополнительными электродами (управляющими сетками), можно осуществить усиление и генерацию электрических сигналов, причем их электрические параметры являются весьма высокими даже в сравнении с самыми современными полупроводниковыми усилительными приборами. Наиболее существенными недостатками вакуумных ламп являются большие габариты и потребление энергии, а так же невысокие надеж-

ность и срок службы, связанные с необходимостью поддерживать высокую температуру катода. В настоящее время электронные лампы применяются лишь в особых случаях.

Основой современной электроники являются полупроводниковые элементы. Полупроводники занимают промежуточное положение между металлами (хорошими проводниками) и диэлектриками. Удельное сопротивление меди составляет при комнатной температуре $1.7 \cdot 10^{-8}$ Ом·м, удельное сопротивление изоляторов – 10^9 - 10^{12} Ом·м. Удельное сопротивление полупроводников может меняться в очень широких пределах в зависимости от температуры, количественного и качественного состава примесей. Основные химические элементы и соединения, используемые в полупроводниковой технике – кремний Si, германий Ge, арсенид галия GaAs. В настоящее время в энергетике широко применяются нелинейные ограничители перенапряжений на основе оксида цинка ZnO, обладающего полупроводниковыми свойствами. Для придания полупроводникам нужных свойств используются т.н. легирующие добавки – индий In, фосфор P, сурьма Sb, бор B и другие.

Примеси, добавляемые к чистым полупроводникам, определяют основные свойства полупроводниковых материалов. Поскольку относительное содержание примесей в полупроводниках должно быть весьма низким (массовая доля - 10^{-6} – 10^{-10}), основой технологии полупроводников является высочайшая степень чистоты производства.

Добавление примеси к чистому полупроводнику резко увеличивает количество свободных носителей заряда в его объеме. При этом свободными носителями заряда могут быть как электроны (в так называемых электронных, донорных, или полупроводниках n-типа), так и электронные вакансии в атомах полупроводника (так называемые «дырки», представляющие собой нескомпенсированный единичный положительный заряд в полупроводниках p-типа или акцепторных). «Дырка» может перемещаться в теле полупроводника благодаря отрыву электрона от соседнего атома и заполнению им текущей вакан-

сии. Для перемещения носителей заряда в проводнике необходима затрата энергии внешнего источника. Этим источником может быть внешнее электрическое поле, возникающее при включении полупроводника в электрическую цепь, излучение, проникающее через материал полупроводника, или тепловая энергия, передаваемая полупроводнику при нагреве. Для придания полупроводнику на основе кремния свойств донорного (n-типа) используются пятивалентные атомы примеси – P, Sb. Соответственно, акцепторные полупроводники создаются добавлением трехвалентных атомов примеси – In, Ga.

В любом полупроводнике кроме носителей заряда, генерируемых примесными атомами (основных носителей), имеются носители противоположного знака, появляющиеся вследствие ионизации атомов основного материала полупроводника (неосновные носители). Концентрация неосновных носителей во много раз ниже концентрации основных носителей.

Одним из важнейших понятий полупроводниковой техники является р-n переход, возникающий на границе раздела полупроводников с разными типами проводимости. Свообразные электрические свойства р-n перехода определяются тем, что вследствие теплового движения носителей заряда происходит их проникновение из проводника р-типа в проводник n-типа и наоборот. Поскольку в разных типах полупроводников носители имеют разные знаки заряда, происходит их взаимная рекомбинация и вблизи границы раздела возникает слой, резко обедненный свободными носителями заряда и, следовательно, имеющий высокое электрическое сопротивление.

На рис.3 представлен примерный вид распределения концентрации свободных носителей заряда n_p и p_n , плотности нескомпенсированного объемного заряда σ и потенциала U в окрестностях р-n перехода.

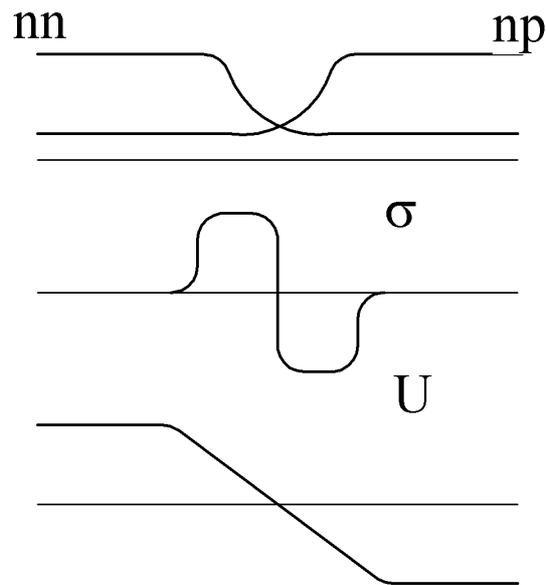


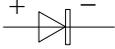
Рис. 3. Распределение концентрации носителей заряда, объемной плотности нескомпенсированного объемного заряда и потенциала в окрестностях р-п перехода

Вследствие диффузии носители заряда проникают в соседнюю область полупроводника, что приводит к взаимной компенсации зарядов и обеднению носителями пограничной области между полупроводниками. Приграничные области полупроводника приобретают объемный заряд, не скомпенсированный носителями. В результате между полупроводниками с разными типами проводимости устанавливается разность потенциалов, зависящая от материала проводника и температуры.

На границе раздела возникает электрическое поле, направленное от полупроводника n-типа к полупроводнику р-типа, препятствующее движению носителей заряда через р-п переход. Приложение к р-п переходу внешнего электрического поля (напряжения) может резко менять условия протекания тока через переход. Если внешнее поле направлено в том же направлении, что и внутреннее поле р-п перехода, происходит увеличение толщины пограничного слоя, обедненного носителями заряда, и электрическое сопротивление перехода возрастает. В противоположном случае внешнее поле снимает потенциальный барьер, препятствующий движению носителей заряда через р-п переход. Теоретическая вольт-амперная характеристика р-п перехода

может быть описана следующим уравнением (уравнение Эберса-Молла): $I = I_s(e^{U/\varphi_T} - 1)$, где φ_T – тепловой потенциал, U - напряжение на переходе, I_s - ток насыщения (ток дрейфа неосновных носителей заряда).

Полупроводниковый прибор, содержащий один р-п переход, называется полупроводниковым диодом и может быть использован в частности в качестве выпрямительного элемента. Кроме выпрямления тока диоды (вентили) могут использоваться и для других целей, о которых будет сказано в дальнейшем.

 Изображение полупроводникового диода на принципиальных схемах. Знаки у электродов соответствуют полярности напряжения, переводящего вентиль в проводящее состояние. При подключении внешнего источника в соответствии с указанной на рисунке полярностью, р-п переход будет смещен в прямом направлении, то есть диод будет обладать высокой электропроводностью. В противоположном случае, р-п переход будет заперт.

Плюсовой электрод по аналогии с вакуумным диодом называют анодом, минусовой – катодом.

В реальной конструкции возможны различные исполнения р-п перехода, отличающиеся: резкостью и уровнем изменения концентрации доноров и акцепторов на границе перехода, размером и формой самого перехода, а также наличием каких-либо неоднородностей в переходе. Все эти факторы оказывают существенное влияние на свойства р-п перехода и используются для придания реальным полупроводниковым приборам тех или иных характеристик. Современная электронная промышленность выпускает тысячи типов вентилях, конструкция которых оптимизирована для использования в различных областях электроники. Так, в преобразовательной технике необходима большая пропускная способность по прямому току, высокое обратное напряжение и малое время переключения. Эти требования часто являются противоречивыми и для того, чтобы удовлетворить их

приходится усложнять конструкцию диода. В телекоммуникационной и вычислительной технике часто главным параметром является высокая рабочая частота (до нескольких ГГц). Для увеличения рабочей частоты вентиля уменьшают время жизни неравновесных носителей заряда путем повышения концентрации примесей в полупроводнике.

ЛЕКЦИЯ 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОМЫШЛЕННЫХ ВЕНТИЛЕЙ

ГРУППОВОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ВЕНТИЛЕЙ

ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Реальные вольтамперные характеристики вентиля значительно отличаются от упрощенной теоретической характеристики, описываемой формулой Эберса – Мола. У наиболее широко используемых в настоящее время кремниевых вентиля резкий рост прямого тока начинается после достижения пороговой величины напряжения на р-п переходе 0.5-0.6В. При дальнейшем росте прямого тока величина прироста падения напряжения на диоде становится пропорциональна току вследствие возрастающего влияния активного сопротивления кристалла полупроводника. Начальная часть вольтамперной характеристики вентиля средней мощности приведена на рис. 4.

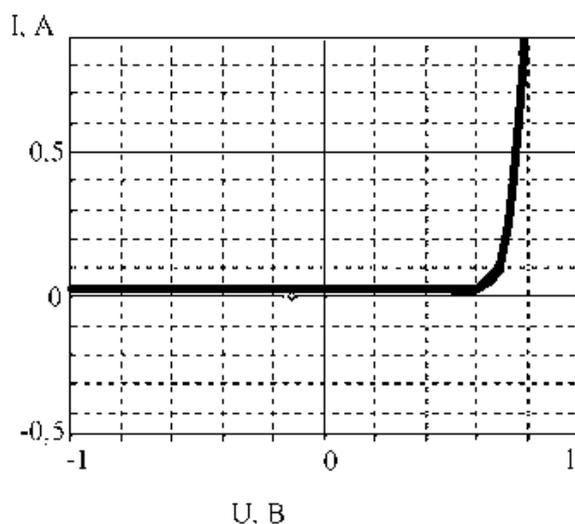


Рис. 4. Начальная часть вольтамперной характеристики диода

В приведенном примере величина динамического сопротивления открытого вентиля, определенная по наклону вольтамперной характеристики составляет около 0.1 Ом. Пороговая величина прямого напряжения и величина прямого сопротивления вентиля являются весьма важными параметрами, поскольку они определяют величину тепловыделения в кристалле полупроводника. В данном случае, при величине тока 10А мощность, выделяемая в диоде, составит 10-11Вт и для поддержания температуры кристалла полупроводника в допустимых пределах (около 100 градусов Цельсия) требуется применение радиатора. Отношение обратного (запирающего) напряжения на вентиле к обратному току называется обратным сопротивлением.

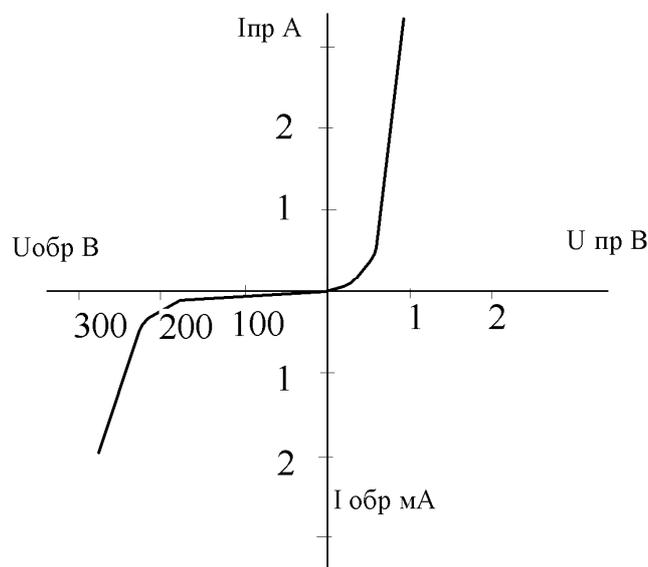


Рис. 5. Примерный вид вольтамперной характеристики вентиля

Для того, чтобы показать характерные особенности ВАХ реального вентиля необходимо использовать различные масштабы для прямых и обратных токов и напряжений. Из приведенной примерной характеристики выпрямительного вентиля средней мощности видно (рис.5), что при величине обратного напряжения около 200В (все конкретные цифры на графике приведены только для примера, чтобы обозначить масштаб встречающихся на практике величин) начинается резкий рост обратного тока, сопровождающийся рассеянием на р-п переходе значительной мощности. Это явление называется пробоем

перехода и может иметь как обратимый, так и необратимый характер (выход диода из строя).

Следует заметить, что вид ВАХ вентиля в значительной степени зависит от температуры полупроводника. Так, для кремниевых вентилях при увеличении температуры от комнатной до 120°С обратное сопротивление уменьшается примерно вдвое и несколько уменьшается прямое падение напряжения.

Перечислим основные электрические характеристики промышленных вентилях и примерный диапазон их вариации.

Максимальный средний прямой ток – 1мА-1000А

Максимальное обратное напряжение – 50-2000В

Максимальная рабочая частота – от 1 кГц до сотен МГц.

Одной из существенных характеристик вентиля является емкость р-п перехода, которая проявляется при работе на высоких частотах. Емкость перехода является переменной величиной, зависящей от величины приложенного к нему напряжения. Максимальная величина емкости р-п перехода наблюдается вблизи нуля напряжения. При прямом смещении перехода его емкость практически не проявляется вследствие шунтирования малым прямым сопротивлением. При небольших обратных напряжениях емкость перехода может достигать десятков и сотен пикофард. В специальных высокочастотных и импульсных диодах принимаются меры к уменьшению емкости перехода.

При использовании вентилях в преобразовательной технике больших мощностей и высоких напряжений часто возникает необходимость в групповом включении вентилях (последовательном или параллельном) для получения требуемой пропускной способности по току или необходимого рабочего напряжения. При таком включении необходимо учитывать особенности полупроводниковых вентилях, связанные с нелинейностью их вольтамперной характеристики.

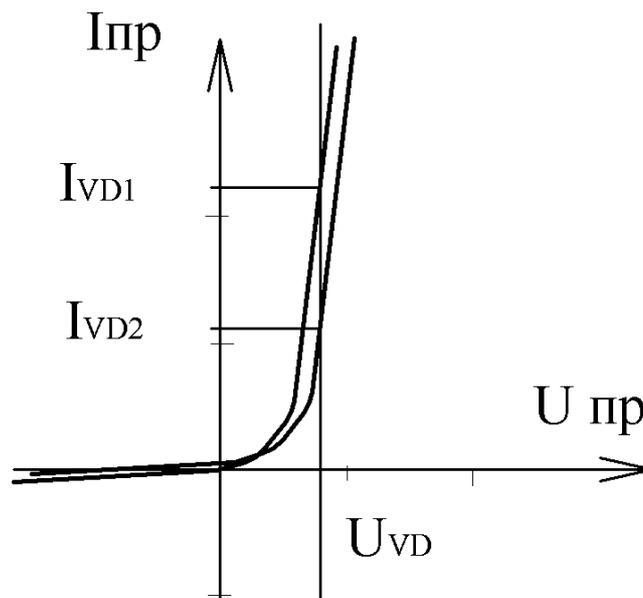


Рис. 6. Распределение токов по параллельно включенным вентилям с неидентичными вольтамперными характеристиками

Например, два вентиля, включенные параллельно (рис.6), находятся под действием общей разности потенциалов U_{VD} . При этом, даже небольшая разница в виде вольтамперных характеристик может привести к весьма значительной разнице в пропускаемых через диоды токах I_{VD1} и I_{VD2} . Неравномерная токовая нагрузка вентиля может привести к выходу из строя одного из них, что недопустимо.

Для преодоления этой проблемы можно рекомендовать закладывать в характеристики выбираемых вентилях определенный коэффициент запаса по предельному прямому току (30-50%) или включать последовательно с каждым вентилям резистор с сопротивлением, равным или несколько большим, чем прямое сопротивление вентиля.

Сходная проблема возникает при последовательном включении вентилях, которое часто используется в высоковольтной аппаратуре. При приложении к последовательно включенным вентилям запирающего (обратного) напряжения, его распределение по отдельным вентилям определяется величинами обратных сопротивлений вентилях и конструктивными емкостями C_k выпрямительной сборки (так называемые «паразитные» емкости на землю). Схема замещения высоковольтного вентиля представлена на рис. 7. Обратные сопротивления мо-

гут достаточно сильно варьироваться даже в пределах одной партии, а также из за неравномерного нагрева вентилях. Влияние конструктивных емкостей может быть охарактеризовано величиной постоянной времени процесса их перезарядки $R_{обр}C_k$.

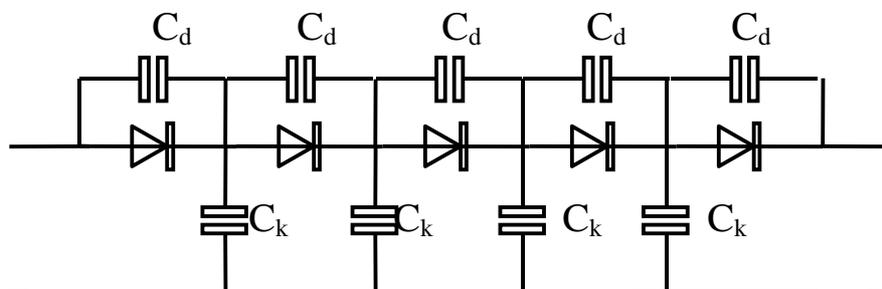


Рис. 7. Схема замещения высоковольтного вентиля

При величине обратного сопротивления высоковольтного вентиля порядка 10^8 - 10^9 Ом и конструктивной емкости масштаба 10^{-11} Ф, постоянная времени становится соизмерима с периодом промышленной частоты (20мс). Это означает, что конструктивные емкости могут значительно исказить распределение напряжения по цепи последовательно включенных диодов. Выход из строя диодов, находящихся под наиболее высоким напряжением, приводит к дальнейшему повышению напряжения на оставшихся в работе диодах и развитию аварии, завершающемуся выходом из строя всего вентиля.

Традиционно применяемым в таких случаях техническим решением является установка параллельно диодам дополнительных конденсаторов C_d , емкость которых выбирается из условия $C_d/n \geq 3C_k \cdot n$, где n – число последовательно включенных конденсаторов (обычно C_d имеет величину несколько нанофарад). Следует, однако, заметить, что в современной высокочастотной преобразовательной аппаратуре, о которой будет сказано в дальнейшем, такое решение, как правило, является недопустимым

Кроме выпрямительных диодов существует большое число типов специальных диодов, таких как стабилитроны, применяемые для формирования опорных напряжений, генераторные диоды, варикапы – диоды с регулируемой емкостью р-п перехода, светоизлучающие,

фотодиоды и другие, рассмотрение которых выходит за рамки данного курса.

Одним из простейших электронных устройств, основанных на использовании вентилей является однополупериодный выпрямитель.

Название его связано с тем, что ток источника переменного напряжения протекает только на протяжении одного полупериода. Схема простейшего выпрямителя и диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 8. Нормальная работа выпрямителя возможна при условии, что обратное сопротивление вентиля значительно больше сопротивления нагрузки, а прямое – значительно меньше. При полярности включения вентиля, приведенной на схеме, на отрицательной полуволне напряжения трансформатора вентиль переходит в запертое состояние, на положительной – в открытое.

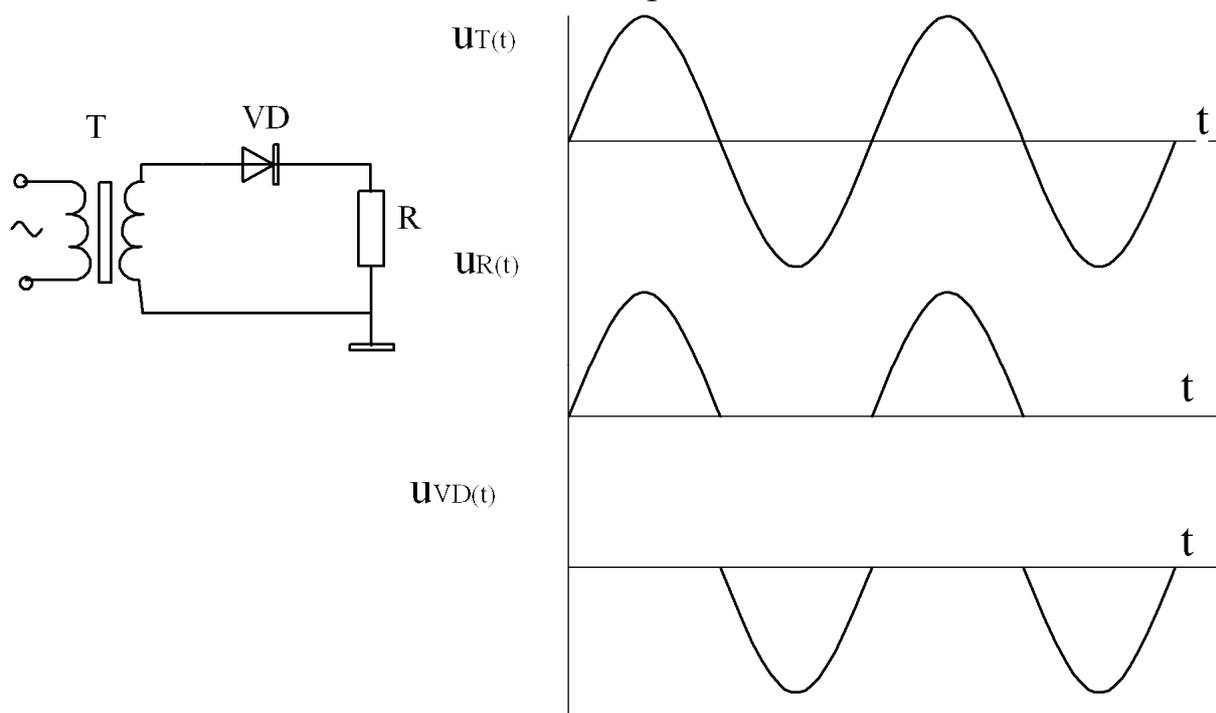


Рис. 8. Однополупериодный выпрямитель, работающий на активную нагрузку

При работе на активную нагрузку выходное напряжение является пульсирующим, что приемлемо далеко не для всех типов потребителей выпрямленного напряжения. Как будет сказано далее, в подав-

ляющем большинстве случаев для получения практически постоянного напряжения выпрямитель используется в сочетании с каким-либо фильтрующим устройством. Одним из существенных недостатков однополупериодной схемы выпрямления является то, что через обмотку трансформатора протекает выпрямленный ток, имеющий значительную постоянную составляющую. Протекание постоянной составляющей тока приводит к намагничиванию ферромагнитного сердечника. Для нормальной работы магнитной цепи трансформатора необходимо, чтобы магнитодвижущая сила обмоток трансформатора меняла свой знак, что и происходит при работе трансформатора на линейную нагрузку (R,L,C). В данной схеме выпрямителя нагрузка трансформатора имеет резко выраженную нелинейность и симметричного перемагничивания сердечника не происходит. Намагничивание сердечника выводит его на нелинейную часть петли гистерезиса, резко снижая магнитную проницаемость. Это может привести к возрастанию тока холостого тока до аварийно больших значений.

Тем не менее, однополупериодная схема выпрямления удобна для применения в тех случаях, когда высокая мощность и качество выпрямления не являются определяющими, например, в устройствах зарядки химических источников тока (аккумуляторов), в схемах питания некоторых высоковольтных устройств.

К таким устройствам относятся, например, электронно-лучевая трубка, электронный микроскоп, медицинские технологические и исследовательские ускорители заряженных частиц.

ЛЕКЦИЯ 3

СРЕДНЕЕ И ДЕЙСТВУЮЩЕЕ ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

КАЧЕСТВО ВЫПРЯМЛЕНИЯ

ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямленное напряжение может быть охарактеризовано несколькими основными параметрами, а именно: амплитуда U_m , сред-

нее напряжение $U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$, действующее значение напряжения

$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$. Аналогичным способом определяются токи.

Амплитуда выпрямленного напряжения практически совпадает с амплитудой напряжения на вторичной обмотке трансформатора (за вычетом небольшого прямого падения напряжения на открытых вентилях выпрямителя). Смысл действующего значения выпрямленного напряжения хорошо известен – оно определяется по тепловому действию на активном сопротивлении нагрузки. Среднее значения напряжения может интерпретироваться как постоянная составляющая при разложении кривой выпрямленного напряжения в ряд Фурье. Как будет показано в дальнейшем, среднее значение напряжения является определяющим параметром при работе выпрямителя с индуктивным фильтром. Существенным отличием среднего значения напряжения от действующего является то, что если действующее значение всегда положительно, то среднее может менять свой знак в зависимости от направления включения вентиляей.

В частном случае однополупериодного выпрямления синусоидального напряжения величина среднего напряжения определяется как $\frac{U_m}{\pi}$, а действующее значение - $\frac{U_m}{2}$

Качество выпрямления напряжения принято характеризовать коэффициентом формы K_ϕ , равным отношению действующего значения напряжения к среднему. В данном случае $K_\phi = \frac{\pi}{2}$.

Если считать идеально выпрямленным строго постоянное напряжение, ($K_\phi=1$), однополупериодный выпрямитель весьма далек от совершенства. Как уже было сказано, на практике однополупериодный выпрямитель в чистом виде применяется достаточно редко и только в маломощных устройствах.

Также, выше было отмечено, что весьма серьезным недостатком однополупериодного выпрямителя является подмагничивание трансформатора, вызванное тем, что ток в обмотках протекает только в одном направлении. При значительной величине тока это может привести к намагничиванию сердечника и резкому увеличению потерь холостого хода.

Более совершенным является двухполупериодное выпрямление, при котором используются оба полупериода выпрямляемого напряжения .

Рассмотрим две наиболее часто применяемых схемы двухполупериодных выпрямителей.

Выпрямитель со средней точкой. Название схемы (рис. 9) связано с использованием в трансформаторе двух вторичных обмоток, включенных противофазно и имеющих общую точку. Вентили пропускают ток поочередно в зависимости от того, вывод какой из обмоток имеет в данный момент напряжение, являющееся открывающим для вентилей.

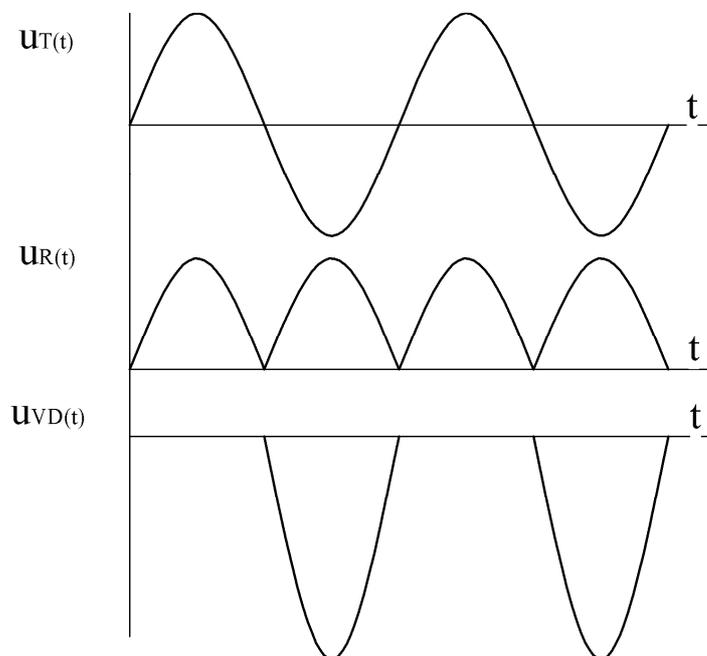
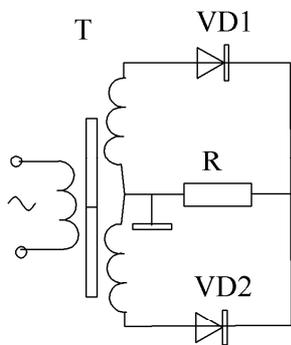


Рис. 9. Схема двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

Рис. 10. Диаграммы, иллюстрирующие работу выпрямителя со средней точкой

Величина среднего напряжения $U_d = \frac{2U_m}{\pi}$, действующее значение - $\frac{U_m}{\sqrt{2}}$, $K_\phi = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$.

Диаграммы напряжений в схеме двухполупериодного выпрямителя со средней точкой приведены на рис.10.

Обратим внимание на то, что амплитуда обратного напряжения на вентилях равна удвоенной амплитуде напряжения на выходе трансформатора.

В данной схеме отсутствует эффект подмагничивания сердечника, так как магнитодвижущие силы вторичных обмоток, работающих поочередно, направлены в противоположные стороны

Достоинством схемы является малое количество используемых вентилях, недостатком - повышенная величина обратного напряжения на вентилях.

Мостовая схема

Другой широко применяемой схемой двухполупериодного выпрямителя является так называемая мостовая схема. Схема однофазного мостового выпрямителя приведена на рис. 11.

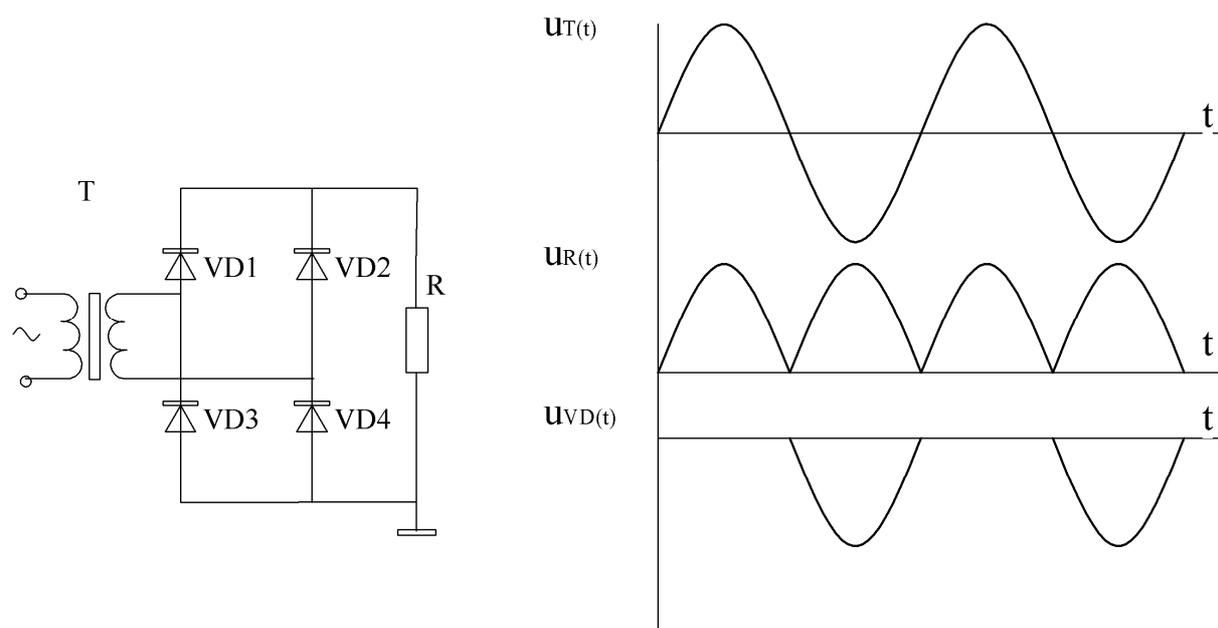


Рис.11. Мостовой двухполупериодный выпрямитель

В зависимости от полярности текущего значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора ток протекает либо через пару вентилей VD1-VD4 либо через VD2-VD3. Параметры выпрямленного напряжения аналогичны ранее рассмотренному случаю, амплитуда обратного напряжения вентилей равна амплитуде вторичного напряжения трансформатора.

Повышение качества выпрямления

Как было показано в предыдущем разделе, величина среднего напряжения на выходе однополупериодного выпрямителя составляет

$U_d = \frac{U_m}{\pi}$, при двухполупериодном выпрямлении - $U_d = \frac{2U_m}{\pi}$, соответ-

ственно, действующие значения равны $\frac{U_m}{2}$ и $\frac{U_m}{\sqrt{2}}$.

В современных электронных преобразователях напряжения форма напряжения на входе и выходе выпрямителя часто бывает близка к прямоугольной.

В этом случае для определения величины среднего напряжения может быть использована формула $U_d = \frac{U_m}{m}$, где m – отношение дли-

тельности периода к длительности импульса напряжения, соответст-

венно, для действующего значения $U = \frac{U_m}{\sqrt{m}}$. На изменении величины

m основан широко применяемый метод регулирования выходного напряжения преобразователя с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Практически в любой схеме выпрямителя выпрямленное напряжение кроме постоянной составляющей содержит значительные по величине переменные составляющие.

Во многих случаях при анализе качества выпрямления удобнее пользоваться не формой кривой выпрямленного напряжения, а результатами её разложения на гармонические составляющие, то есть, в ряд Фурье. С точки зрения фильтрации напряжения основными являются две составляющие – постоянная и гармоническая низшей частоты.

ты (так называемая «основная гармоника»). Высшие гармонические составляющие подавляются фильтрами существенно легче основной гармоники и в данном случае в расчет могут не приниматься.

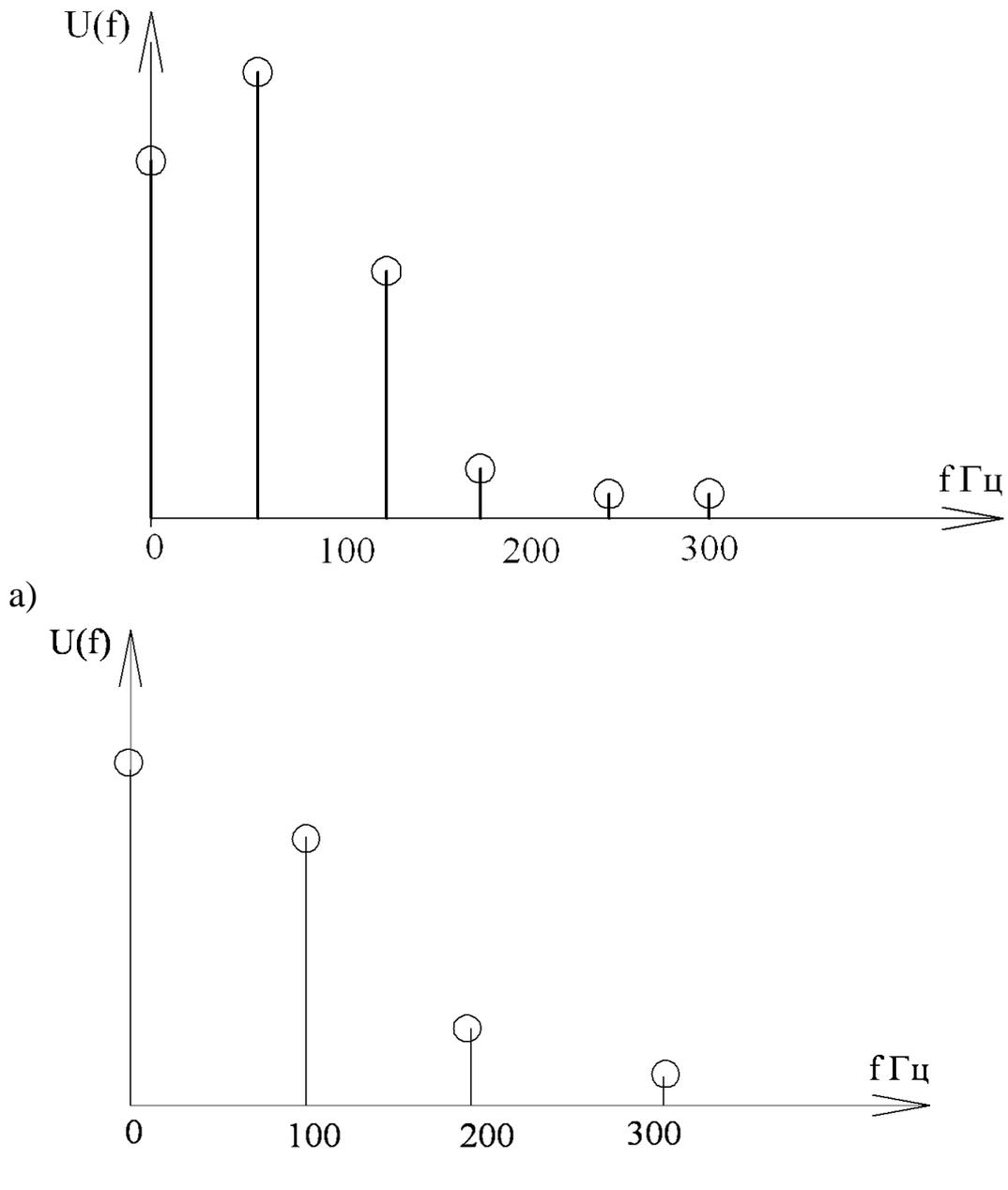


Рис. 12 .Примеры разложения в ряд Фурье однополупериодно (a) и двухполупериодно (b) выпрямленного напряжений

На рис. 12 приведены примеры разложения в ряд Фурье однополупериодно (a) и двухполупериодно (b) – выпрямленных синусоидальных напряжений.

Напомним, что при разложении в ряд Фурье установившегося периодического сигнала спектр является дискретным, то есть, составляющие спектра имеют вид узких линий.

Основная разница между приведенными спектрами заключается в значении частоты низшей гармонической составляющей (первой гармоники) и отношении ее амплитуды к величине постоянной составляющей. При двухполупериодном выпрямлении в выпрямленном напряжении низшая гармоническая составляющая имеет частоту, равную удвоенной частоте выпрямляемого напряжения, а ее амплитуда составляет около 70% от постоянной составляющей. Как будет показано далее, это существенно облегчает дальнейшее сглаживание выпрямленного напряжения по сравнению со случаем однополупериодного выпрямления, в котором основная гармоника выпрямленного напряжения имеет частоту питающей сети, а амплитуда превышает величину постоянной составляющей.

ЛЕКЦИЯ 4

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ О ФИЛЬТРАЦИИ ВЫПРЯМЛЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

ПРИМЕРЫ РАБОТЫ ВЕНТИЛЕЙ В ЦЕПЯХ, СОДЕРЖАЩИХ РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ – ЕМКОСТИ И ИНДУКТИВНОСТИ ЕМКОСТНОЙ ФИЛЬТР ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Для повышения качества выпрямленного напряжения (сглаживания) применяются различного рода фильтры высших частот. Принцип их действия основан на использовании реактивных элементов – электрических емкостей и индуктивностей, способных накапливать и отдавать энергию в течение периода питающего напряжения. Для повышения эффективности сглаживания выпрямленного напряжения пассивные элементы (L,C) могут использоваться в сочетании с полупроводниковыми регулирующими элементами (транзисторами).

В простейшем случае фильтром может служить конденсатор большой емкости, устанавливаемый параллельно нагрузке. Емкость фильтра выбирается из условия значительного превышения постоянной времени цепи нагрузка-емкость фильтра над величиной периода выпрямленного напряжения $R_n C_\phi \gg T$.

В более общем смысле под фильтрацией выпрямленных напряжений будем понимать выделение постоянной составляющей из выходного напряжения выпрямителя. При этом необходимо сделать несколько существенных замечаний:

1. Фильтрация практически никогда не является полной, то есть, на выходе фильтра в той или иной мере присутствуют переменные напряжения, допустимый уровень которых определяется требованиями, предъявляемыми нагрузкой. Например, при питании от сетевого выпрямителя усилителя звуковых частот, качество фильтрации определяется допустимым уровнем «фона», воспринимаемого на слух как низкочастотное «гудение».

2. Фильтр, содержащий емкости и индуктивности, практически не потребляет активной мощности от выпрямителя, но при этом перераспределяет энергию источника в течение периода изменения выпрямленного напряжения, позволяя нагрузке получать ее с достаточной степенью равномерности.

3. Наличие фильтра может резко менять режим работы выпрямителя, влияя, в частности, на форму потребляемого из сети тока и, в некоторых случаях, на величину напряжения на элементах устройства. Как будет показано далее, этот факт решающим образом влияет на выбор схемы фильтра в зависимости от мощности и области применения выпрямителя.

Прежде чем переходить к рассмотрению работы емкостного фильтра выпрямителя приведем простые примеры работы вентилей в цепях, содержащих реактивные элементы – емкости и индуктивности.

Пример 1. Включение под переменное напряжение последовательно включенных вентилей и индуктивности.

В схеме, приведенной на рис.13. при изменении полярности напряжения, приложенного к вентилю с отрицательной на положительную, он открывается, и ток в цепи начинает изменяться по закону $i(t) = \frac{E_m}{\omega L} (1 - \cos \omega t) = I_m - I_m \cos \omega t$. Здесь $I_m = \frac{E_m}{\omega L}$. (Напомним, что ток в индуктивности пропорционален интегралу от приложенного к ней напряжения по переменному верхнему пределу - времени). Особенностью рассматриваемой схемы является то, что вентиль фиксирует фазу включения индуктивности под напряжение, соответствующую его переходу через ноль. Как видно из приведенного выражения, ток имеет две составляющие - постоянную (апериодическую) I_m и периодическую $I_m \cos \omega t$.

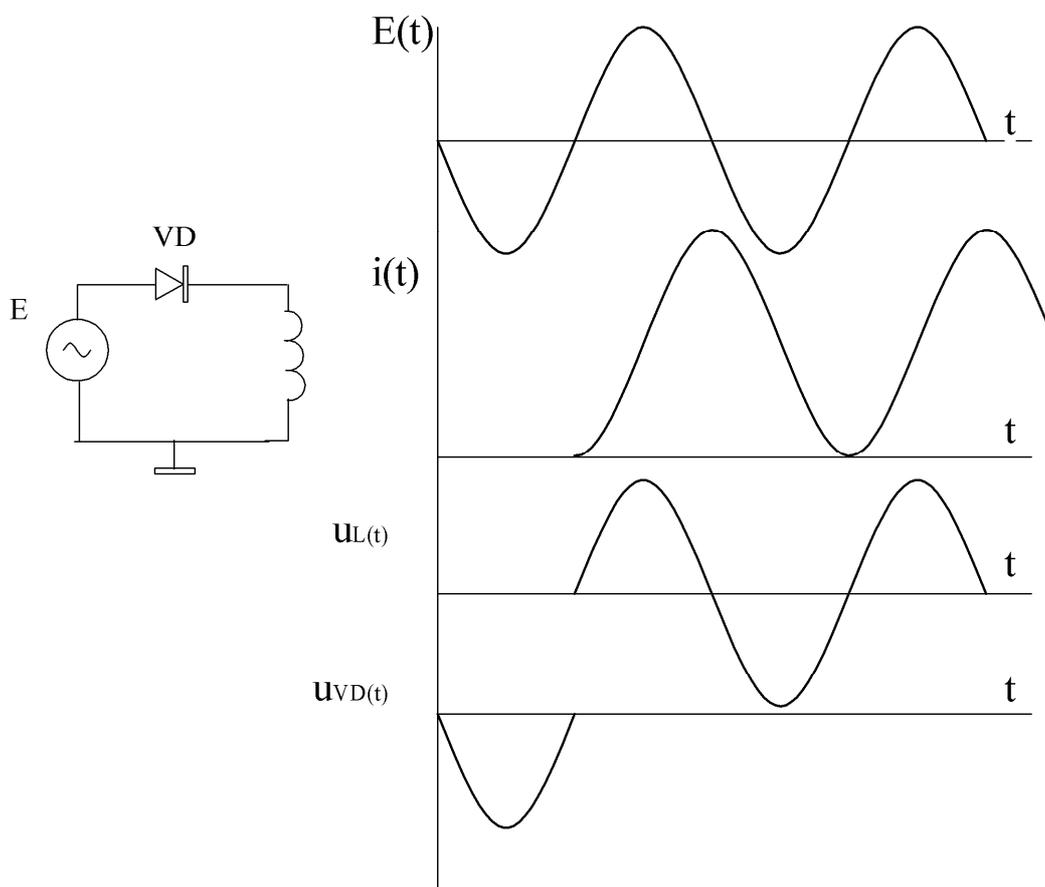


Рис. 13 . Включение под переменное напряжение последовательно включенных вентиля и индуктивности

Амплитуда периодической составляющей равна величине постоянной составляющей, таким образом ток в цепи все время после открывания вентиля не прерывается. Начиная с момента открывания вентиля падение напряжения на нем остается близким к нулю. Подобный режим, известный в электротехнике как «бросок тока намагничивания» при включении слабо нагруженного трансформатора, возможен и в цепи, не содержащей вентиль, если включение источника э.д.с. производится при нулевых начальных условиях. Наличие потерь в цепи приводит в данном случае к затуханию аperiodической составляющей. При включении вентиля в цепь аperiodическая составляющая тока затухать не будет, так как вентиль препятствует изменению полярности тока. На практике это означает, что переходной процесс включения индуктивности под синусоидальное напряжение в начале каждого положительного полупериода питающего напряжения повторяется при нулевых начальных условиях по току и напряжению. При наличии в цепи активных потерь, в конце каждой отрицательной полуволны напряжения источника будут наблюдаться перерывы тока, связанные с закрытием вентиля.

Пример 2. Включение под переменное напряжение последовательно включенных вентиля и емкости.

Схема, иллюстрирующая данный пример, представлена на рис. 14. В течение четверти периода после открывания вентиля конденсатор заряжается до амплитудного значения напряжения источника после чего протекание тока в цепи прекращается. В дальнейшем напряжение на конденсаторе постоянно и равно амплитудному значению напряжения трансформатора. Поскольку при запертом вентиле напряжение на нем является суммой напряжения на конденсаторе и напряжения трансформатора, максимальная величина обратного напряжения на вентиле равна удвоенному амплитудному напряжению источника.

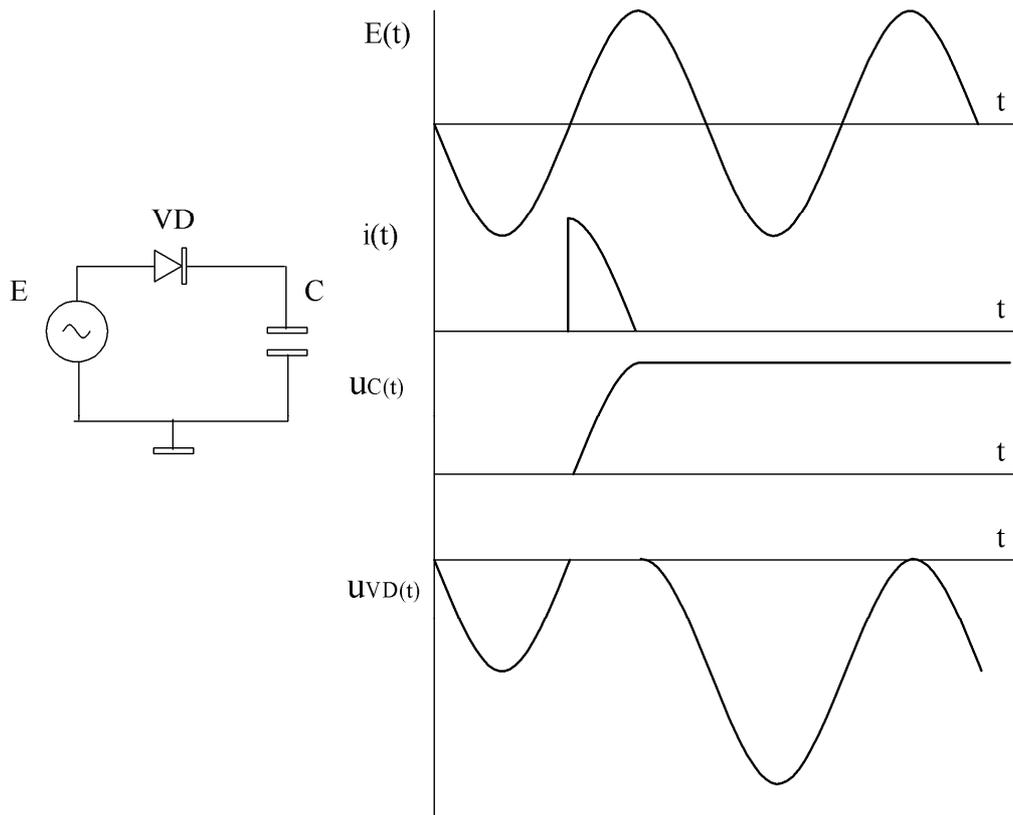


Рис. 14. Включение под переменное напряжение последовательно включенных вентиля и емкости

Далее рассмотрим работу схемы однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром, который в простейшем случае состоит из одного конденсатора, включенного параллельно активной нагрузке (рис.15).

В этом случае напряжение на конденсаторе уже не является постоянным, поскольку значительную часть периода к вентилю приложено запирающее напряжение и конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки. В нормальном режиме работы выпрямителя величина пульсаций напряжения на нагрузке ΔU значительно меньше амплитудного значения напряжения.

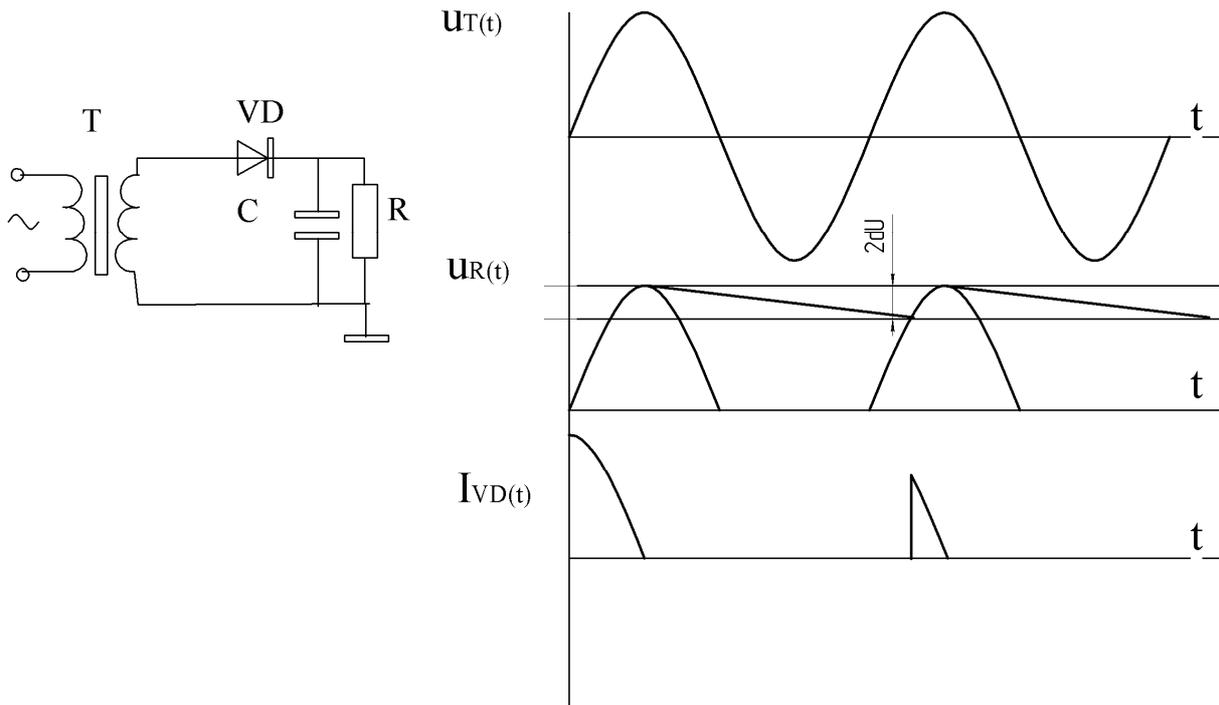


Рис. 15 . Работа однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

Основным параметром, определяющим работу устройства является постоянная времени разряда емкости фильтра через сопротивление нагрузки - RC , точнее, отношение постоянной времени к длительности периода переменного напряжения T . В приближении $RC \gg T$ можно принять, что длительность фазы протекания тока в установившемся режиме мала по сравнению с длительностью периода. Тогда величина амплитуды пульсаций выпрямленного напряжения ΔU может быть оценена из простых геометрических соображений - $\Delta U = \frac{U_m T}{2RC}$. В электронике для оценки качества выпрямления напряжения часто используется относительная величина пульсаций - $\delta U = \frac{T}{2RC}$. Как видно, для уменьшения величины пульсаций при заданной величине сопротивления нагрузки надо либо увеличивать емкость фильтра, либо, если возможно, увеличивать частоту питающего напряжения (уменьшить T).

Увеличение частоты переменной составляющей напряжения на выходе выпрямителя при неизменной частоте напряжения питающей сети может быть достигнуто применением двухполупериодного вы-

прямления (см. спектры выпрямленного напряжения в Лекции 3). Как уже было показано, при двухполупериодном выпрямлении в выпрямленном напряжении низшая гармоническая составляющая имеет частоту, равную удвоенной частоте выпрямляемого напряжения.

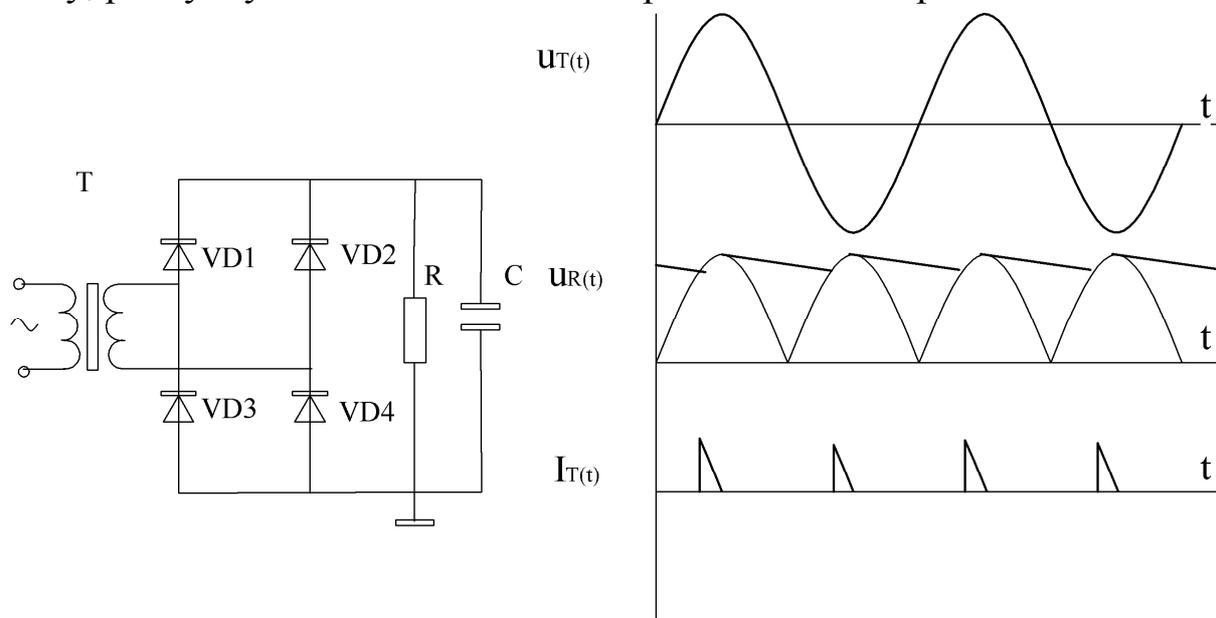


Рис. 16 . Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

В этом случае относительная пульсация составит $\delta U = \frac{T}{4RC}$.

Схема двухполупериодного выпрямителя с RC – фильтром приведена на рис.16

Максимальная величина относительной пульсаций выпрямленного напряжения определяется характеристиками потребителя и в некоторых случаях ограничена величиной в доли процента. Увеличение емкости фильтра приводит к увеличению габаритов, веса и стоимости выпрямителя. Кроме того, весьма серьезным недостатком выпрямителя с емкостным фильтром является характер потребления им тока от сети. Дело в том, что фаза подзарядки конденсатора фильтра, во время которой потребляется ток от сети, укорачивается с уменьшением допустимой величины пульсация. При заданном среднем выпрямленном токе амплитуда импульсов потребляемого тока может иметь величину во много раз большую, чем средняя. Такого рода потребители отрицательно влияют на характеристики питающей их электросети.

Эта особенность выпрямителей с емкостным фильтром, все еще очень широко применяемых, была одной из причин принятия специальных стандартов, ограничивающих характеристики потребителей электроэнергии средней мощности. Кроме того, поскольку в рассмотренной схеме величина тока при включении выпрямителя ограничивается малым емкостным сопротивлением конденсатора фильтра, без принятия специальных мер она может достигать опасных для вентиля величин. Включение сопротивления на входе выпрямителя для ограничения тока приводит к дополнительным потерям. Одним из эффективных способов улучшения характеристик выпрямителей без использования больших фильтрующих емкостей является применение LC-фильтров.

ЛЕКЦИЯ 5

ТИПИЧНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМИТЕЛЯ С LC-ФИЛЬТРОМ

ВЫПРЯМИТЕЛИ С УМНОЖЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрим типичную схему выпрямителя средней мощности (до нескольких сотен Ватт) с использованием LC-фильтра (рис. 17).

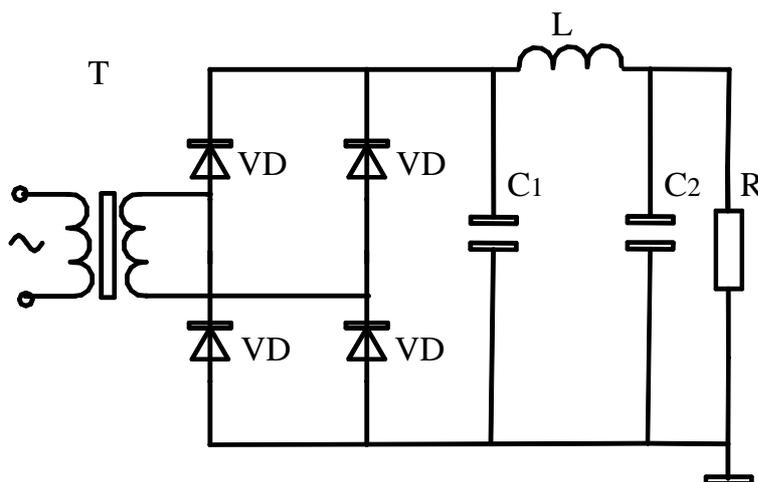


Рис. 17. Схема типичного выпрямителя с емкостно-индуктивным фильтром

LC-фильтры выполняются обычно по однозвенной и многозвенной схемам. Рассматриваемая схема содержит так называемое П-образное LC-звено сглаживания.

Для простоты анализа работы схемы предположим, что величина индуктивности фильтра настолько велика, что переменный ток в ней многократно меньше тока в емкости C_1 . В этом случае, осциллограммы токов и напряжений в левой части схемы (до индуктивности) практически не отличаются от приведенных в предыдущем примере.

Для оценки величины пульсаций напряжения на выходе фильтра сделаем следующие допущения:

На величину пульсаций влияет только основная гармоническая составляющая. Это оправдано тем, что более высокочастотные гармоники подавляются фильтром значительно сильнее, чем низкочастотные

Емкостное сопротивление конденсатора C_2 на частоте основной гармоники $\omega_{ог}$ по модулю многократно ниже индуктивного сопротивления индуктивности L и активного сопротивления нагрузки R . Соблюдение этого условия также гарантирует отсутствие резонансных явлений в фильтре, которые могут привести к нежелательным последствиям.

В этом случае величина тока основной гармоники через индуктивность определяется величиной $U_{ог}/(\omega_{ог}L)$, а величина пульсаций – произведением тока на емкостное сопротивление конденсатора фильтра.

Итак, относительная величина пульсаций напряжения на входе фильтра (емкость C_1) приближенно равна $\delta U_1 = \frac{T}{4RC_1}$, пульсации на-

пряжения на нагрузке $\delta U_2 = \frac{\delta U_1}{\omega_{ог}^2 LC_2}$.

При работе типичного выпрямителя от сети 220В промышленной частоты $\omega_{ог} = 2 \cdot 2\pi f_{сету} = 628$, величины емкостей фильтра составляют от нескольких десятков до нескольких сотен микрофарад, а величина индуктивности от долей до единиц Генри.

В качестве примера, рассчитаем пульсации в схеме выпрямителя с выходным напряжением $U_d=100\text{В}$ мощностью 100Вт . Емкости фильтра $C1=C2=300\text{мкФ}$, индуктивность $L=1\text{Гн}$. Величина сопротивления нагрузки составит $R_n = \frac{U_d^2}{P} = 100\text{Ом}$. Относительная величина пульсаций на конденсаторе $C1$ - $\delta U_1 = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 100 \cdot 300 \cdot 10^{-6}} \approx 0.18$.

На выходе фильтра (на нагрузке R_n) относительная пульсация составит $\delta U_2 = \frac{0.18}{628^2 \cdot 1 \cdot 300 \cdot 10^{-6}} \approx 0.0015$ или 0.15% .

Выпрямители с умножением напряжения

В ряде случаев требуется источник постоянного высокого напряжения для работы на нагрузку, потребляющую малые токи. Примерами таких нагрузок являются аноды электронно-лучевых трубок, ускоряющие системы электронных микроскопов, электрофильтры для очистки дымовых газов тепловых электростанций и др. В силу ряда причин, основной составляющей стоимости источников высокого напряжения является высоковольтный трансформатор. В данном случае выгодным может быть получение высокого напряжения посредством умножения более низкого выходного напряжения трансформатора с помощью диодного умножителя.

В основу работы диодных умножителей положены ключевые свойства вентиля, позволяющих проводить переключения в схеме в зависимости от полярности прикладываемых к ним напряжений и использовать заряженные емкости как дополнительные источники напряжения. В результате сложения напряжения на последовательно включенных заряженных конденсаторах на выходе выпрямителя формируется напряжение, многократно превышающее исходное переменное напряжение питающего трансформатора. В качестве простейшего варианта умножителя напряжения рассмотрим одну из широко применяемых схем удвоения.

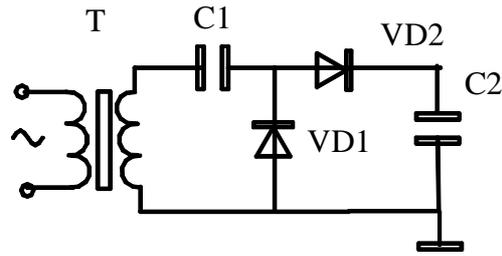


Рис. 18. Схема удвоения напряжения

Рассмотрим работу схемы (рис. 18) в пренебрежении током нагрузки, которая может подключаться параллельно емкости C_2 . В установившемся режиме емкость C_1 заряжается до амплитудного значения напряжения трансформатора. Напряжение на емкости C_2 определяется максимальным значением суммарного напряжения трансформатора и емкости C_1 , и равно удвоенному амплитудному значению напряжения трансформатора.

Одним из достоинств схемы является то, что благодаря включению емкости C_1 последовательно с обмоткой трансформатора, исключается постоянная составляющая тока трансформатора и, следовательно, вызванное ей подмагничивание сердечника, свойственное однопериодным схемам выпрямления.

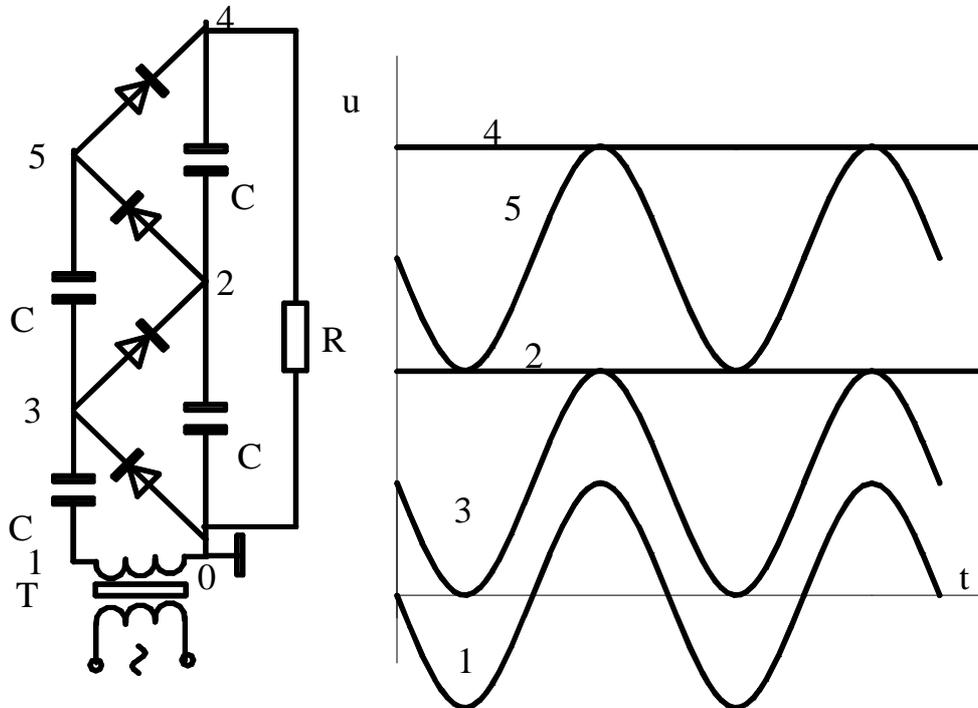


Рис. 19. Схема учетверения напряжения

Развитием данной схемы является многокаскадная схема умножения напряжения (рис. 19), часто используемая в высоковольтной технике. Используя ее можно получать на выходе выпрямителя напряжения, кратные двум амплитудным величинам напряжения трансформатора.

При малом потреблении тока нагрузкой напряжение на конденсаторах можно считать постоянным. Конденсатор между узлами 1 и 3 заряжен до амплитудного напряжения трансформатора, остальные – до удвоенной величины того же напряжения. Напряжения в узлах левой части схемы являются пульсирующими, то есть содержащими как постоянную так и переменную составляющие. В данном случае на выходе схемы (точка 4) напряжение холостого хода равно учетверенному амплитудному напряжению трансформатора. При этом важным положительным свойством данной схемы является то, что независимо от числа каскадов, максимальные напряжения на вентилях и конденсаторах не превышают удвоенного напряжения трансформатора, то есть, весьма высокое напряжение может быть получено с использованием относительно низковольтных элементов. Принципиально количество каскадов умножения не ограничено, однако с его ростом увеличивается внутреннее сопротивление выпрямителя (внутренним сопротивлением источника энергии называют отношение уменьшения напряжения на выходе к величине приращения потребляемого тока, вызвавшего это уменьшение. В данной схеме оно пропорционально третьей степени числа каскадов умножения). Для снижения внутреннего сопротивления при фиксированной частоте питающей сети необходимо увеличивать емкости каскадов.

Применение умножителей напряжения на частоте сети 50Гц является малоэффективным. Опыт показал, что в этом случае часто эффективнее использовать высоковольтные трансформаторы, не прибегая к умножению или ограничивая число каскадов двумя. Наиболее эффективно использование умножителей напряжения при их питании напряжением высокой частоты от специального преобразователя. При

этом внутреннее сопротивление выпрямителя обратно пропорционально частоте. Так, например, в некоторых типах электронно-лучевых мониторов компьютеров и телевизорах напряжение 25 кВ для питания анода кинескопа получается при питании умножителей напряжения частотой 16кГц.

На этом временно заканчивается изучение выпрямителей. В дальнейшем мы вернемся к этому классу устройств на примерах выпрямителей большой мощности. Их конструирование и использование имеет ряд особенностей, связанных с их значительным влиянием на питающую сеть и высокой стоимостью элементов.

ЛЕКЦИЯ 6

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

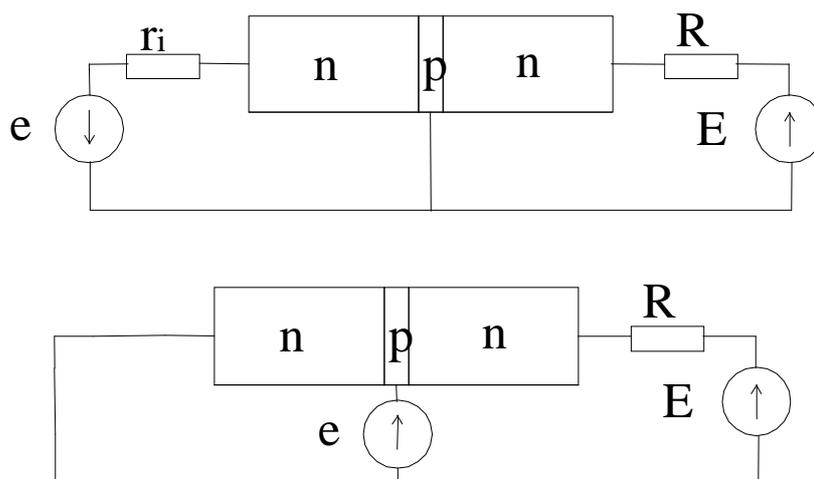
ГРАФИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Биполярные транзисторы

Основой биполярного транзистора является сочетание двух р-п переходов, общей частью которых является тонкий слой полупроводника, называемый базой. Выводы двух других электродов называются коллектором и эмиттером. Концентрация носителей в базовой области должна быть ниже, чем в эмиттере и коллекторе.

При включении транзистора по схеме с заземленной (общей) базой (рис. 20 а) напряжение усиливаемого сигнала включается между эмиттером (слева) и базой. При указанной на рисунке полярности сигнала переход база-эмиттер смещен в прямом направлении. Если пренебречь падением напряжения на открытом р-п переходе, ток источника сигнала определится как $I_s = e/r_i$, где r_i – внутреннее сопротивление источника сигнала. Вследствие малой толщины базовой области, большая часть тока источника сигнала (свыше 90%) протекает не через базовый вывод, а через коллектор. Этому способствует то, что носители тока (электроны), попавшие в область коллектора, уско-

ряются электрическим полем источника питания, приложенным в основном к р-n переходу. Соотношение между токами эмиттера и коллектора определяется коэффициентом усиления тока в схеме с общей базой, зависящим от конструктивного выполнения транзистора $\alpha = I_k / I_e$. Величина α обычно лежит в пределах 0.95-0.99, то есть, величина тока базы составляет лишь несколько процентов от тока коллектора.



a)

b)

Рис.20. Схема включения транзистора с общей базой (a) и с общим эмиттером (b)

Несмотря на то, что ток коллектора несколько меньше тока источника сигнала, данная схема осуществляет усиление мощности сигнала с коэффициентом приблизительно равным R/r_i . Усиление осуществляется за счет того, что транзистор работает в режиме источника тока, потребляя энергию источника питания.

Недостатками усилительного каскада с общей базой являются малое входное и большое выходное сопротивление (для получения значительного усиления сопротивление нагрузки должно превышать внутреннее сопротивление источника сигнала), что затрудняет согласование усилителя с источником сигнала и нагрузкой. Тем не менее, усилители данного типа находят применение в высокочастотных устройствах, поскольку, как будет показано в дальнейшем, обладают

наилучшими частотными свойствами среди всех схем включения биполярных транзисторов.

Схема усилительного каскада с общим эмиттером (б) отличается от рассмотренной выше включением источника сигнала между базой и эмиттером. При таком включении наблюдается эффект усиления тока источника сигнала, $I_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_o$, причиной которого является положительная обратная связь через источник питания. Протекание тока источника сигнала через переход база-эмиттер приводит к инжекции носителей заряда в область коллектора, ускорению их электрическим полем источника питания и возврату тока в переход эмиттер-база. С учетом этих процессов, транзистору в схеме с общим эмиттером может быть приписан коэффициент усиления тока $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$, величина которого может составлять от нескольких десятков до нескольких сотен.

Схема с общим эмиттером обладает значительным усилением по напряжению, току и мощности, однако ее высокочастотные свойства значительно хуже, чем у схемы с общей базой. Как будет показано в дальнейшем, это является одним из общих проявлений режима усиления с положительной обратной связью.

Статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером

Статические характеристики транзистора устанавливают соответствие между токами в его выводах и напряжениями между ними. Для их снятия можно использовать схему на рис. 21, включающую в себя транзистор и два регулируемых источника напряжения.

Поскольку ток коллектора является функцией двух переменных – напряжения между коллектором и эмиттером и тока базы, зависимость $I_k(U_{кэ}, I_b)$ может быть представлена в виде семейства кривых $I_k(U_{кэ})$, соответствующих фиксированному току базы. Как показывают измерения, в широком диапазоне напряжений $U_{кэ}$ зависимость тока коллектора от тока базы близка к линейной $I_k \approx \beta I_b$.

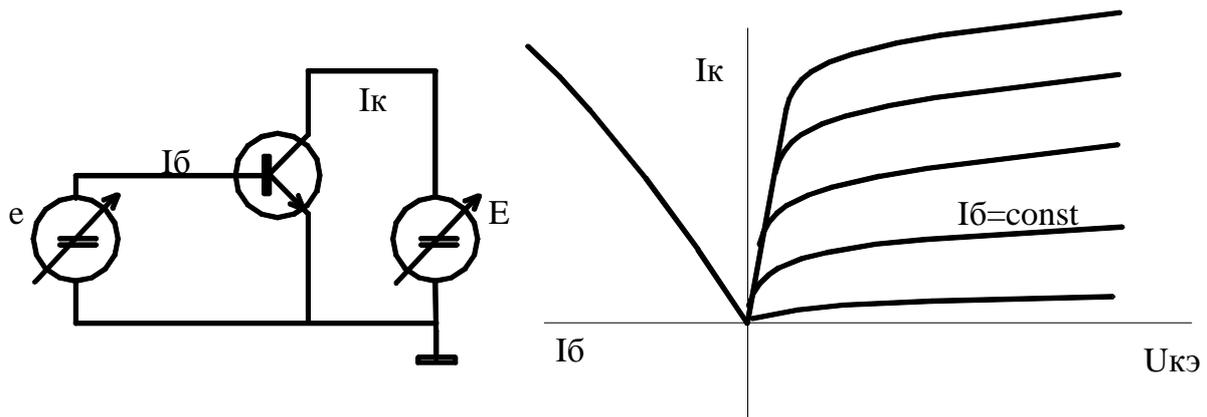


Рис.21. Способ исследования статических характеристик транзистора

Зависимость тока базы от напряжения база-эмиттер напоминает по виду вольт-амперную характеристику р-п перехода, смещенного в прямом направлении, однако на нее влияет также величина напряжения коллектор-эмиттер. Более детально особенности статических характеристик транзистора будут рассмотрены при анализе схем замещения транзистора.

Промышленность выпускает биполярные транзисторы двух типов проводимости n-p-n и p-n-p. Соответственно, напряжение коллектор-эмиттер должно иметь либо положительную, либо отрицательную полярность. В транзисторах n-p-n типа положительное приращение напряжения, приложенного между базой и эмиттером, приводит к появлению положительного приращения тока коллектор-эмиттер.

Для усиления перепадов напряжения с помощью транзистора, в коллекторную цепь включается нагрузка, например, резистор (рис. 20 б).

В этом случае электрический режим коллекторной цепи в каждый момент времени определяется решением системы двух уравнений:

$$E_k = I_k R_k + u_{кэ}$$

$$I_k = \varphi(u_{кэ}, I_b)$$

Второе уравнение представляет собой формализованное описание статических характеристик транзистора. Заданными величинами считаем напряжение питания E_k и величину коллекторного сопротив-

ления R_k . Каждому значению тока базы соответствуют значение тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер транзистора.

При графическом анализе режима транзистора первое уравнение отображается прямой линией, пересекающей оси токов и напряжений и называемой «нагрузочной прямой», а второе уравнение соответствует семейству кривых статической характеристики транзистора.

Нагрузочная прямая связывает между собой напряжение, приложенное между коллектором и эмиттером транзистора, и ток коллектора. Пределы изменения коллекторного тока транзистора при изменениях базового тока задаются двумя точками на характеристиках. Первая точка (на графике рис.22 – «Отс») соответствует равенству нулю базового тока, при этом коллекторный ток определяется малой величиной обратного тока запятого коллекторного перехода.

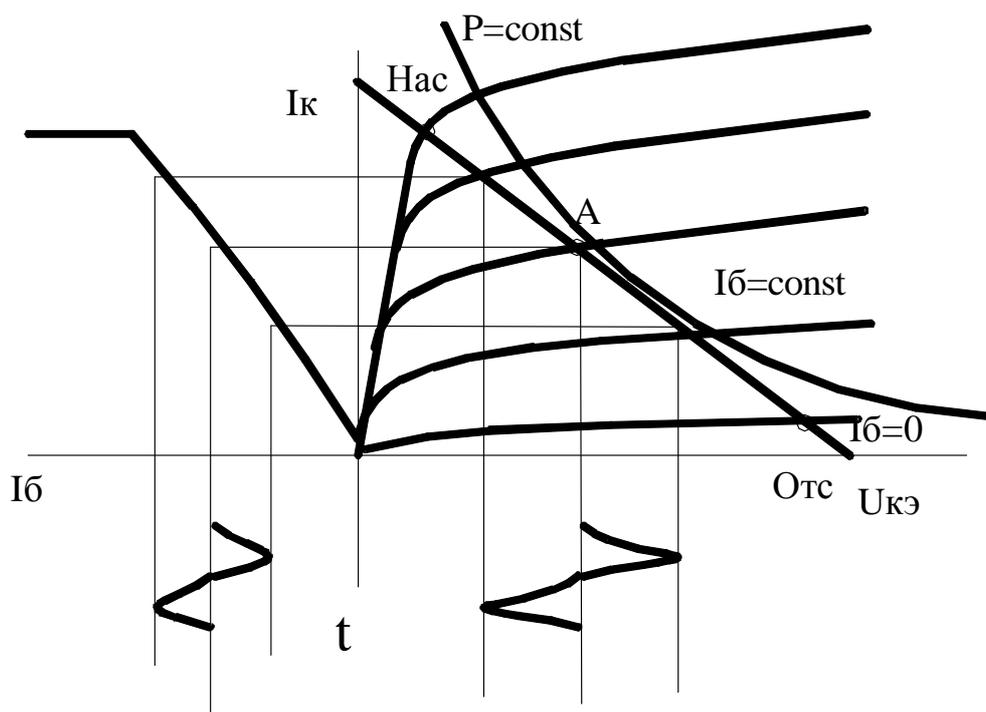


Рис. 22. Пример графического анализа работы усилительного каскада на транзисторе

Напряжение коллектор-эмиттер транзистора в этом случае практически равно напряжению питания. Данный режим носит название режима отсечки, транзистор в этом режиме называют запятым.

Вторая точка («Нас») соответствует максимально возможному току коллектора при данной величине коллекторного сопротивления, отличительной особенностью ее является отсутствие нарастания коллекторного тока при дальнейшем увеличении тока базы. Падение напряжения на транзисторе резко снижено по сравнению с напряжением питания и составляет 0.5-1В в зависимости от типа транзистора. Данный режим называется режимом насыщения.

В координатах $I_k-U_{кз}$ режиму с постоянной мощностью, выделяемой в коллекторном переходе транзистора, соответствует гиперболола $P_k=I_k U_{кз}=\text{const}$. Как видно из диаграммы, из всех возможных режимов транзистора именно в режимах отсечки и насыщения мощность, рассеиваемая транзистором, минимальна. *Эти режимы, называемые ключевыми, являются на сегодняшний день наиболее употребительными в электронной технике.* Основные области применения транзисторных ключей – цифровые и преобразовательные устройства, электронные переключатели.

Использование транзистора в качестве усилителя напряжения будет эффективным если пределы изменения выходного напряжения сопоставимы с величиной напряжения питания. Обычно в качестве так называемой точки покоя усилителя, то есть, режима, соответствующего отсутствию входного сигнала, выбирают середину нагрузочной прямой. При таком выборе в обе стороны от точки покоя возможно максимальное изменение выходного напряжения. Однако, именно в точке покоя мощность, рассеиваемая транзистором максимальна. Поэтому такой выбор точки покоя не является оптимальным в каскадах усиления мощности. Более подробно этот вопрос будет рассмотрен в разделе, посвященном усилителям мощности.

Итак, изменения тока базы, вызываемые изменением напряжения база-эмиттер, приводят в схеме с общим эмиттером к значительно более сильным (в десятки и сотни раз) изменениям тока коллектора и изменениям напряжения коллектор эмиттер, которое и является выходным напряжением каскада усиления.

Следует отметить, что в проведенном выше упрощенном графическом анализе работы усилителя не определена величина коэффициента усиления по напряжению $K_u = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}}$. Для определения K_u необходимо задать зависимость тока базы от напряжения база-эмиттер.

ЛЕКЦИЯ 7

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Для расчетов усилительных каскадов применяют схемы замещения транзисторов разной степени детализации. Эти схемы строятся с использованием линейных элементов (резисторов, емкостей и др.) и так называемых зависимых источников тока или напряжения.

Примером простой схемы замещения транзистора является предлагаемая Т-образная схема замещения n-p-n транзистора с использованием зависимого источника тока. На рисунке 23 собственно элементами схемы замещения транзистора являются сопротивления базы и эмиттера, обозначенные малыми латинскими буквами и зависимый источник тока, ток которого определяется током базы с коэффициентом усиления β . Полярность напряжения питания для n-p-n транзистора – положительная, для p-n-p – отрицательная.

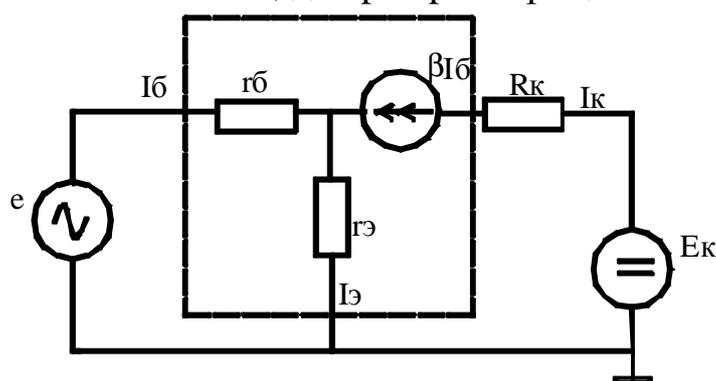


Рис.23. Схема замещения усилительного каскада на биполярном транзисторе

В основу построения схемы замещения положены следующие основные приближения:

Не учитывается необходимость приложения к базе транзистора постоянного положительного напряжения для открывания перехода база-эмиттер.

Коэффициент усиления по току β считается постоянным и не зависящим от приложенного к транзистору напряжения, что не соответствует реальному поведению транзистора в режиме насыщения. Кроме того, схема не учитывает зависимостей параметров транзистора от частоты и многих других факторов.

Тем не менее, данная схема замещения пригодна для приблизительного определения коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений усилительного каскада в режиме малого сигнала. Под малым сигналом будем понимать такие величины усиливаемых каскадом перепадов напряжений, при которых схема далека от режимов насыщения и отсечки, а все изменения токов и напряжений связаны между собой зависимостями, близкими к линейным.

Для типичного транзистора малой мощности значение r_b имеет порядок сотни Ом, r_e – 20-25 Ом, β - порядка 50-100.

Оценим с использованием данной схемы основные параметры транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером (ОЭ).

Дифференциальное входное сопротивление каскада определяется как отношение приращения входного напряжения к входному току, в данном случае – току базы.

Нетрудно показать, что оно равно $r_{ex} = \frac{\Delta u_{бэ}}{\Delta i_{бэ}} = r_b + r_e(\beta + 1)$. При

большой величине β $r_{ex} \approx r_e\beta$. При принятых нами параметрах схемы замещения входное сопротивление каскада составит несколько килоом.

Для определения коэффициента усиления по напряжению необходимо задать величину нагрузочного сопротивления R_k . Выходным напряжением каскада с ОЭ является напряжение между коллектором транзистора и общим проводом. Оно содержит постоянную составляющую, равную напряжению коллектора в точке покоя. При увели-

чении тока базы, увеличение тока коллектора приводит к снижению величины выходного напряжения. Таким образом, каскад с ОЭ инвертирует фазу входного напряжения, и знак коэффициента усиления отрицательный:

$$K_u = \frac{-\Delta i_k R_k}{\Delta i_{\text{бэ}} r_{\text{вх}}} = \frac{-\beta R_k}{r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(\beta + 1)} \approx -\frac{R_k}{r_{\text{э}}}.$$

Полученный результат может показаться странным тем, что в нем в явном виде не присутствует коэффициент усиления транзистора по току, а коэффициент усиления каскада определяется отношением коллекторного и эмиттерного сопротивлений. Однако следует иметь в виду, что приближенное выражение для коэффициента усиления по напряжению справедливо только при условии $\beta \gg 1$. В дальнейшем будет показано, что подобная ситуация характерна для усилителей с глубокой отрицательной обратной связью. В данном случае имеет место так называемая внутренняя обратная связь в транзисторе, смысл которой заключается в том, что изменения коллекторного тока, вызванные изменениями базового тока, создают падение напряжения на эмиттерном сопротивлении, препятствующее изменениям базового тока.

Если к выходу усилителя в качестве нагрузки подключен элемент или устройство, имеющий определенное входное сопротивление, при фиксированном базовом токе произойдет уменьшение величины сигнала, связанное с перераспределением тока коллектора между коллекторным сопротивлением и нагрузкой. Под выходным сопротивлением усилителя понимают величину, равную отношению изменения выходного напряжения к величине изменения выходного тока при подключении нагрузки $r_{\text{вых}} = \frac{\Delta u_{\text{вых}}}{\Delta i_{\text{вых}}}$. Нетрудно показать, что выходное сопротивление усилителя с ОЭ равно величине коллекторного сопротивления.

Подводя некоторые итоги можно сказать, что для каскада усиления с коэффициентом $K_u=10$ типичная величина входного сопро-

тивления составит примерно 2-3 кОм, выходное сопротивление около 200 Ом. Такие значения далеко не всегда удовлетворяют поставленным перед разработчиком аппаратуры требованиям. Для повышения входного и снижения выходного сопротивления применяются специальные схемные решения. Одним из них является применение усилителя с общим коллектором (ОК) или эмиттерного повторителя.

В схеме с общим коллектором (рис. 24) выходной сигнал снимается с резистора, включенного между эмиттером и нулевым проводом, а коллектор подключается непосредственно к источнику питания. Для задания режима покоя в простейшем случае используется подключение базы к источнику питания через резистор R_6 , величина которого задает ток базы при отсутствии сигнала. Для этой цели может быть также использован делитель напряжения, как это показано на рис. 24.

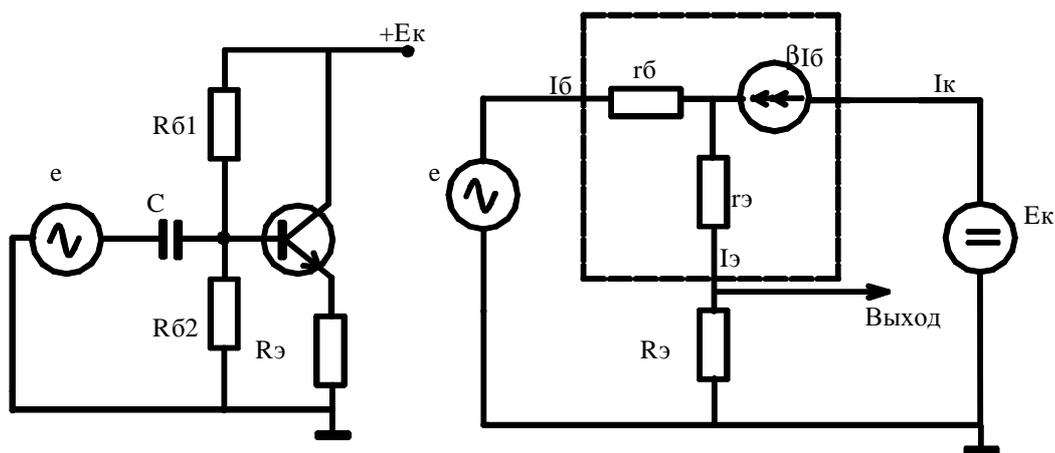


Рис.24. Каскад с общим коллектором и его схема замещения

По аналогии со схемой с общим эмиттером определим входное сопротивление эмиттерного повторителя, пренебрегая потерей входного тока в цепях питания базы:

$$r_{вх} = \frac{\Delta u_{\delta 2}}{\Delta i_{\delta 3}} = r_b + (r_e + R_3)(\beta + 1).$$

Как видно, входное сопротивление каскада с ОК значительно превышает аналогичный параметр схемы с ОЭ и при необходимости может быть повышено увеличением R_3 . В отличие от схемы с общим эмиттером эмиттерный повторитель не инвертирует входной сигнал, то есть, фазы входного и выходного напряжения совпадают (мы пока не анали-

зируем возможные высоко- и низкочастотные искажения). Коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя $K_u = \frac{\Delta i_o R_o}{\Delta i_{o3} r_{ex}} \approx \frac{(\beta + 1)R_o}{r_o + (r_o + R_o)(\beta + 1)} < 1$. При типичных параметрах каскада коэффициент усиления по напряжению близок к единице и равен 0.85-0.9 (отсюда и происходит название «повторитель»). Тем не менее, эмиттерный повторитель осуществляет значительное усиление мощности сигнала, поскольку, при практически равных напряжениях на входе и выходе, выходной ток приблизительно в β раз больше входного. На практике на входное сопротивление каскада влияет сопротивление делителя напряжения $R_{o1} R_{o2}$, снижая его приблизительно в полтора раза по сравнению с величиной, следующей из вышеприведенной формулы.

Анализируя схему замещения, нетрудно показать, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя примерно в β раз меньше сопротивления источника сигнала.

Эмиттерный повторитель представляет собой пример использования глубокой (практически 100%) отрицательной обратной связи по току, так как в нем все выходное напряжение вычитается из напряжения сигнала, приложенного ко входу усилителя.

Таким образом, использование различных схем включения биполярного транзистора, а именно: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК) позволяет получить параметры каскада, необходимые для конкретного случая использования.

Напомним, что схема с ОБ позволяет получить наилучшие частотные характеристики (о них более подробно будет сказано далее). Схема с ОЭ является наиболее распространенной и позволяет получить значительное усиление по напряжению. Основным достоинством схемы с ОК, применяемой в основном для согласования каскадов усиления, являются большое входное и малое выходное сопротивления. Сочетание эмиттерной и коллекторной нагрузок усилительного каскада позволяет одновременно снимать с них напряжения, находя-

щиеся в фазе и в противофазе со входным сигналом. Такие каскады называются каскадами с разделенной нагрузкой и используются, например, в усилителях мощности для управления выходными каскадами, работающими в режиме двухтактного усиления.

Термостабилизация усилительного каскада

На практике, схемы, подобные приведенным выше используются только для усиления переменных напряжений в ограниченном частотном диапазоне. Причиной этого является необходимость применения разделительных конденсаторов на входах и выходах каскадов усиления для компенсации постоянных составляющих напряжений, необходимых для нормальной работы транзисторов. Для усиления медленно меняющихся уровней напряжений применяются гораздо более сложные схемы так называемых «балансных» каскадов, как правило, использующие двухполярное питание (в качестве питающих напряжений на усилитель подаются положительное и отрицательное относительно общего провода напряжения). В любом случае, с той или иной степенью остроты, стоит проблема температурной нестабильности параметров полупроводниковых приборов, так как свойства полупроводников сильно зависят от температуры.

В усилителях переменного напряжения проблема температурной нестабильности решается сравнительно просто, поскольку изменения режима транзистора, связанные с изменениями температуры, являются достаточно медленными и можно применить принцип частотно-зависимой стабилизирующей обратной связи. Пример термостабилизированного каскада с использованием частотно-зависимой обратной связи приведен на рис. 25.

Рабочая точка каскада устанавливается следующим образом. Потенциал базы транзистора задается с помощью делителя напряжения R_1, R_2 . Ток через делитель обычно выбирается таким образом, чтобы он превышал ток базы транзистора в режиме отсутствия сигнала в 2-3 раза. Протекание эмиттерного тока транзистора через резистор R_3 создает на нем падение напряжения, которое вместе с падени-

ем напряжения на R2 формирует разность потенциалов между базой и эмиттером транзистора. В нормально работающем каскаде эта величина должна несколько превышать напряжение открывания транзистора – для кремниевых транзисторов – около 0,7В.

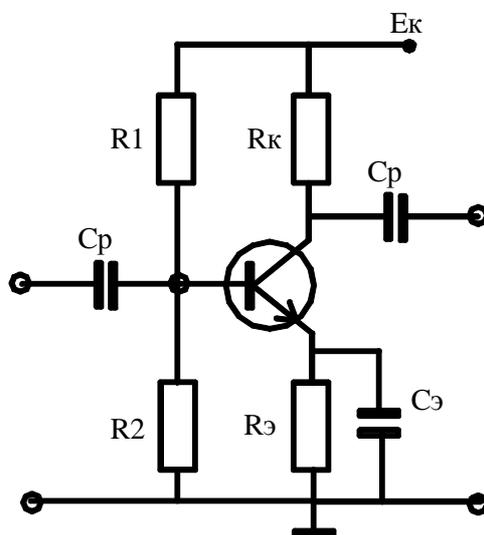


Рис.25. Термостабилизированный каскад

Режим транзистора устанавливается автоматически – увеличение эмиттерного тока, вызванное нагревом транзистора увеличивает падение напряжения на $Rэ$ и, соответственно уменьшает напряжение между базой и эмиттером, запирая тем самым транзистор. Это приводит к компенсации изменения тока транзистора. На частоте сигнала, при выполнении условия $X_{Cэ} = 1/(\omega Cэ) \ll Rэ$ действие обратной связи снижается, и она не препятствует усилению сигнала.

При отсутствии специальных требований по термостабильности усилителя величину $Rэ$ выбирают так, чтобы падение напряжения на цепи термостабилизации не превышало 10-15% от напряжения питания - $IэRэ \approx (0,1-0,15)Eк$.

Замечание. Стабилизация режима усилителя и усиление сигнала, по сути, являются противоположными задачами. Поэтому построение стабилизированного усилительного каскада требует определенного компромисса между стабильностью и коэффициентом усиления. В данной конкретной схеме введение стабилизирующих элементов R1 и R2 для задания потенциала базы ведет к снижению входного

сопротивления каскада. Это, в свою очередь требует увеличения мощности входного сигнала для получения заданной амплитуды выходного напряжения. Величина эмиттерного сопротивления также влияет на усилительные свойства каскада. При слишком большой величине R_3 ограничивается амплитуда выходного сигнала, поскольку на нем падает значительная часть напряжения питания. Если максимальная величина коэффициента усиления не является определяющим требованием при проектировании усилителя, можно исключить шунтирование конденсатором эмиттерного резистора, расширив тем самым частотный диапазон усилителя в сторону низких частот. Кроме того, как будет показано далее, формируемая с помощью данного резистора отрицательная обратная связь улучшает качественные показатели усилительного каскада – снижает нелинейные и частотные искажения, увеличивает входное и снижает выходное сопротивления.

ЛЕКЦИЯ 8

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

ТИПЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

Полевыми транзисторами называют полупроводниковые приборы, обладающие свойством управлять протекающим через них током с помощью электрического поля. Управляющее поле создается специальным электродом (называемым затвором), практически изолированным от канала протекания рабочего тока.

По типу изоляции затвора полевые транзисторы (английская аббревиатура - FET- field effected transistors) делятся на транзисторы с затвором на p-n –переходе и МОП - (металл- оксид- полупроводник, английская аббревиатура - MOSFET) транзисторы.

Транзисторы с затвором на р-п –переходе изготавливаются из кристалла кремния типа n, на котором с двух противоположных сторон размещены области типа р (рис. 26), образующие затвор.

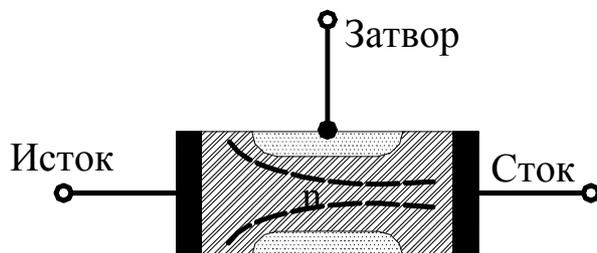


Рис. 26. Схема выполнения полевого транзистора с р-п переходом

Если на затвор подать отрицательный потенциал относительно кристалла типа n, р-п переходы между затвором и кристаллом окажутся смещенными в обратном направлении и в них образуются слои, обедненные носителями заряда. При увеличении отрицательного напряжения на затворе обедненные слои расширяются вглубь канала и в конце концов могут сомкнуться между собой.

В этом случае сопротивление между стоком и истоком будет на много порядков превышать сопротивление канала при нулевом напряжении на затворе.

Поведение транзистора при медленных изменениях напряжений и токов в нем описывается статическими характеристиками, примерный вид которых приведен на рис 27.

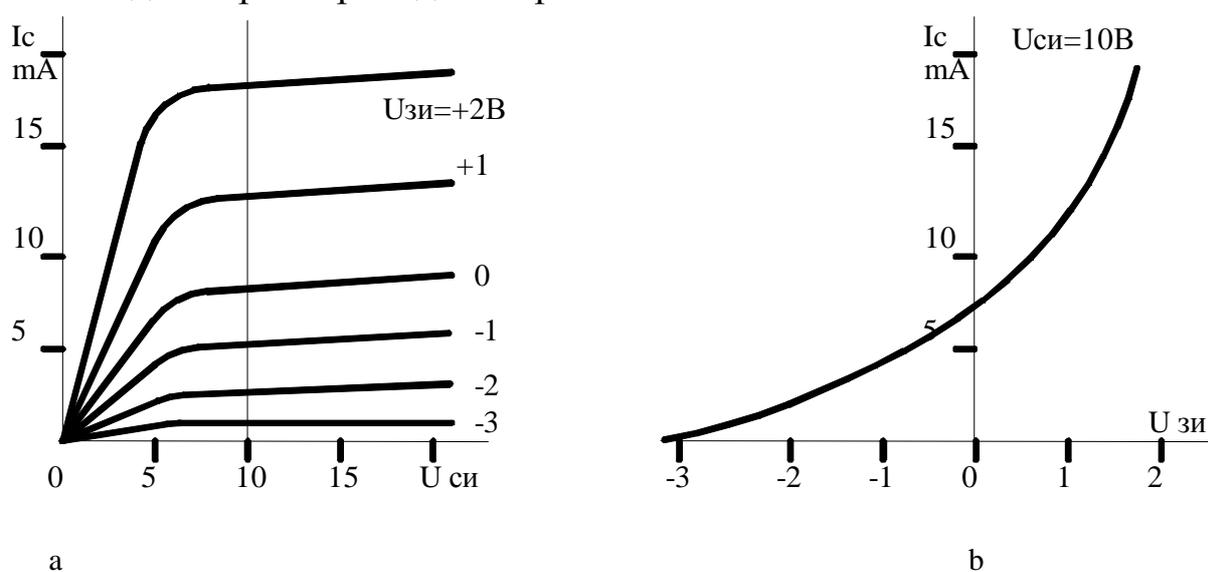


Рис. 27. Статические характеристики полевого транзистора

Рассмотрим зависимость тока стока от напряжения сток-исток при фиксированном напряжении затвор-исток (рис.27 а). При малых $U_{си}$ она практически линейна. Повышение разности потенциалов приложенной к кристаллу формирует неоднородный по длине кристалла профиль проводящего канала, который сужается в области стока. Это приводит к эффекту насыщения зависимости $I_{си}(U_{си})$. Изменение тока стока под воздействием управляющего напряжения затвор-исток характеризует свойства полевого транзистора как усилителя (рис. 27 б).

В приведенном примере рабочей областью характеристик является область отрицательных значений $U_{зи}$. При положительных значениях напряжения затвор-исток транзистор теряет одно из своих основных положительных свойств - высокое входное сопротивление, поскольку управляющий р-п переход оказывается в проводящем состоянии. На рабочем участке усилительные свойства транзистора ха-

рактеризуются величиной $S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}}$, называемой крутизной характеристики. Обычно эта величина, имеющая размерность проводимости имеет порядок нескольких мА/В. При достижении напряжением затвор – исток определенного отрицательного напряжения транзистор переходит в состояние отсечки.

В настоящее время существует много разновидностей полевых транзисторов. Наибольшее распространение получили транзисторы с изолированным затвором (МОП). Структура МОП – транзистора изображена на рис.28.

Одними из наиболее распространенных транзисторов данного типа являются транзисторы, в которых на подложке из кремния р-типа сформированы области из высоколегированного полупроводника n-типа. При напряжении затвор-исток, близком к нулю, транзистор практически не проводит ток, поскольку р-п переход в области стока смещен в обратном направлении и закрыт.

Приложение между затвором и истоком положительного потенциала приводит к стягиванию к области затвора носителей отрицательного заряда (электронов), имеющихся в кристалле р-полупроводника по аналогии с конденсатором. Обогащение данной области электронами снимает потенциальный барьер в области запертого р-п перехода и переводит транзистор в проводящее состояние.

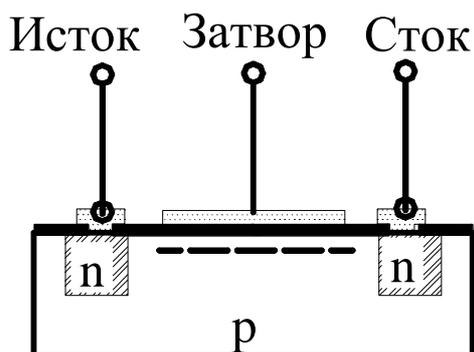


Рис. 28. Полевой транзистор с изолированным затвором

Поскольку проводящий канал формируется (индуцируется) с помощью напряжения затвора, полевой транзистор такого типа называется транзистором с индуцированным каналом. По виду его статические характеристики подобны характеристикам транзистора с управляющим р-п переходом, но смещены по оси координат $U_{зи}$ на величину положительного напряжения, необходимую для формирования канала (обычно – несколько вольт).

Если при изготовлении транзистора область затвора обогащается примесью, генерирующей неосновные носители заряда (в данном случае - отрицательные) – такой транзистор называется транзистором со встроенным каналом. Для его работы в усилительном (линейном) режиме не требуется подачи напряжения смещения на затвор.

Графические обозначения некоторых типов полевых транзисторов приведены на рис. 29.

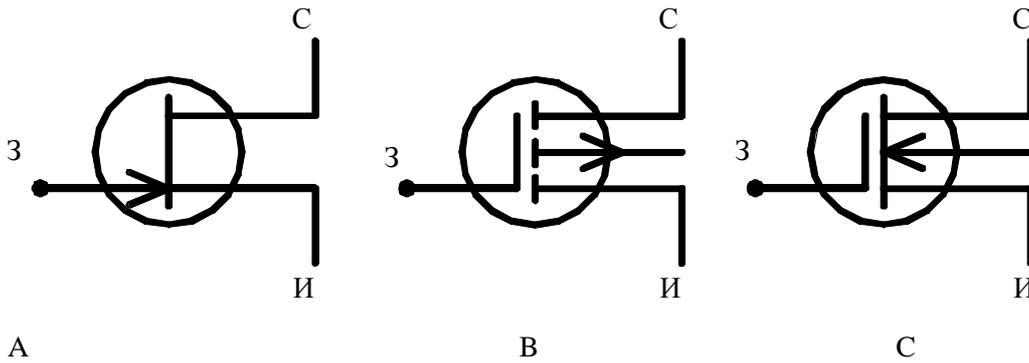


Рис. 29. А-транзистор с управляющим р-п переходом с каналом n-типа, В-с индуцированным каналом р-типа, С – встроенным каналом n-типа

Способы построения усилительных каскадов на полевых транзисторах аналогичны рассмотренным ранее для биполярных. Например, каскад с общим истоком на основе полевого транзистора с управляющим р-п переходом может выглядеть так, как показано на рис. 30.

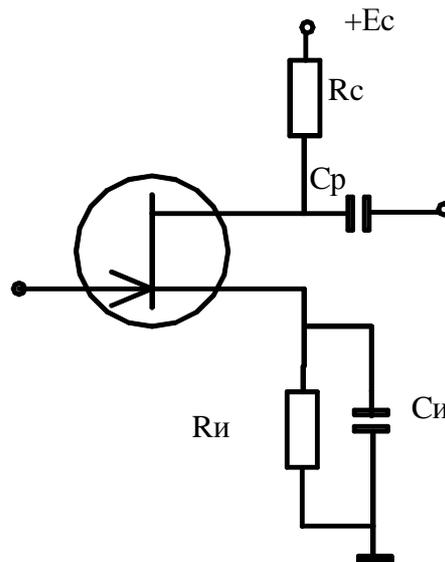


Рис. 30. Усилительный каскад на полевом транзисторе

В данной схеме цепочка $R_{и}C_{и}$, включенная в цепь истока служит для установки рабочей точки каскада. Ток, протекающий через транзистор в отсутствие сигнала на затворе создает на $R_{и}$ падение напряжения, направленное на запираение транзистора. На рабочей частоте резистор $R_{и}$ шунтируется конденсатором $C_{и}$, не препятствуя усилению сигнала. Данная схема каскада не требует включения разделительного конденсатора на входе каскада, так как на затвор смещение

не подается. На выходе же необходимо включение емкости C_p , поскольку при отсутствии сигнала на соке транзистора присутствует постоянное напряжение, зависящее от выбора рабочей точки.

Принципиальные отличия полевого транзистора по способу управления рабочим током сказываются на его представлении схемой замещения. Приведем здесь простейшую схему замещения, построенную на основе зависимого источника тока, управляемого напряжением (рис. 31).

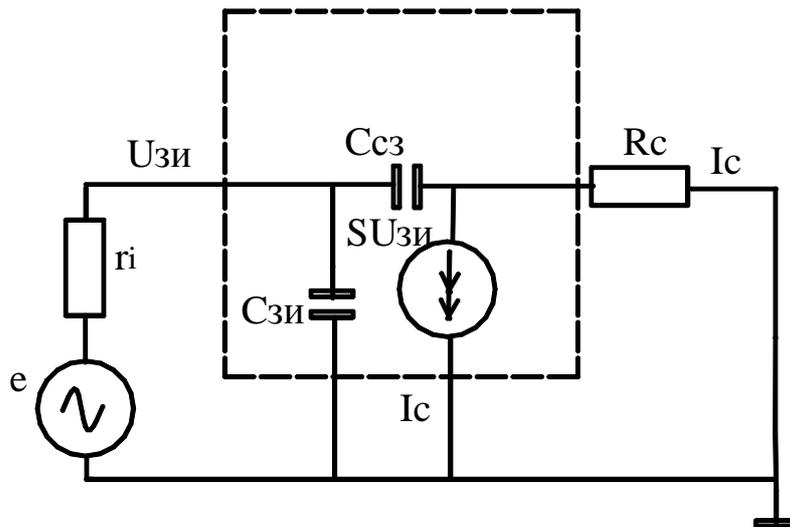


Рис. 31. Схема замещения полевого транзистора

Со стороны источника сигнала e , имеющего внутреннее сопротивление r_i полевой транзистор представляет собой на постоянном токе практически бесконечное сопротивление. Влияние емкости затвора $C_{зи}$, имеющей величину порядка нескольких пикофарад, начинает проявляться только на частотах в десятки и сотни мегагерц. Степень этого влияния зависит в от внутреннего сопротивления источника сигнала. Кроме того, емкости сток-затвор $C_{сз}$ и затвор-исток $C_{зи}$ образуют цепь паразитной отрицательной обратной связи, снижающей усиление каскада на высоких частотах. На низких частотах усиление каскада определяется крутизной характеристики транзистора S и величиной нагрузочного сопротивления в цепи стока R_c . В соответствии с данной схемой замещения коэффициент усиления каскада на полевом транзисторе с общим истоком определяется формулой

$K=S \cdot R_c$. При включении в цепь истока резистора обратной связи $R_{и}$ получим $K = \frac{SR_c}{(1 + SR_u)}$. Например, при $R_c=5\text{кОм}$, $R_{и}=500\text{Ом}$, $S=5\text{мА/В}$ коэффициент усиления каскада $K \approx 7$.

Разнообразие типов и характеристик полевых транзисторов позволяет просто решать проблемы создания разнообразных усилительных каскадов с заданными свойствами. Так, проблема создания каскада с входным сопротивлением 1Мом и более, весьма актуальная в измерительной и усилительной технике, с трудом решается при использовании биполярных транзисторов и не представляет сложности в схемах на полевых транзисторах. Практически бесконечное входное сопротивление КМОП – транзисторов используется в схемах хранения информации (динамические оперативные запоминающие устройства компьютеров). Отрицательным следствием высокого входного сопротивления полевых транзисторов является их чувствительность к статическому электричеству, часто приводящая к выходу изделий из строя при неаккуратном обращении. При работе человека с полевыми транзисторами причиной необратимого пробоя затвора может стать заряд статического электричества, накапливающийся на теле человека при ношении одежды из синтетического волокна, хождении по синтетическому ковровому покрытию и т.д. (Малая гигроскопичность синтетических волокон делает их хорошими изоляторами.) Одним из элементов оборудования, применяемого при работе с такого рода статически чувствительными устройствами, является специальный браслет, надеваемый на запястье и присоединяемый гибким проводником к заземляющему контуру. При пайке полевых транзисторов применяют специальные низковольтные паяльники с рабочим напряжением не более 12 Вольт . Это вызвано тем, что даже незначительное снижение сопротивления изоляции паяльника, питающегося от сети переменного тока 220В , может привести к опасному воздействию его на транзистор. Заводская упаковка изделий, содержащих полевые транзисторы, обычно сделана на основе материала, включающего в себя проводя-

щую сетку, и имеет предупреждающую надпись «Electrostatic sensitive device» («Прибор, чувствительный к статическому электричеству»).

ЛЕКЦИЯ 9

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

РЕЖИМЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА А, В, АВ

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

АМПЛИТУДО-ЧАСТОТНЫЕ (АЧХ) И ФАЗО-ЧАСТОТНЫЕ (ФЧХ) ХАРАКТЕРИСТИКИ

В принципе, усилителем мощности является любой усилительный каскад. Однако обычно под термином «усилитель мощности» понимается усилитель, в энергобалансе которого существенную роль играют потери энергии в элементах схемы. Обычно усилители мощности предназначены для работы на какие-либо периферийные устройства – например, звуковоспроизводящие, осветительные, механические, приводы, радиопередающие и так далее. При величине выходной мощности порядка 1Вт и более необходимо принимать специальные меры по отводу тепла от элементов усилительного каскада для обеспечения теплового равновесия на уровне температур, допустимых для полупроводниковых приборов (50-70°C).

В усилительном каскаде, рассмотренном нами ранее, при отсутствии входного сигнала напряжение источника питания делится примерно пополам между транзистором и сопротивлением нагрузки, максимальная амплитуда полезного сигнала составляет половину E_k . В состоянии покоя, несмотря на отсутствие полезного сигнала переменного тока на выходе, из источника питания поступает мощность $P = E_k^2 / 2R_k$. Можно показать, что средняя за период величина мощности, потребляемая усилителем, не зависит от величины сигнала. Полезная мощность переменного сигнала в нагрузке не может пре-

вышать $P_n = \left(\frac{E_k}{2\sqrt{2}} \right)^2 / R_k = E_k^2 / 8R_k$. Таким образом, даже в предельном случае максимально большого сигнала на выходе каскада, к.п.д. не превышает 25%. Это свидетельствует о непригодности данного типа усилителей для использования в оконечных усилителях мощности. Также, недостатком данного каскада является наличие постоянного тока в нагрузке. Если в качестве нагрузки используется трансформатор, необходимо принятие специальных мер для ограничения подмагничивания сердечника.

На практике для усилителей мощности используются так называемые двухтактные схемы с пониженным потреблением мощности в режиме отсутствия сигнала

Схема одного из возможных вариантов выполнения такого усилителя приведена на рис. 32. Напряжение источника питания подключается к среднему выводу первичной обмотки трансформатора Тр2. При усилении знакопеременного сигнала транзисторы Т1 и Т2 работают поочередно. При отсутствии сигнала на входе оба транзистора находятся в состоянии, близком к закрытому. Небольшая величина тока покоя в транзисторах устанавливается с помощью делителя напряжения R1, R2, задающего величину начального смещения на базах. Рассеяние мощности в транзисторах при этом минимально, ток через нагрузку, подключенную ко вторичной обмотке трансформатора Тр2 отсутствует. При появлении положительной полуволны сигнала на входе трансформатора Тр1 происходит открывание того транзистора, полярность сигнала на базе которого также положительна. Другой транзистор при этом под действием отрицательной полуволны полностью закрывается.

Нетрудно показать, что при усилении синусоидального сигнала, к.п.д. такого усилителя может быть близок к 75%.

Диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис 33. От величины смещения на базах зависит величина мощности, рассеиваемой каскадом в режиме покоя («молчания»). При отсутствии сме-

щения к.п.д. максимален, однако велики нелинейные искажения малого сигнала. Такой режим, называемый режимом класса В, применяется если определяющим требованием является экономичность. Подача смещения приводит к увеличению тока коллектора в режиме молчания, однако улучшает качество сигнала (режим АВ).

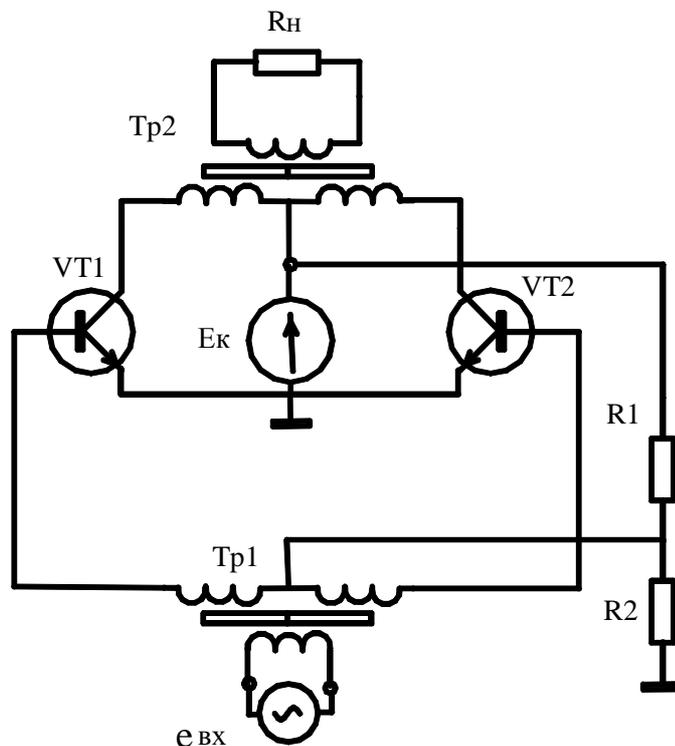


Рис.32. Двухтактный трансформаторный каскад

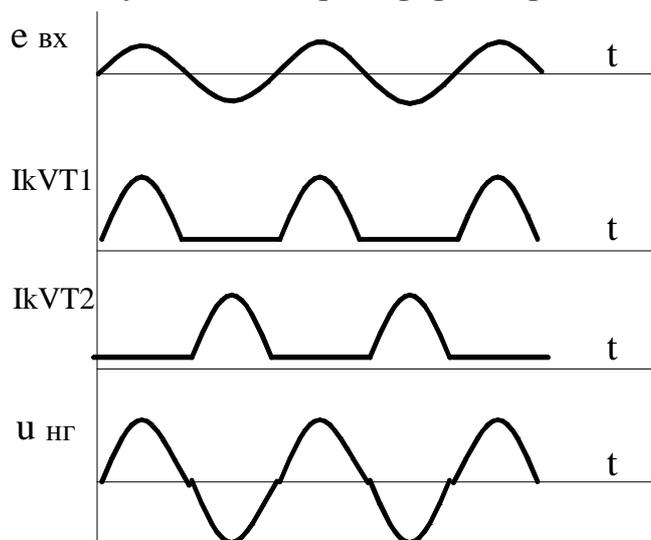


Рис. 33. Диаграммы, иллюстрирующие работу двухтактного каскада $e_{вх}$ – входное напряжение, $I_{к VT1}$, $I_{к VT2}$ – коллекторные токи транзисторов, $u_{нГ}$ – напряжение на нагрузке.

Для получения наибольшей мощности в нагрузке при использовании транзисторов с заданной допустимой рассеиваемой мощностью, в коллекторную цепь должно быть включено так называемое согласованное сопротивление R_k . Величина его обеспечивает прохождение нагрузочной прямой из точки $U_k=2E_k$ касаясь гиперболы предельно-допустимой мощности, как показано на рис. 34. Амплитуда приложенного к запертому транзистору напряжения может достигать удвоенного напряжения питания. Это связано с тем, что при усилении переменного напряжения, полное открывание одного из транзисторов приводит к приложению к соответствующей половине первичной обмотки всего напряжения источника питания. На второй половине обмотки благодаря магнитной связи наводится такое же по величине напряжение. К коллектору запертого транзистора прикладывается по отношению к нулевому проводу сумма напряжений двух обмоток, то есть, $2E_k$ (этот эффект соответствует принципу, используемому в автотрансформаторах).

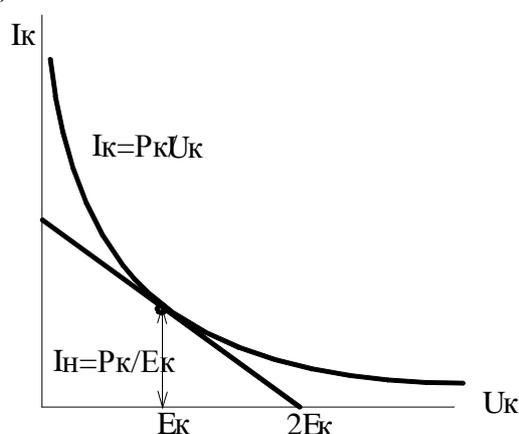


Рис. 34. Нагрузочная прямая двухтактного каскада

Определенная таким образом величина оптимального коллекторного сопротивления равна $R_k = \frac{E_k}{I_n} = \frac{E_k^2}{P_k}$. Реальная величина сопротивления нагрузки может отличаться от оптимального. В этом случае можно согласовать сопротивление нагрузки с усилителем выбрав соответствующий коэффициент трансформации, равный отношению чисел витков первичных (одинаковых) и вторичной обмоток.

$$K_{mp} = \sqrt{\frac{R_k}{R_n}} = \frac{E_k}{\sqrt{R_n \cdot P_k}}$$

Например, допустимая рассеиваемая транзистором мощность $P_k=4\text{Вт}$, сопротивление нагрузки – 4 Ом (такая величина характерна для звуковоспроизводящих систем), напряжение питания – $E_k=20\text{В}$. Максимально-допустимое напряжение коллектор-эмиттер для транзисторов выходного каскада должно быть не менее 40В (~50В). В таком случае требуемая величина коэффициента трансформации составит

$$K_{mp} = \sqrt{\frac{R_k}{R_n}} = \frac{20}{\sqrt{4 \cdot 4}} = 5, \text{ согласованное коллекторное сопротивление -}$$

$$R_k = \frac{20^2}{4} = 100\text{Ом}, \frac{R_k}{R_n} = 25.$$

Следует отметить, что подобные схемы используются в преобразовательной технике в режиме усиления прямоугольных импульсов, поскольку в этом режиме к.п.д. преобразования энергии источника питания в энергию переменного напряжения может превышать 95%.

Существуют также и широко применяются бестрансформаторные схемы усилителей мощности, однако их рассмотрение выходит за пределы нашего курса.

Частотные характеристики усилительных приборов. Амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные(ФЧХ) характеристики. Схемы замещения транзисторов на высокой частоте

В общем случае коэффициент усиления каскада зависит от частоты сигнала.

Более того, поскольку после усиления меняется не только амплитуда, но и фаза сигнала, коэффициент усиления может считаться комплексной величиной, вещественная и мнимая часть которой зависят от частоты. Эта зависимость определяет частотные характеристики каскада, которые обычно представляются в виде зависимостей от

частоты модуля (амплитудно-частотные, АЧХ) и фазового сдвига (фазо-частотные, ФЧХ).

Частотная характеристика каскада определяется взаимодействием частотных свойств составляющих его элементов: транзисторов, резисторов, конденсаторов, емкостей и индуктивностей соединительных элементов.

За исключением сверхвысокочастотных устройств (СВЧ), влиянием емкостей и индуктивностей монтажа можно пренебречь, частотные характеристики резисторов можно считать идеальными, конденсаторы (за исключением электролитических, имеющих значительную паразитную индуктивность) можно также считать идеальными. Для большинства применений можно считать, определяющим влияние частотных характеристик усилительных элементов – транзисторов.

Это связано с тем, что подвижность носителей зарядов в полупроводниках на много порядков ниже, чем в металлах. Кроме того, р-п переходы могут иметь весьма значительные емкости (в некоторых случаях сотни и даже тысячи пикофарад), которые к тому же зависят от приложенного к ним напряжения. Особенно сильно эта зависимость проявляется при напряжениях, близких к нулю (толщина перехода в этих случаях минимальна).

Для упрощения анализа частотных свойств транзисторов используются схемы замещения, в которые вводятся реактивные элементы, как правило – емкости. Мы уже приводили подобную схему замещения при описании полевых транзисторов. Степень детализации схемы замещения может быть различной. Мы рассмотрим лишь наиболее простую схему, учитывающую емкость коллекторного перехода транзистора (рис.35).

Пренебрежение влиянием емкости перехода эмиттер-база основано на том, что она зашунтирована малым эмиттерным сопротивлением и постоянная времени этой цепи значительно меньше аналогичной величины коллекторного перехода. Как видно из схемы замещения каскада с общим эмиттером, его частотные характеристики опре-

деляются шунтированием зависимого источника тока емкостным сопротивлением коллекторной емкости.

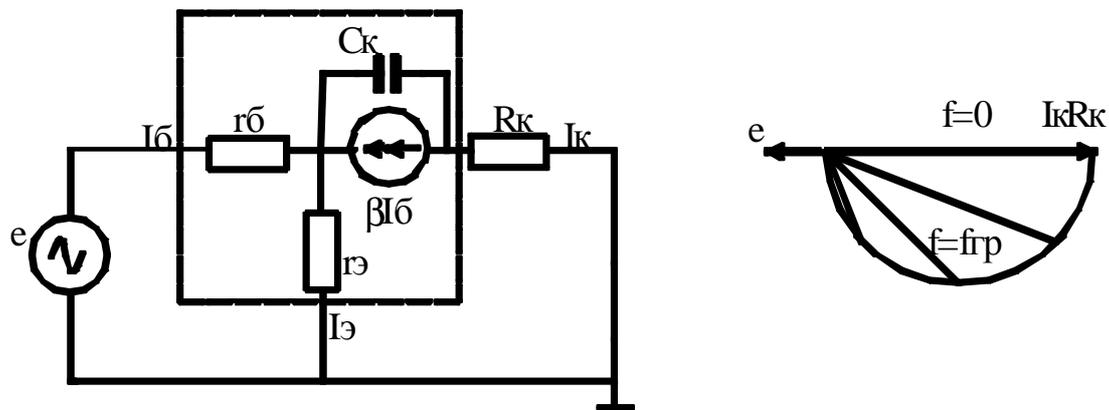


Рис. 35. Схема замещения транзистора с учетом коллекторной емкости и ее частотная характеристика

Граница частотного диапазона усиления условно определяется величиной $\omega_{cp} \approx 1/(R_k C_k)$. При этой частоте примерно половина тока зависимого источника замыкается через коллекторную емкость, уменьшая тем самым приблизительно в корень из двух выходное напряжение каскада по сравнению с аналогичной величиной на низких частотах. Амплитудно- и фазо-частотные характеристики каскада описываются векторной диаграммой, приведенной на рис. 35. Диаграмма показывает связь между амплитудными и фазовыми искажениями усиленного синусоидального сигнала при изменениях его частоты. Для получения максимально равномерной частотной характеристики в области высоких частот величина сопротивления коллекторной нагрузки должна быть минимальна. В то же время, уменьшение R_k приводит к снижению коэффициента усиления на средних частотах.

Граничная частота усиления в электронике определяется как частота, на которой коэффициент усиления снижается в $\sqrt{2}$ раза по сравнению с усилением на средних частотах. При этом, если усилитель ведет себя как инерционное звено 1го порядка, что в большинстве случаев справедливо на высоких частотах, на граничной частоте фазовый сдвиг сигнала увеличивается на 45 градусов по сравнению со сдвигом на средних частотах.

В усилителях переменного напряжения частотный диапазон может быть ограничен не только со стороны высоких частот, но и со стороны низких частот. Причиной ограничения являются разделительные емкости между каскадами и частотно-зависимые элементы термостабилизации. Примерный вид амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик усилителя низких частот приведен на рис. 36.

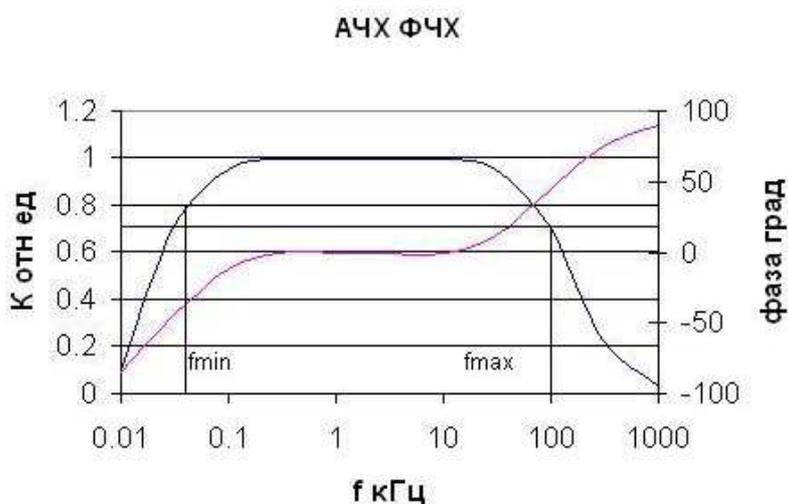


Рис. 36. Типичные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики усилителя низкой частоты

На граничной частоте со стороны низких частот коэффициент усиления также снижается в $\sqrt{2}$ раза по сравнению с усилением на средних частотах, а сдвиг фаз синусоидального сигнала уменьшается на 45 градусов по сравнению аналогичной величиной на средних частотах. На низких частотах, значительно меньших граничной, усилитель ведет себя как дифференцирующее звено (при синусоидальном входном сигнале выходной сигнал опережает входной угол, близкий к 90 градусам, коэффициент усиления близок к нулю). Соответственно, на высоких частотах, значительно превышающих граничную, поведение усилителя соответствует интегрирующему звену. При этом выходной сигнал отстает от входного на угол, близкий к 90 градусам, коэффициент усиления также стремится к нулю.

На практике частотная характеристика усилительного устройства имеет более сложный вид, что связано в частности с использованием большого числа последовательно включенных каскадов. В этом случае неравномерность частотной характеристики на границах рабочего диапазона выражена существенно больше, чем в случае однокаскадного усилителя.

Использование в усилителях современных интегральных элементов для предварительного усиления сигналов и выходных транзисторов с высокими граничными частотами усиления, в особенности полевых, позволяет даже в аппаратуре широкого применения получить равномерные частотные характеристики в диапазоне от единиц герц до сотен килогерц. При этом выходная мощность усилителей может достигать сотен и тысяч Ватт.

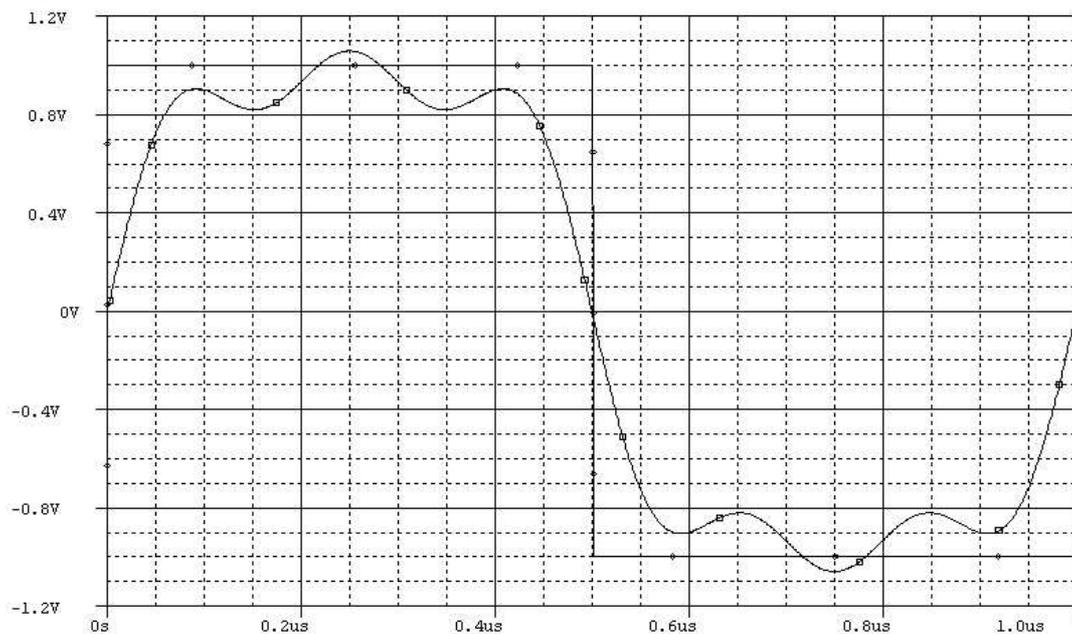
ЛЕКЦИЯ 10

ПЕРЕДАЧА УСИЛИТЕЛЕМ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

При использовании усилителей в бытовой и промышленной аппаратуре входные сигналы могут иметь чрезвычайно разнообразный вид. В устройствах автоматики, вычислительной техники, преобразовательной технике и др., типичный входной сигнал может иметь форму импульса с крутыми передним и задним фронтами и плоской вершиной. Длительность фронтов в устройствах с высоким быстродействием достигает нескольких наносекунд. Естественно, при передаче таких сигналов усилитель должен минимально исказить форму импульса. Для стандартизации характеристик усилителей в импульсных режимах, наряду с частотными используются так называемые импульсные характеристики. Одним из примеров импульсной характеристики может быть реакция усилителя на скачкообразный перепад напряжения от нулевого до максимального значений с длительностью переходного режима близкой к нулю. В этом случае нормируемым

параметром является время нарастания выходного сигнала от величины 0.1 до $0.9 u_{\max}$. Из теории передачи сигналов известно, что частотные амплитудно-фазовые характеристики для синусоидальных входных напряжений и импульсные характеристики являются эквивалентными. Чем более высокочастотной является граница частотной характеристики, тем более крутые перепады напряжения усилитель способен передавать без искажений.

А.



Б.

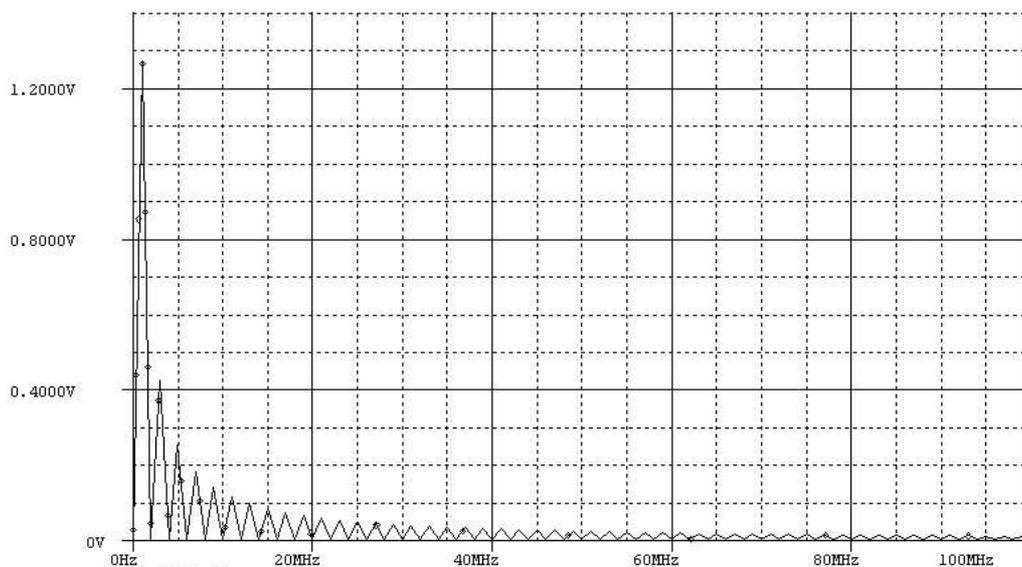


Рис. 37. А - Прямоугольный импульс и сумма 1,3 и 5 гармоник его разложения в ряд Фурье. Б. Разложение прямоугольного импульса в ряд Фурье

На качественном уровне искажения импульсного сигнала в терминах частотных характеристик можно интерпретировать следующим образом.

Неравномерность частотной характеристики усилителя при усилении несинусоидального сигнала приводит к тому, что отдельные гармонические составляющие сигнала усиливаются неодинаково. Результатом этого становится искажение формы сигнала (отличать от нелинейных искажений, связанных с нелинейностью передаточной функции усилителя). Рис.37. иллюстрирует влияние исключения высших гармонических составляющих сигнала на результирующий импульс.

Искажения, вносимые усилителем в форму импульса, иллюстрирует рис. 38. Ограничение частотного диапазона в области верхних частот приводит к ограничению скорости нарастания выходного напряжения усилителя, приводящее к искажению (так называемому «завалу») фронта импульса, характеризуемому временем $t_{\text{фр}}$. При использовании высокочастотных транзисторов и современных технологий изготовления электронных устройств минимальное время нарастания переходной характеристики усилителя может быть значительно меньше 1нс.

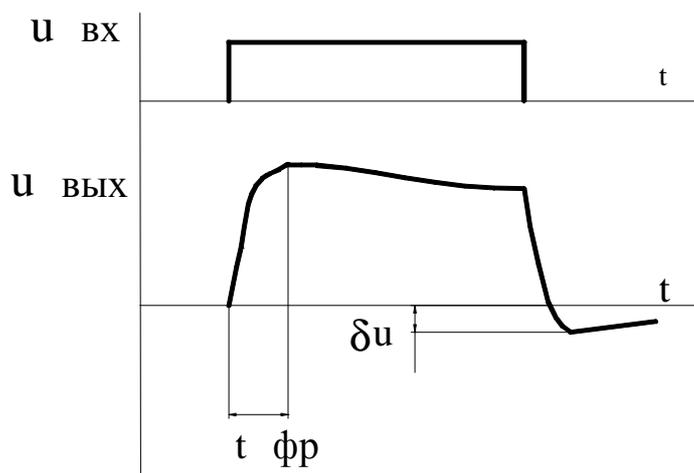


Рис. 38. Передача усилителем импульсных сигналов

Аналогичное явление присутствует и на спаде импульса (длительности фронта и спада не всегда совпадают). Ограничение частот-

ного диапазона в области нижних частот приводит к искажению вершины импульса, которая перестает быть плоской.

Как правило, низкочастотные искажения связаны с наличием разделительных конденсаторов. В таком случае на заднем фронте импульса появляется «выброс» противоположной полярности (δu). Его величина определяется напряжением, накопленным разделительным конденсатором вследствие протекания входного тока усилителя за время импульса.

Следует заметить, что далеко не во всех случаях усилителю необходим широкий частотный диапазон. В радиоприемной, передающей и измерительной аппаратуре широко применяются так называемые резонансные и полосовые усилители со строго заданными частотными характеристиками. Для формирования частотных характеристик используются реактивные элементы – емкости и индуктивности, а также специальные пьезокерамические элементы.

Обратная связь в усилителях

Одним из фундаментальных понятий дисциплин, связанных с передачей и обработкой информации является понятие обратной связи.

В схемотехнике это понятие означает организацию канала передачи части выходного сигнала на вход усилителя. При этом в цепи обратной связи возможно достаточно сложное преобразование сигнала, конкретный вид которого зависит от поставленной цели.

Рассмотрим действие простейшей частотно-независимой обратной связи в усилителе. На рисунке 39 приведен один из возможных вариантов организации обратной связи с помощью резистивного делителя напряжения.

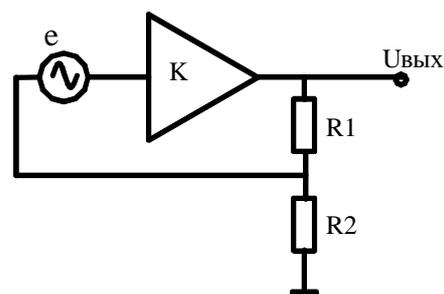


Рис. 39. Пример организации обратной связи в усилителе

На рисунке: e – источник входного сигнала, K – коэффициент усиления усилителя без обратной связи, $R1$, $R2$ – делитель напряжения в цепи обратной связи. Коэффициент обратной связи (доля выходного напряжения, подаваемая на вход) в данном случае определяется как $\beta = \frac{R2}{R1 + R2}$. Из равенства $U_{\text{вых}} = K(e + \beta U_{\text{вых}})$ получим выражение для коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью: $K_{\beta} = K / (1 - \beta K)$

Из полученного выражения следует, что использование цепи обратной связи может или увеличить или уменьшить исходный коэффициент усиления в зависимости от знака произведения βK . При отрицательном знаке βK ($\varphi_k + \varphi_{\beta} = \pi$) исходный коэффициент усиления уменьшается по сравнению со случаем отсутствия обратной связи (так называемая отрицательная обратная связь или о.о.с.). В важном предельном случае о.о.с. при $K \rightarrow \infty$ $K_{\beta} = 1 / \beta$, величина коэффициента усиления звена усилитель-обратная связь перестает зависеть от исходного коэффициента усиления и определяется только параметрами цепи обратной связи. При положительном знаке βK ($\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0$, положительная обратная связь или п.о.с.) режим работы звена усилитель-обратная связь начинает зависеть от абсолютной величины βK . Если эта величина меньше единицы, значение K_{β} возрастает по сравнению с K , стремясь к бесконечности $|\beta K| \rightarrow 1$. При $|\beta K| = 1$ $K_{\beta} \rightarrow \infty$. Физически это означает возможность существования на выходе усилителя сигнала конечной величины при отсутствии сигнала на входе, или другими словами, режим генерации сигнала. При этом конкретные параметры генерируемого сигнала определяются частотными и амплитудными характеристиками усилителя и цепи обратной связи.

Случай $|\beta K| > 1$ при периодическом синусоидальном сигнале физически реализован быть не может, так как он приводит к нарастанию амплитуды сигнала до бесконечных значений. На практике при использовании глубокой положительной обратной связи начинается ис-

кажение сигнала типа ограничения, приводящее к потере усилителем свойств линейного преобразователя. При этом форма выходного сигнала сильно отличается от входного (синусоидального), обогащаясь высшими гармониками.

Все вышеприведенные случаи находят применение в схемах электронных устройств.

Специально организованная отрицательная обратная связь используется в усилителях для повышения качества передачи сигнала – расширения частотных характеристик, снижения выходного сопротивления и коэффициента нелинейных искажений

Причиной этих улучшений является то, что, как уже было сказано, при введении глубокой о.о.с. величина коэффициента усиления в меньшей степени зависит от исходного коэффициента усиления и определяется в основном параметрами цепи обратной связи. Если обратная связь организована с помощью резисторов, она является практически частотно-независимой (исключая СВЧ-цепи). Естественно, улучшения качества сигнала достигаются ценой потери коэффициента усиления. В таблице приведен простой пример влияния о.о.с. на частотную характеристику усилителя

Таблица 1.

f кГц	K	K β
1	-1000	-9.90
10	-800	-9.88
100	-500	-9.80
1000	-100	-9.09
10000	-10	-5.00

В примере, усилитель с коэффициентом усиления $K=1000$ на низких частотах, и имеющий частоту среза около 20кГц, охвачен отрицательной обратной связью с коэффициентом $\beta=0,1$.

При использовании о.о.с. частотная характеристика усилителя расширилась примерно до 2МГц. В этой области частот у усилителя без обратной связи коэффициент усиления снизился более чем в 10 раз по сравнению с исходным значением.

На практике используются усилители, содержащие несколько последовательно соединенных каскадов усиления. Каскады отличаются своим функциональным назначением. Обычно имеются минимум три каскада: 1 – входной, 2 – промежуточный, 3 – выходной. Сигнал от каскада к каскаду передается через разделительные конденсаторы. Такие усилители называют усилителями переменного напряжения. Они стабильны, дешевы и просты по конструкции. Примерная схема трехкаскадного усилителя переменного напряжения приведена на рис. 40.

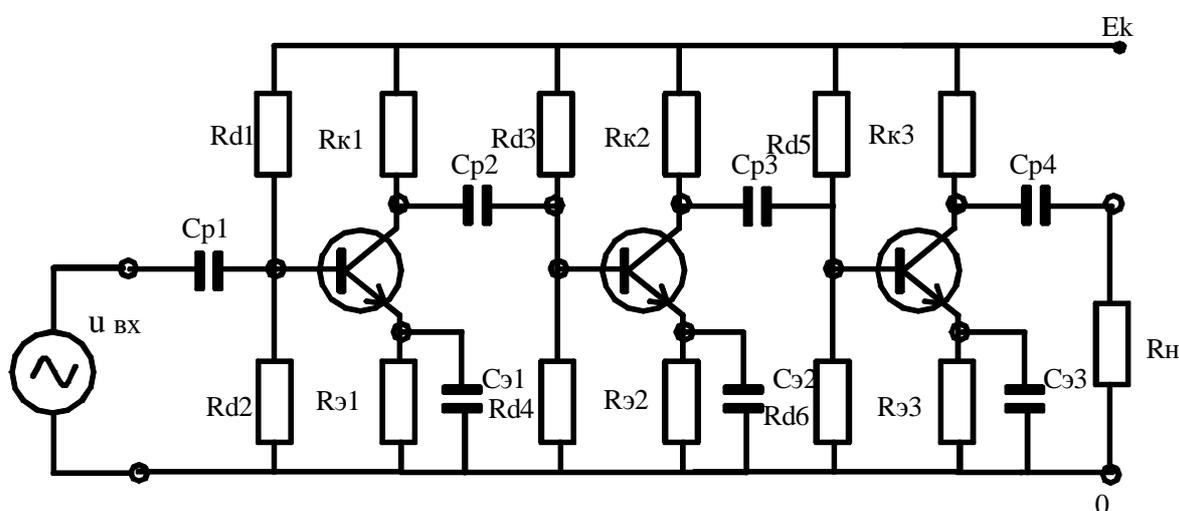


Рис. 40. Примерная схема трехкаскадного усилителя переменного напряжения

Частотная характеристика многокаскадного усилителя является менее равномерной, чем однокаскадного, так как коэффициент усиления нескольких каскадов является произведением коэффициентов усиления составляющих его каскадов. Если на граничной частоте усиления каскада усиление снижается в $\sqrt{2}$ раза, усиление двухкаскадного усилителя снизится в 2 раза и т.д.

Как правило, многокаскадные усилители для улучшения частотных характеристик охватываются петлей отрицательной обратной связи, то есть с выхода последнего каскада сигнал о.с. подается на вход первого (при этом должно быть выполнено условие отрицательности о.с. – фазы входного синусоидального сигнала и сигнала о.с. должны отличаться на 180 градусов).

В ряде случаев применения усилителей необходимо сформировать специальный вид частотной характеристики – например избирательно усилить (или подавить) составляющие входного сигнала в заданной полосе частот. Одним из стандартных способов решения этой проблемы является организация в усилителе частотно-зависимой о.о.с. Такие устройства называются активными частотными фильтрами. В предлагаемом курсе мы не рассматриваем свойства активных фильтров, интересующиеся могут обратиться к многочисленным литературным источникам, посвященным данному вопросу.

ЛЕКЦИЯ 11

СВОЙСТВА И ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Как было показано в предыдущем параграфе, коэффициент усиления усилителя, охваченного глубокой отрицательной обратной связью, практически перестает зависеть от исходного значения (без обратной связи), и определяется коэффициентом обратной связи.

На этом свойстве основано широкое применение группы электронных приборов, называемых операционными усилителями. Возможность простой реализации звеньев с заданной передаточной функцией является крайне полезной при разработке промышленной и исследовательской аппаратуры. При этом задача решается на основе использования стандартных полупроводниковых приборов простым подключением цепей обратной связи.

Операционными усилителями называют интегральные (выполненные в одном корпусе) полупроводниковые усилители, обладающие следующими основными свойствами:

1. Коэффициент усиления составляет не менее 10^3 (как правило, 10^4 - 10^6).
2. Минимальный входной ток (менее 10^{-6} А)
3. Максимально широкая полоса пропускания (10^4 - 10^7 Гц)

Желательно также, минимальное значение выходного сопротивления.

Обычно в операционных усилителях (ОУ) имеется два входа – инвертирующий и неинвертирующий. Выходное напряжение связано со входными следующим соотношением: $u_{\text{вых}} = K(u_{\text{вх}+} - u_{\text{вх}-})$, где K – коэффициент усиления без обратной связи, $u_{\text{вх}+}$ – напряжение на неинвертирующем входе, $u_{\text{вх}-}$ – напряжение на инвертирующем входе. При выполнении этих условий конструирование звеньев с заданными передаточными функциями становится достаточно простым.

Для того, чтобы иметь возможность передачи медленно меняющихся уровней напряжения как положительного, так и отрицательного знака по отношению к нулевому выводу, операционные усилители выполняются на основе балансных каскадов усиления и не содержат разделительных емкостей между каскадами. Питание операционный усилитель получает от двух разнополярных источников, имеющих одинаковое по модулю напряжение. Промышленные усилители могут иметь напряжение питания от нескольких единиц до нескольких сотен вольт, максимальные выходные токи – от единиц миллиампер до нескольких ампер.

Выполнение ОУ в виде усилителя постоянного тока порождает проблемы, связанные с нестабильностью уровня выходного напряжения (так называемый «дрейф нуля»). Эта нестабильность связана в основном с температурными изменениями режима и в режиме работы без обратной связи может вывести усилитель из линейного режима за время, измеряемое десятками секунд. При использовании же глубокой о.о.с величина дрейфа нуля на выходе измеряется микровольтами.

Что касается частотных характеристик, необходимость получения больших коэффициентов усиления вынуждает применять многокаскадные схемы. В результате этого граничная частота усиления ОУ широкого применения без обратной связи еще недавно была достаточно низка и составляла десятки-сотни килогерц. Однако современные быстродействующие ОУ имеют граничную частоту усиления сотни мегагерц (максимальная скорость нарастания выходного напряжения – $(3-5) \cdot 10^3$ В/мкс).

Приведем несколько простых и вместе с тем важных примеров использования операционных усилителей.

Инвертирующее усилительное звено с заданным коэффициентом усиления

Схема такого звена приведена на рис.41.

К инвертирующему входу подводится сигнал от источника e и сигнал обратной связи, которая в данном случае является отрицательной. Неинвертирующий вход заземляется через резистор $R2$, который выбирается равным $R1$ из соображений стабильности (симметричное включение противофазных входов позволяет уменьшить помехи и дрейф нуля).

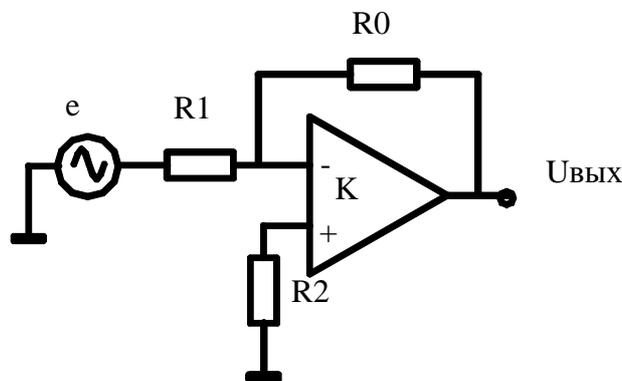


Рис. 41. Инвертирующее звено на операционном усилителе

Для расчета коэффициента передачи рассматриваемого звена воспользуемся следующими соображениями. Предполагая, что входной ток усилителя мал, можно считать, что сумма токов в сигнальной цепи и цепи обратной связи равна нулю, или $I_{R1} = -I_{R0}$. (направления токов – к узлу). Обозначим потенциал инвертирующего входа через u_0 . Тогда $\frac{e - u_0}{R1} = -\frac{u_{вых} - u_0}{R0}$.

Если усилитель находится в линейном режиме $u_0 = -\frac{u_{вых}}{K}$. Поскольку величина выходного напряжения в линейном режиме ограничена (максимальное выходное напряжение ОУ не превышает величины напряжения питания), потенциал инвертирующего входа пренебрежимо мал по сравнению со входным и выходным напряжениями

($K \rightarrow \infty$). В результате получим $u_{\text{вых}} = -e \frac{R0}{R1}$, $K_{\beta} = -\frac{R0}{R1}$. Как и можно было ожидать из общих соображений, коэффициент передачи инвертирующего звена равен величине, обратной коэффициенту обратной связи.

Неинвертирующее усилительное звено с заданным коэффициентом усиления

В любом линейном звене с использованием операционного усилителя необходимо наличие отрицательной обратной связи, ограничивающей коэффициент усиления.

При этом, для получения неинвертирующего звена с заданным коэффициентом передачи, входной сигнал можно подавать на неинвертирующий вход. Схема неинвертирующего усилительного звена на операционном усилителе приведена на рис.42. С учетом того, что выходное напряжение ОУ пропорционально разности напряжений входов $K(e - u_{\text{вых}} \frac{R1}{R1 + R0}) = u_{\text{вых}}$. При $K \rightarrow \infty$ это соотношение выполняется при равенстве нулю выражения в скобках. В результате имеем $u_{\text{вых}} = e(1 + \frac{R0}{R1})$, $K_{\beta} = (1 + \frac{R0}{R1})$

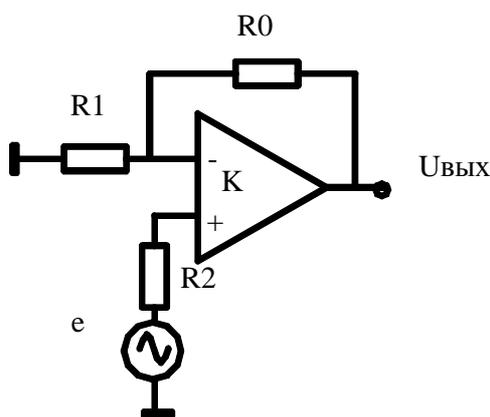


Рис. 42. Неинвертирующее звено на операционном усилителе

Заметим, что если входное сопротивление инвертирующего звена равно величине сопротивления входного резистора ($R1$), то для неинвертирующего звена оно определяется входным сопротивлением ОУ и может быть значительно выше, чем в предыдущем случае.

Суммирующее звено

Суммирующее звено на основе операционного усилителя позволяет осуществить суммирование большого количества сигналов с весовыми коэффициентами, индивидуальными для каждого сигнала (рис.43).

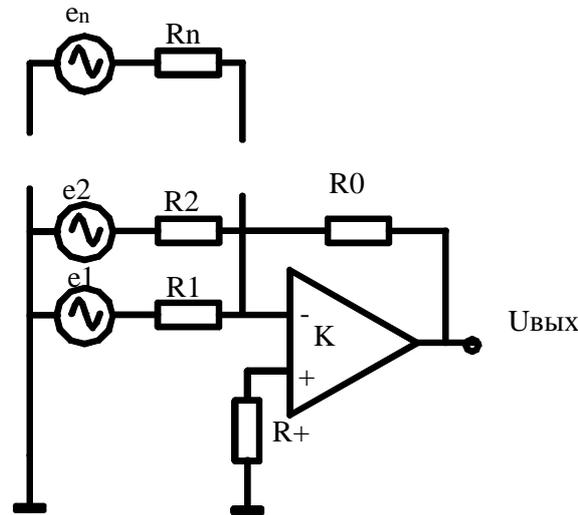


Рис. 43. Суммирующее звено на ОУ

Работа устройства основана на том, что потенциал инвертирующего входа при наличии о.о.с. и заземленном неинвертирующем входе мал по сравнению с уровнями сигналов.

Это позволяет при вычислении токов в цепях сигналов считать их независимыми друг от друга. Из первого закона Кирхгофа получим: $u_{\text{вых}} = -\left(\frac{e1}{R1} + \frac{e2}{R2} + \dots + \frac{en}{Rn}\right)R0$.

В частном случае равенства всех входных резисторов $u_{\text{вых}} = -(e1 + e2 + \dots + en)R0/R1$ данное звено осуществляет суммирование сигналов и умножение их на постоянный коэффициент. $K_{\beta} = -R0/R1$.

Интегрирующее звено

В отличие от пассивной интегрирующей RC-цепи интегратор на основе ОУ позволяет осуществить высокоточное интегрирование сигналов. При этом время интегрирования не ограничивается постоянной времени RC. Схема активного интегрирующего звена приведе-

на на рис. 44. Для реализации интегрирующего звена в цепь обратной связи включается емкость. Поскольку ток в цепи обратной связи в этом случае пропорционален производной выходного напряжения, условие равенства токов во входной цепи и в цепи обратной связи запишется как $\frac{e}{R1} = -C_0 \frac{du_{\text{вых}}}{dt}$ или, при нулевых начальных условиях,

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{R1C_0} \int_0^t e dt.$$

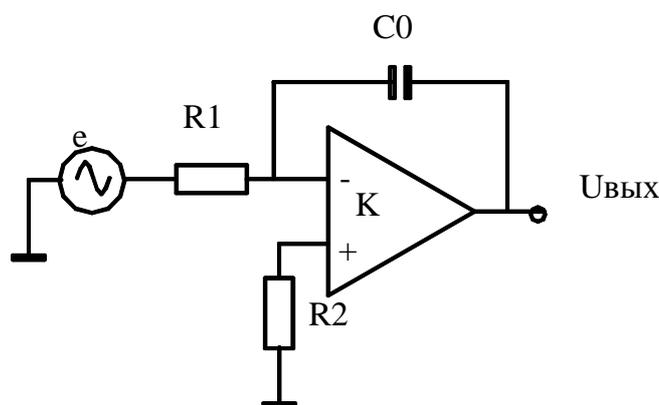


Рис. 44. Интегрирующее звено на ОУ

В пассивном RC-интеграторе время интегрирования ограничивается тем, что при накоплении заряда на конденсаторе ток заряда емкости перестает быть пропорциональным напряжению сигнала. В интеграторе на ОУ потенциал входа остается практически неизменным и близким к нулю и ограничением процесса интегрирования может служить только превышение выходным напряжением предела линейной работы усилителя

Компаратор или схема сравнения

Широко применяемая схема для выработки логического сигнала в зависимости от знака разности двух сигналов. Это одно из применений ОУ без отрицательной обратной связи, когда линейная зависимость между входным и выходным сигналами нарушается уже при очень низком уровне входного сигнала

При работе без обратной связи на выходе ОУ с $K_u \rightarrow \infty$ установится напряжение, по величине близкое к напряжению питания, знак

которого будет зависеть от знака разности напряжений неинвертирующего и инвертирующего входов. На рисунке 45 приведены схема и диаграммы, иллюстрирующие работу компаратора при подаче на инвертирующий вход изменяющегося напряжения e , а на неинвертирующий вход – опорного напряжения $E_{оп}$. Выходное напряжение несет информацию о том, превышает или нет напряжение e заданный уровень ($E_{оп}$), и может быть использовано для целей управления или измерения.

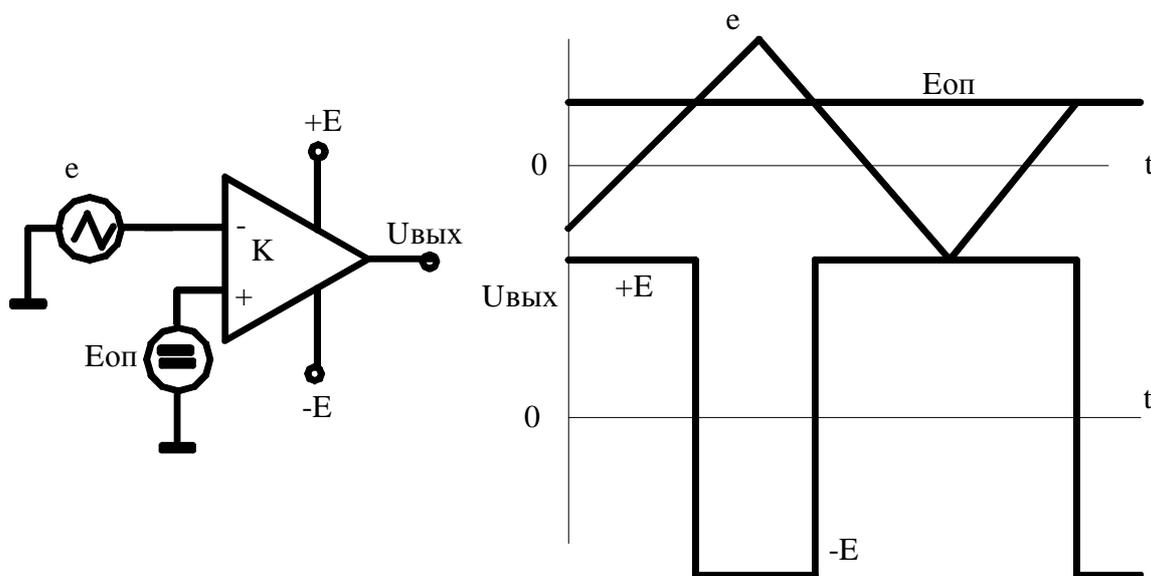


Рис.45. Схема сравнения на ОУ

В номенклатуре серийно производимых электронных компонентов ОУ для применения в качестве компараторов выпускаются в виде отдельного класса по упрощенным схемам. Как правило, в одном корпусе микросхемы объединяются несколько компараторов. В микросхемах, применяемых в современной измерительной технике, количество компараторов в одном корпусе может достигать нескольких сотен.

ЛЕКЦИЯ 12

ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Электронными генераторами синусоидальных колебаний называются устройства, предназначенные для получения переменного напряжения заданной частоты за счет энергии источника постоянного напряжения. Разнообразие схем генераторов обусловлено необходимостью получения выходного напряжения синусоидальной формы в разных диапазонах частот с различными требованиями по стабильности частоты и выходного напряжения, а также возможностью перестройки частоты.

Полученная в предыдущем разделе формула для усиления усилителя, охваченного обратной связью: $K_{\beta} = K / (1 - \beta K)$ позволяет проанализировать случай, когда знаменатель обращается в ноль. Для этого достаточно чтобы произведение коэффициента усиления на коэффициент обратной связи равнялось единице, и его знак был положительным. Обращение K_{β} в бесконечность физически означает возможность наличия сигнала конечной величины на выходе усилителя при отсутствии сигнала на входе. Таким образом, усилитель можно перевести в автоколебательный режим, соединив его вход с выходом посредством цепи положительной обратной связи и выполнив условие баланса амплитуд

$$K \cdot \beta \geq 1$$

и баланса фаз

$$\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0 \pm 2n\pi,$$

где K – коэффициент усиления β – коэффициент обратной связи, φ_k , φ_{β} – углы сдвига фазы синусоиды, вносимые усилителем и цепью обратной связи.

Равенство $K \cdot \beta = 1$, необходимое для обращения в бесконечность коэффициента усиления будет поддерживаться автоматически,

так как выполнение этого условия «с запасом» приведет к росту амплитуды выходного сигнала до значений, превышающих пределы линейности усилителя и снижению K .

Если условия баланса амплитуд и фаз выполняются только для одной частоты, выходное напряжение генератора будет синусоидальным. В противном случае спектр сигнала будет содержать более одной частоты, и форма сигнала будет отличаться от синусоидальной.

В качестве примера рассмотрим некоторые простейшие устройства: LC - и RC -генераторы синусоидальных колебаний.

LC - генератор синусоидальных колебаний.

В рассматриваемой схеме LC - генератора (рис. 46) баланс амплитуд на одной частоте достигается за счет резонансных свойств коллекторной нагрузки – LC - контура.

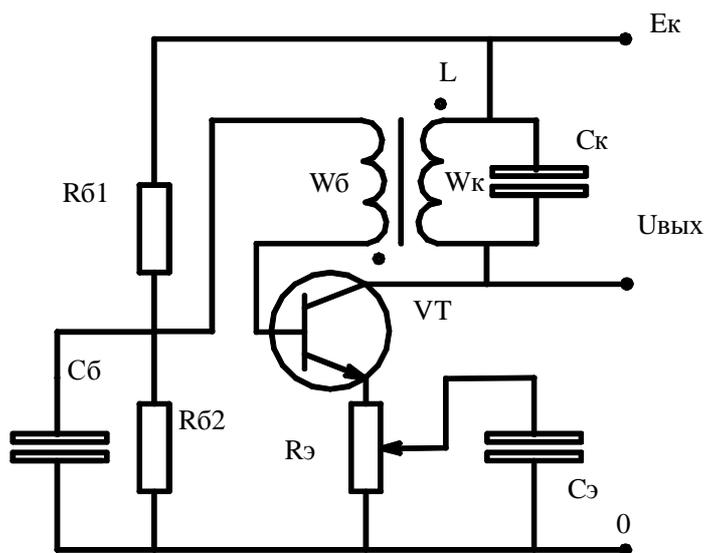


Рис. 46. LC – генератор синусоидальных колебаний с трансформаторной обратной связью

Резонансный контур в коллекторной цепи состоит из индуктивной катушки L и конденсатора C_k . Флюктуации коллекторного тока вызывают в этом контуре колебания, которые при отсутствии положительной обратной связи быстро затухают. Положительная обратная связь создается путем подачи на базу транзистора VT напряжения с обмотки W_6 , индуктивно связанной с обмоткой W_k колебательного контура. Концы обмотки W_6 для обеспечения баланса фаз подключа-

ются так, чтобы напряжение на коллекторе и на базе относительно общей шины "-" были в противофазе.

При этом усилитель является источником переменного напряжения, находящегося в фазе с напряжением колебательного контура и, подпитывая его, компенсирует потери в контуре и нагрузке. Энергетически транзистор преобразует энергию источника постоянного напряжения в энергию переменного напряжения.

Частота колебаний f равна резонансной частоте контура и определяется из выражения:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

где $C = C_k + C_n$, C_k – емкость конденсатора контура и C_n – паразитная емкость контура, соединительных проводов и измерительных приборов.

Усилитель состоит из транзистора VT , вспомогательных элементов, обеспечивающих режим покоя каскада и термостабилизацию – R_{6L} , R_{62} , R_9 и блокировочных конденсаторов C_6 и C_9 . Роль блокировочных конденсаторов заключается в шунтировании на рабочей частоте резисторов, необходимых для установки режима усилителя по постоянному току.

Режим неискаженных колебаний настраивается регулированием коэффициента усиления K с помощью потенциометра R_9 .

RC-генератор с фазосдвигающей цепочкой R - параллель

Принципиальная схема генератора приведена на рис.47. Транзисторы $VT1$ и $VT2$, включенные по схеме составного транзистора, резисторы R_k , R_9 и конденсатор C_9 образуют однокаскадный усилитель ($\varphi_k=180^\circ$) с большим коэффициентом усиления. Режим покоя усилителя поддерживается резистором R_6 совместно с R . Три Г-образные звена C - R образуют фазосдвигающую цепочку (ФСЦ), которая на квазирезонансной частоте

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}$$

сдвигает синусоиду на $\varphi_{\gamma} = 3 \times 60^{\circ} = 180^{\circ}$, т.е. образует положительную обратную связь, обеспечивая баланс фаз.

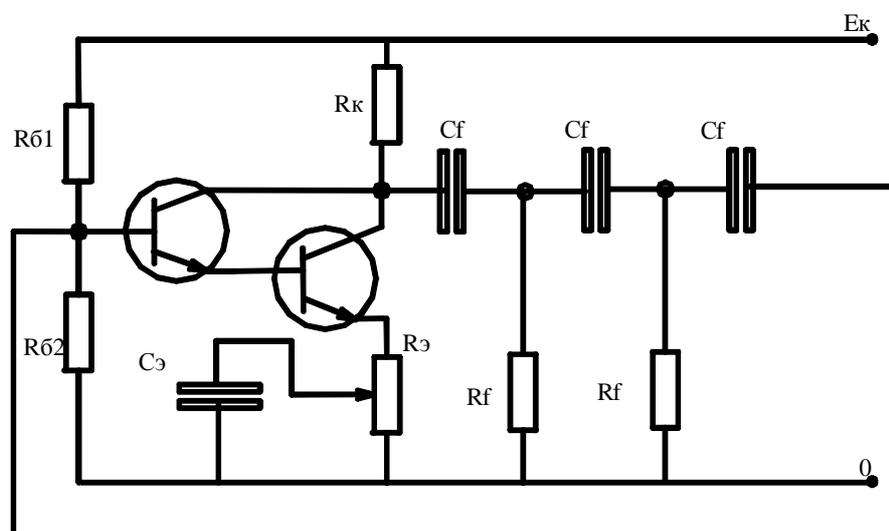


Рис. 47. RC-генератор синусоидальных колебаний с ФСЦ

На частоте генерации ФСЦ уменьшает сигнал в 29 раз. Поэтому для получения баланса амплитуд и возбуждения колебаний требуется усилитель с коэффициентом усиления $K \geq 29$. Регулировка коэффициента усиления для получения неискаженных синусоидальных колебаний производится потенциометром $R_{\text{э}}$.

RC-генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина

Мостом Вина в электронике принято называть частотно-избирательный фильтр, верхнее плечо которого образовано последовательно включенными конденсатором и резистором. Нижнее плечо состоит из параллельно включенных резистора и конденсатора. Свойством данной цепи, используемом в генераторе синусоидальных колебаний, является равенство нулю сдвига фаз между напряжением, подаваемом на верхнее плечо моста, и напряжением, снимаемом со средней точки, на частоте, соответствующей максимуму модуля передаточной характеристики цепи. Этот автогенератор состоит из моста Вина $R_1, R_2, C_1, C_2, R_3, R_4$ и операционного усилителя на схеме использовано обозначение операционного усилителя, отличное от использованного ранее (рис. 48). DA - от английского Differential Amplifier – дифференциальный усилитель.

Коэффициент передачи делителя напряжения R_3, R_4 не зависит от частоты. Делитель обеспечивает отрицательную обратную связь и коэффициент усиления ДА, равный $K=(R_4/R_3)+1$. Левое плечо моста – резистивно-емкостный делитель напряжения R_1, R_2, C_1, C_2 имеет коэффициент передачи, зависящий от частоты.

Максимум коэффициента передачи ($\beta=1/3$) имеет место на частоте $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$, когда угол сдвига $U_{вх}$ и $U_{вых}$ равен нулю.

При выполнении неравенства $R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1$ выполняются условия самовозбуждения колебаний.

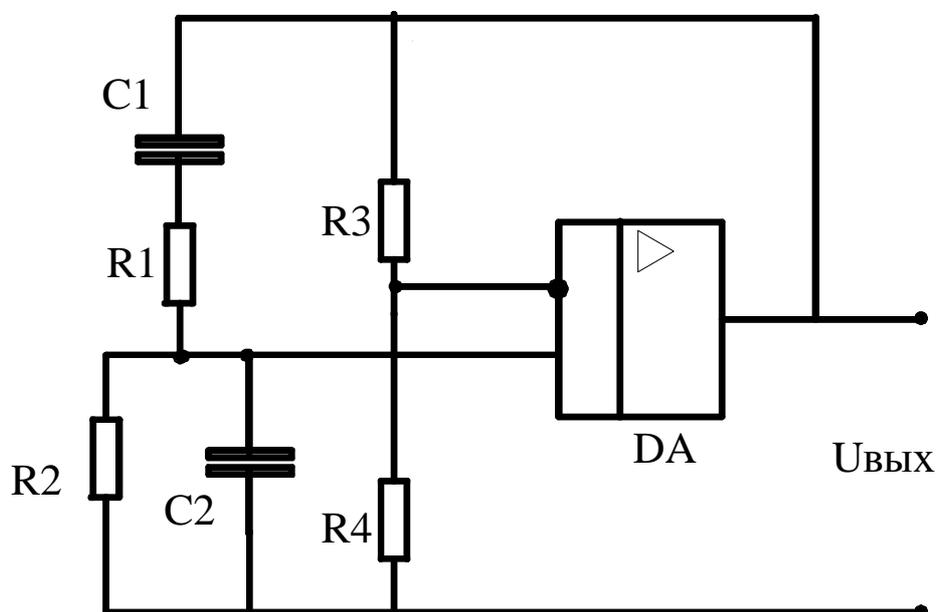


Рис. 48. RC-генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина

На практике удобно иметь $R_1=R_2=R$; $C_1=C_2=C$ когда $R_3/R_4=2$, а $K=(R_3/R_4)+1=3$, $f=1/(2\pi RC)$. Частоту выходного напряжения регулируют изменяя либо C_1 и C_2 , либо R_1 и R_2 . При этом из-за возможных незначительных расхождений величин переменных емкостей и резисторов сильно изменяется величина выходного напряжения. Для устранения этого недостатка в частотно-независимом делителе резистор R_3 целесообразно выполнить инерционно-нелинейным. Можно использовать, например, полупроводниковый терморезистор. Разогреваясь под действием повышенного выходного напряжения $U_{вых}$ R_3 уменьшает свою

величину и, усилив отрицательную обратную связь, снижает коэффициент усиления и $U_{вых}$. При снижении выходного напряжения термистор остывает, R_3 возрастет и вернет выходное напряжение к оптимальной, некажженной величине.

ЛЕКЦИЯ 13

ГЕНЕРАТОРЫ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ МУЛЬТИВИБРАТОР

Мультивибратором называется электронное устройство, генерирующее импульсы напряжения, близкие к прямоугольным.

Принципиальная схема мультивибратора и диаграммы напряжений показаны на рис. 49,50. Схема представляет собой двухкаскадный усилитель на транзисторах $VT1, VT2$ и сопротивлениях $R_{к1}, R_{к2}$, охваченный 100% положительной обратной связью через конденсаторы C_1 и C_2 . При такой сильной связи ($\gamma = 1, K_\gamma \gg 1$) система превращается в нелинейную; вследствие этого транзисторы $VT1$ и $VT2$ попеременно отпираются и запираются, и на их коллекторах возникают импульсы напряжения, по форме близкие к прямоугольным.

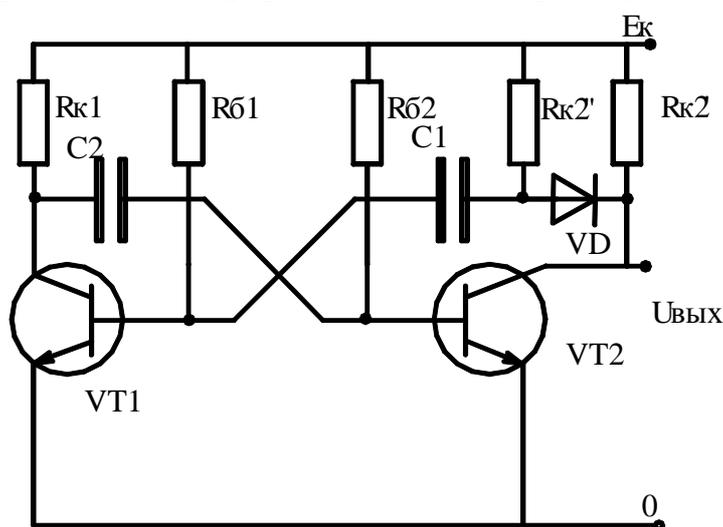


Рис.49. Схема мультивибратора

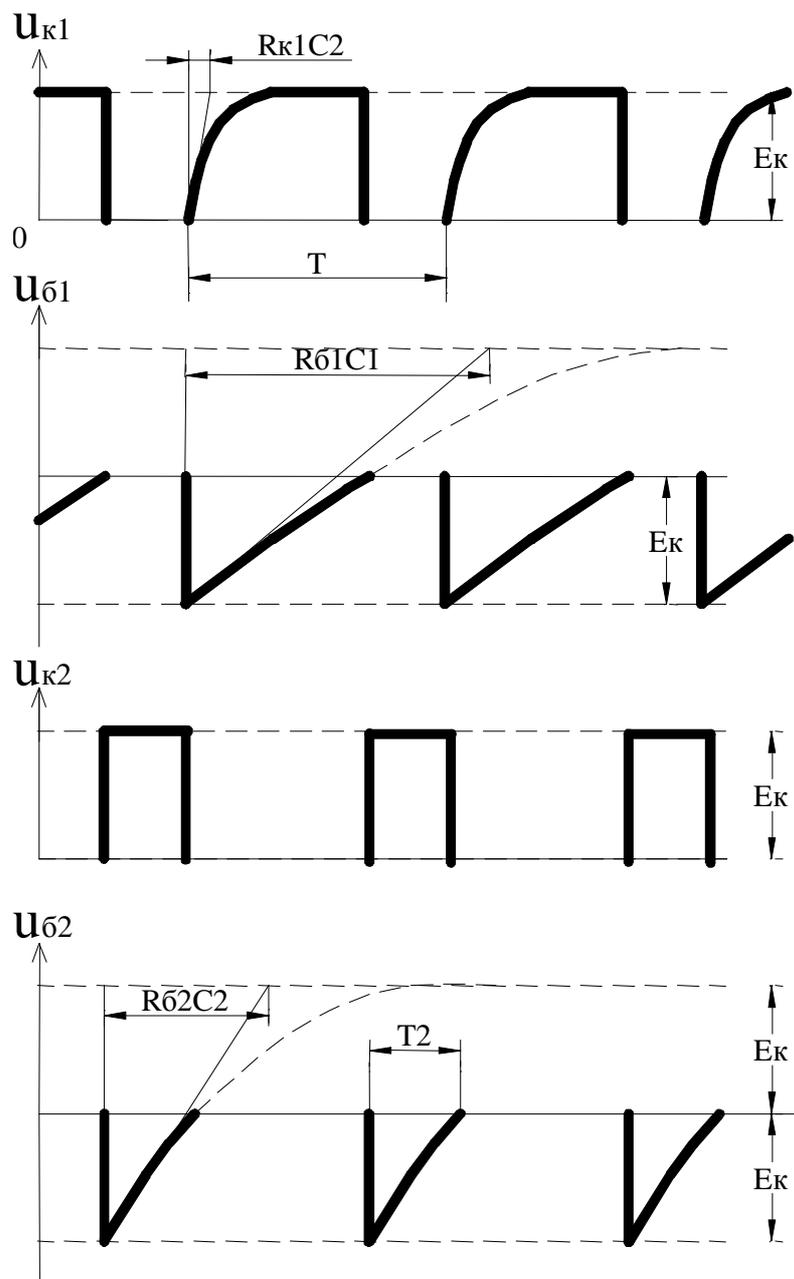


Рис.50. Диаграммы напряжений в схеме мультивибратора.

Период колебаний мультивибратора определяется суммой постоянных времени перезарядки конденсаторов C_1 и C_2 :

$T = (C_1 R_{б1} + C_2 R_{б2}) \ln 2$. При симметричной схеме, когда $R_{б1} = R_{б2} = R_{б}$ и $C_1 = C_2 = C$ $T = 2CR_{б} \ln 2 \approx 1,4CR_{б}$.

Величина коллекторных сопротивлений R_k выбирается так, чтобы они ограничивали ток до допустимой для транзисторов величины и чтобы на них не возникало заметного падения напряжения от теп-

лового тока запертого транзистора (обычно R_k от сотен Ом до единиц килоом). Базовые резисторы R_b должны обеспечивать ключевой режим транзисторов, т.е. их величина должна быть

$$R_b \leq \beta R_k,$$

где β – коэффициент усиления по току, минимальный для данного типа транзистора.

Предположим, что в некоторый момент времени открылся транзистор $VT1$. Тогда левая обкладка конденсатора C_2 заземляется ($U_{k1} \approx 0$), а с правой обкладки отрицательное напряжение $U_{b2} = -E_k$ подается на базу $VT2$ и запирает его. Такое состояние сохраняется до тех пор, пока конденсатор C_2 , перезаряжаясь от исходного напряжения $-E_k$ через R_{b2} до конечного $+E_k$ не разрядится до 0. Как только на базе транзистора $VT2$ появится небольшое положительное напряжение, он отпирается и, за счет положительной обратной связи, начинается лавинообразный процесс опрокидывания мультивибратора, т.е. запираение $VT1$ и полное отпирание $VT2$.

Длительность этого процесса очень мала по сравнению с временами перезарядки конденсаторов C_1 и C_2 . По окончании опрокидывания конденсатор C_1 запирает $VT1$, а C_2 начинает вновь заряжаться до E_k по контуру эмиттер – база $VT2$, C_2 , R_{k1} . В схеме простейшего мультивибратора зарядка хранирующего (определяющего длительность части периода) конденсатора C_2 происходит коллекторный резистор R_{k1} . Это приводит к тому, что при запираении транзистора $VT1$ напряжение на коллекторе $VT1$ нарастает по экспоненте с постоянной времени $R_{k1} C_2$ и импульс получается со сглаженным фронтом. В правом каскаде, на $VT2$, конденсатор C_1 заряжается через специально предусмотренный резистор R_{k2} , а диод VD отделяет зарядную цепь C_1 от коллектора $VT2$ и поэтому фронт импульса на этом транзисторе близок к идеально-прямоугольному.

Мультивибратор опрокидывается вновь, когда запирающее напряжение U_{b1} спадает до нуля. Если схема полностью симметрична, при первом включении могут оказаться открытыми оба транзистора и

колебания не будут возбуждены. Тогда для запуска мультивибратора закрывают один из транзисторов, соединяя кратковременно его базу с эмиттером.

Блокинг-генератор

Блокинг-генератором называется электронное устройство, генерирующее импульсы, близкие к прямоугольным с большой скважностью Q . Последняя – это отношение периода повторения импульсов T к длительности импульса $T_{и}$, т.е. и $Q = T / T_{и}$. Основное назначение такого рода схем - генерация коротких импульсов большой мощности, что находит применение например, в устройствах радиолокации, преобразовательной технике и т.д. Принципиальная схема блокинг-генератора и диаграммы напряжения приведены на рис. 51.

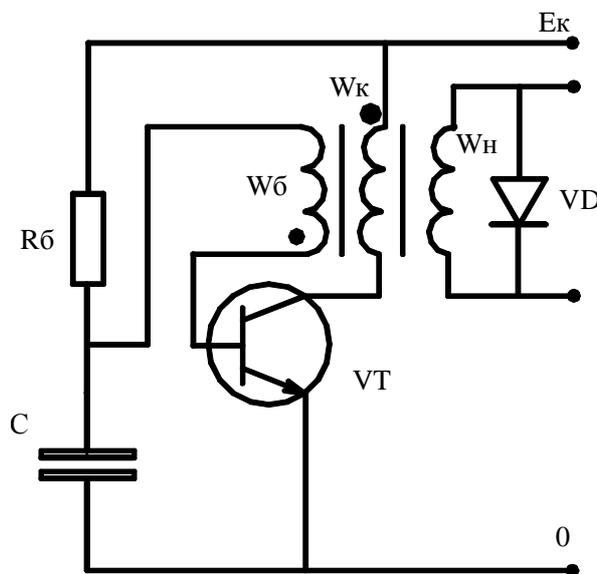


Рис. 51. Схема блокинг-генератора

Схема представляет собой однокаскадный усилитель на транзисторе VT с обмоткой W_k трансформатора в коллекторной цепи, охваченный сильной положительной обратной связью с помощью обмотки $W_б$, включенной в цепи базы. Импульсы напряжения на нагрузку подаются либо от специальной обмотки $W_н$, либо с коллектора транзистора. Сильная положительная обратная связь делает систему нелинейной, в которой транзистор выполняет функцию ключа. Большую часть времени транзистор заперт отрицательным напряжением, подаваемым на базу от конденсатора C через обесточенную обмотку $W_б$.

Отпирается и запирается транзистор очень быстро и при этом на его коллекторе возникают импульсы, близкие к прямоугольным. В момент достижения напряжением базы порога открывания (рис.52) транзистор отпирается, все напряжение питания E_k прикладывается к коллекторной обмотке W_k и трансформируется в W_b и W_n .

Полярность включения W_b такова, что при отпирании транзистора на его базу подается положительное напряжение. На схеме рис.51 полярность включения обмоток обозначена жирными точками, соответствующими началам обмоток.

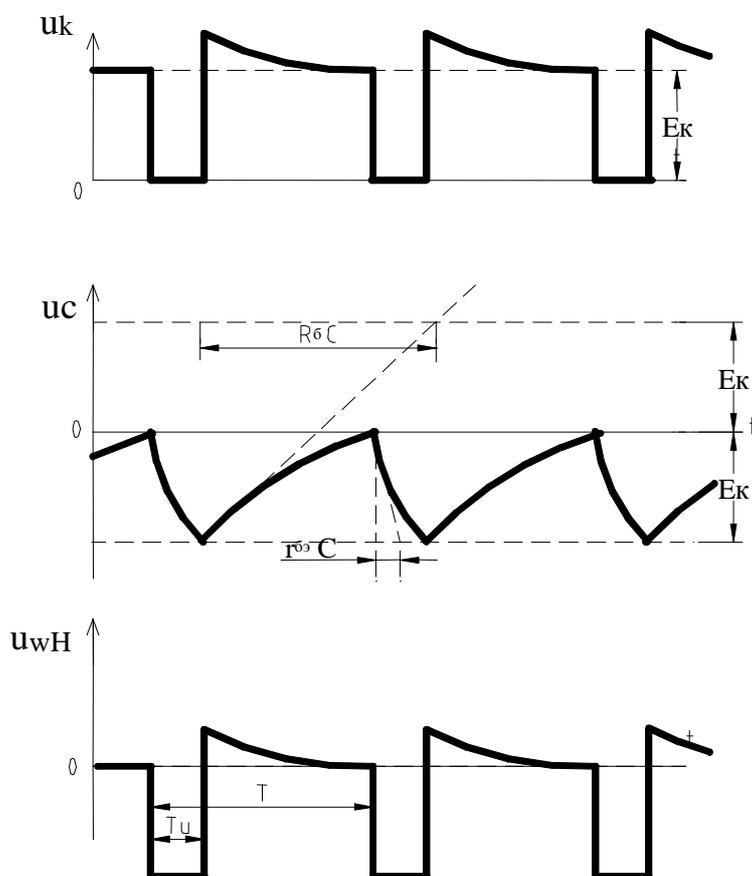


Рис. 52. Осциллограммы напряжений в узлах схемы блокинг-генератора

В контуре $C - W_b -$ база $VT -$ эмиттер VT протекает ток, отпирающий транзистор и заряжающий конденсатор C отрицательным напряжением. К моменту, когда конденсатор C заряжается практически до $-E_k$ и ток в этом контуре уменьшается, транзистор запирается. Таким образом, открытое состояние транзистора поддерживается током заряда конденсатора C . Длительность этого процесса T_u сложно зави-

сит от постоянной времени заряда конденсатора C через сопротивление перехода база-эмиттер V_T , а также от индуктивности намагничивания коллекторного трансформатора и коэффициента усиления транзистора β . В при $C=10$ нФ длительность импульса $T_{и}$ порядка 10 мкс.

После окончания блокинг-процесса транзистор запирается отрицательным напряжением на C . Далее начинается процесс, аналогичный имеющему место в мультивибраторе. Конденсатор C начинает перезаряжаться через R_6 от $-E_k$ до $+E_k$. В момент когда запирающее напряжение на C спадает до 0 и переходит в положительную область, транзистор отпирается и начинается следующий блокинг-процесс. В блокинг-генераторе изменение R_6 изменяет паузу между импульсами, период повторения импульсов:

$$T = R_6 C \cdot \ln 2 .$$

Диод VD предназначен для уменьшения "выброса" напряжения на трансформаторе при обрыве тока в момент запираения транзистора. Дело в том, что быстрое запираение транзистора в отсутствие диода VD привело бы к генерации индуктивностью э.д.с. самоиндукции весьма значительной величины. При наличии диода ток перебрасывается из запертого транзистора в диод и затем аperiodически затухает в контуре L - VD благодаря наличию в нем активных потерь. Постоянная времени затухания должна быть значительно меньше периода повторения импульсов. В противном случае в течение работы генератора будет происходить накопление магнитной энергии в индуктивности, которое может привести к насыщению сердечника катушки.

В приведенной схеме энергия, накопленная в индуктивности, рассеивается в активном сопротивлении катушки и диода. Приведем простейший пример использования этой энергии. Так, если в качестве диода VD использовать светоизлучающий диод (СИД), блокинг-генератор станет источником коротких (микросекунды) мощных световых импульсов.

Генератор пилообразного напряжения.

Генератором пилообразного напряжения (ГПН) называется электронное устройство для получения периодически повторяющегося напряжения с линейным изменением во время прямого хода и скачкообразным (быстрым) изменением при обратном ходе. Существует большое количество схем генераторов пилообразного напряжения, которые отличаются степенью линейности выходного напряжения, длительностью обратного хода и т.д.

Принципиальная схема одного из типов генератора и упрощенные диаграммы выходного напряжения представлены на рис. 53. Пилообразное напряжение формируется на храниющей емкости C путем ее быстрого заряда через транзистор $VT2$ и медленного разряда через $VT3$. Транзистор $VT1$ управляет режимом заряд – разряд емкости C .

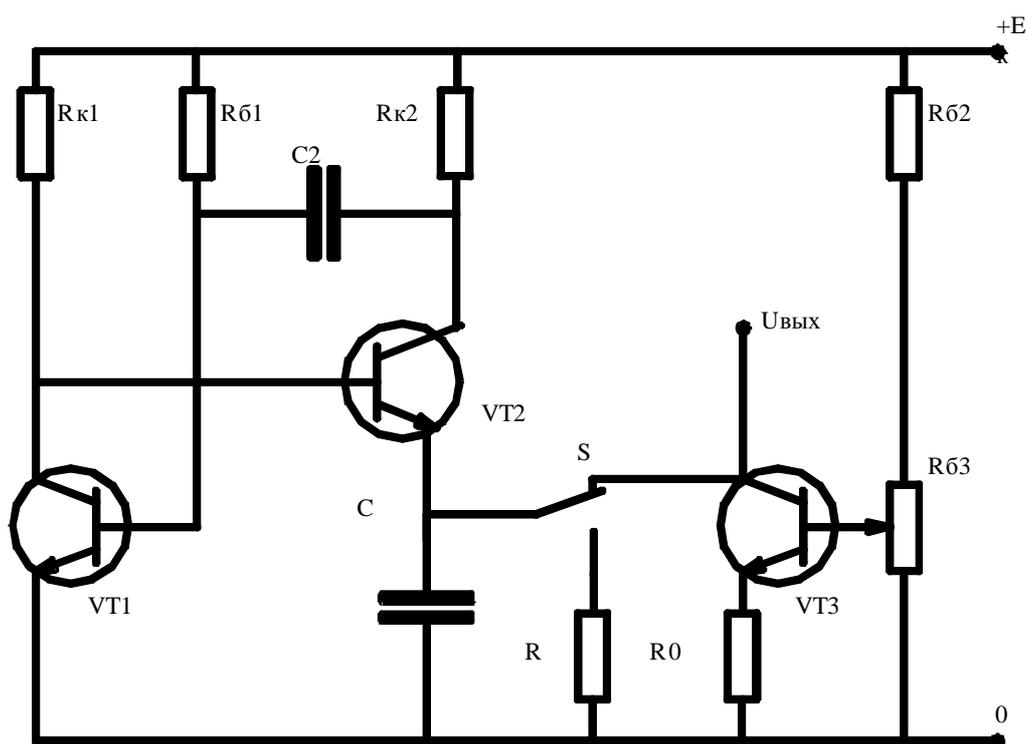


Рис. 53. Схема генератора пилообразного напряжения

Каскады на $VT1$ и $VT2$ образуют несимметричный мультивибратор. При протекании импульса тока, заряжающего C , на резисторе $R_{к2}$ возникает падение напряжения, запирающее через разделительный

конденсатор C_6 транзистор $VT1$. Ток через резистор $R_{к1}$ подается на базу транзистора $VT2$ и полностью отпирает его, что способствует быстрому заряду C . По окончании зарядки емкости C ток и падение напряжения на $R_{к2}$ становится равным нулю. В результате транзистор $VT1$ отпирается током через $R_{б1}$ и напряжение на его коллекторе, а, следовательно, и на базе $VT2$ спадает практически до нуля. Транзистор $VT2$ запирается напряжением на конденсаторе C , приложенным со стороны эмиттера, отключая зарядную цепь. Конденсатор C начинает разряжаться на токостабилизирующую цепочку с транзистором $VT3$. В момент, когда напряжение на конденсаторе C снижается до уровня напряжения на коллекторе $VT1$ (примерно 1В), транзистор $VT2$ отпирается и происходит быстрый заряд конденсатора C .

Длительность прямого хода зависит от емкости конденсатора и тока разряда $I_{к.3}$, а длительность обратного хода определяется постоянной времени заряда конденсатора $CR_{к2}$.

Постоянство тока разряда $I_{к.3}$ определяет линейность напряжения прямого хода. Это достигается глубокой отрицательной обратной связью по току через R_3 в каскаде $VT3$. Величина тока $I_{к.3}$ зависит от напряжения на базе $U_б$, которое регулируется резистором $R_{б3}$: $I_{к.3} = U_б / R_3$. Длительность прямого хода

$$T_{vT} = \frac{CU_{вых}}{I_{к3}}$$

Кривая выходного напряжения генератора при использовании токостабилизирующего транзистора приведена на рис. 54 (верхняя кривая). Амплитуда пилообразного напряжения составляет 70 – 80% от напряжения источника питания.

Для сравнения, при разряде конденсатора C через резистор R по экспоненте пилообразное напряжение нелинейно (нижняя кривая на рис. 54):

$$T_R = RC \ln \frac{U_{вых} - U_T}{U_T},$$

где U_T – напряжение на открытом транзисторе $VT1$.

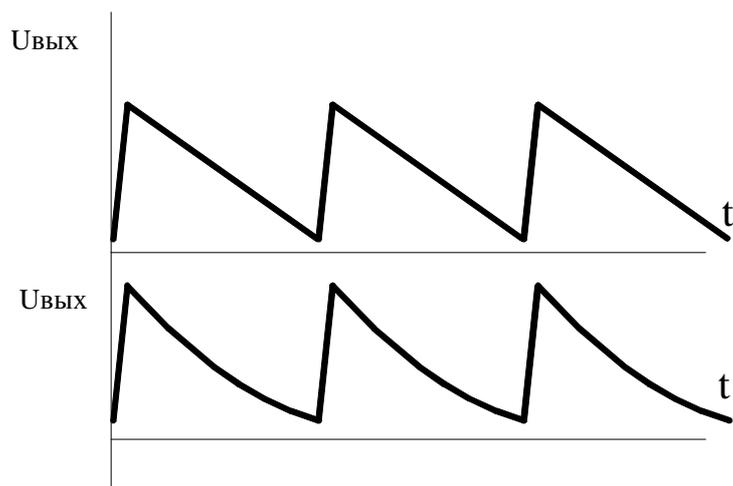


Рис. 54. Выходное напряжение ГПН при работе на токостабилизирующий двухполюсник (верхняя кривая) и на активное сопротивление

Как было сказано выше, мы возвращаемся к изучению преобразовательных устройств для того, чтобы используя достигнутый уровень знаний об электронных устройствах, разобраться в достаточно сложных процессах, сопровождающих работу схем силовой электроники.

ЛЕКЦИЯ 14

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Если мощность, потребляемая нагрузкой от выпрямителя, составляет десятки и более киловатт, необходимо учитывать специфику взаимодействия выпрямителя с питающей сетью и обращать серьезное внимание на стоимостные показатели устройств.

Питание мощного однофазного выпрямителя от трехфазной сети приводит к нарушению ее симметрии, которое может достигать недопустимых величин. Поэтому мощные выпрямители, как правило, являются трехфазными.

Второй особенностью мощных выпрямителей является такое построение фильтрующих устройств, при котором потребление тока от сети не носит характера коротких пиков с амплитудой, значительно превышающей среднее значение. Такой режим, свойственный ем-

костным и индуктивно-емкостным фильтрам, совершенно недопустим в устройствах большой мощности, серьезно влияющих на работу питающей сети.

Также, при работе мощных преобразователей актуальным становится вопрос о коэффициенте мощности ($\cos\phi$), регламентируемом современными стандартами на характеристики потребителей. Ниже мы рассмотрим несколько вариантов выпрямителей, наиболее широко используемых в технике.

Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом

В данной схеме (рис.55) в цепь каждой из фазных обмоток включен вентиль. Одноименные выводы вентилялей всех фаз подключены к нагрузке. Второй электрод нагрузки подключен к нулевому выводу вторичной обмотки трансформатора, соединенной в «звезду». Для уменьшения количества высших гармонических составляющих в кривой тока, потребляемого от сети, первичная обмотка трансформатора в схемах трехфазных выпрямителей, как правило, включается по схеме «треугольника».

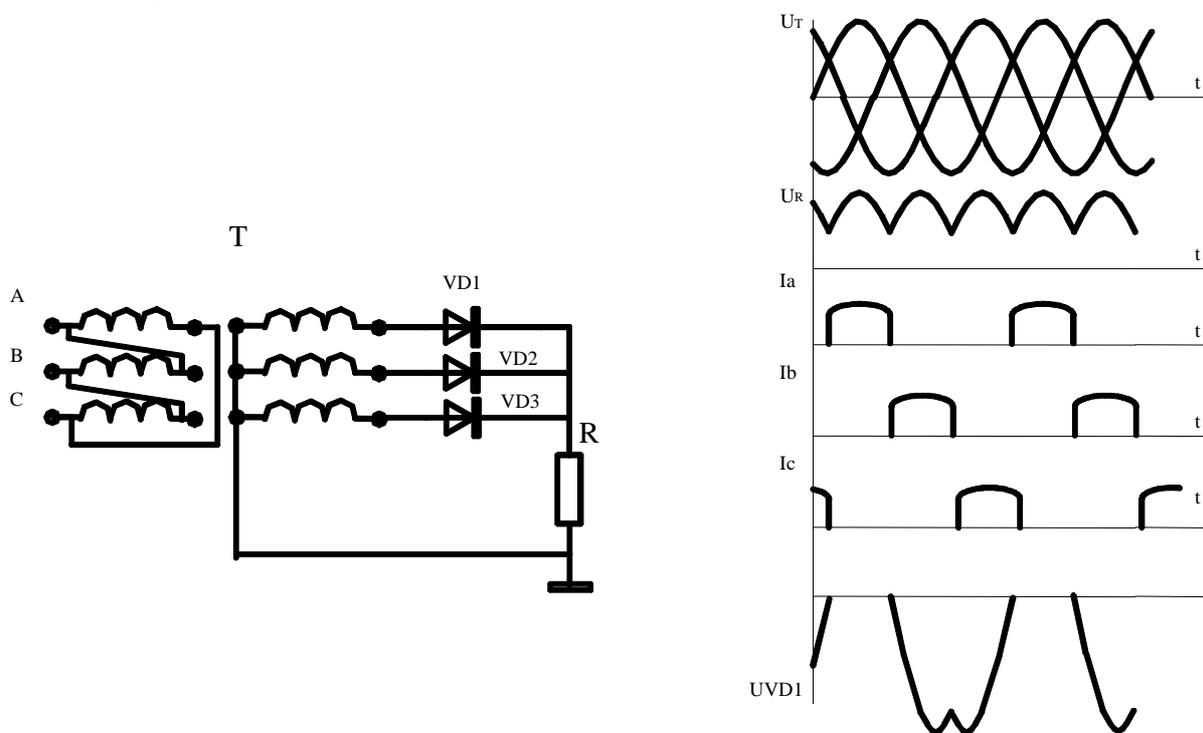


Рис. 55. Схема трехфазного выпрямителя со средней точкой и диаграммы, поясняющие ее работу

Вентиль, к которому приложено наибольшее открывающее (в данном случае - положительное) напряжение, переходит в проводящее состояние. В результате последовательного по времени включения вентиля на нагрузке формируется напряжение, форма которого является огибающей положительной части трехфазной системы напряжений.

Среднее значение выпрямленного напряжения составляет $U_d = U_m \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \approx 0.83U_m$, что значительно выше, чем при двухполупериодном выпрямлении при заданной амплитуде питающего напряжения. Недостатком данной схемы является то, что ток в обмотках каждой фазы не меняет своего направления. При применении трехстержневой магнитной системы трансформатора размагничивание магнитопровода каждой фазы происходит током соседних фаз, в противном случае произойдет намагничивание сердечника трансформатора, сопровождаемое резким увеличением потерь в трансформаторе. Это следует иметь в виду, если в качестве трехфазного трансформатора используются три однофазных.

При включении первичной обмотки по схеме треугольника, фазные токи, потребляемые из сети, не имеют постоянной составляющей, что является весьма существенным при больших потребляемых мощностях.

Как видно из вышеприведенных диаграмм, токи в фазах нарастают скачком при включении вентиля текущей фазы. Учет индуктивности рассеяния трансформатора делает невозможным мгновенное переключение токов при смене работающей фазы. На практике в трехфазном выпрямителе нарастание тока во включаемой фазе происходит за конечное время и сопровождается соответствующим процессом уменьшения тока в выключаемой фазе. Одновременное нахождение двух вентилях в проводящем состоянии приводит к возникновению режима короткого замыкания двух фаз и появлению на выходе выпрямителя напряжения, равного среднему значению напряжения

двух фаз. При работе трехфазного выпрямителя на активную нагрузку данный процесс слабо влияет на среднее значение выпрямленного напряжения. Более детально учет влияния индуктивности рассеяния трансформатора на работу выпрямителя будет проанализирован в разделе, посвященном выпрямителям с индуктивным фильтром.

Вентили, используемые в данной схеме, должны быть рассчитаны на обратное напряжение, равное линейному напряжению вторичной обмотки трансформатору (на практике обязательно наличие коэффициента запаса в расчете на нестабильность питающего напряжения и перенапряжения, возникающие при работе сети)

Трехфазный мостовой выпрямитель

Данная схема является одной из наиболее широко применяемых схем мощных выпрямителей (рис. 56).

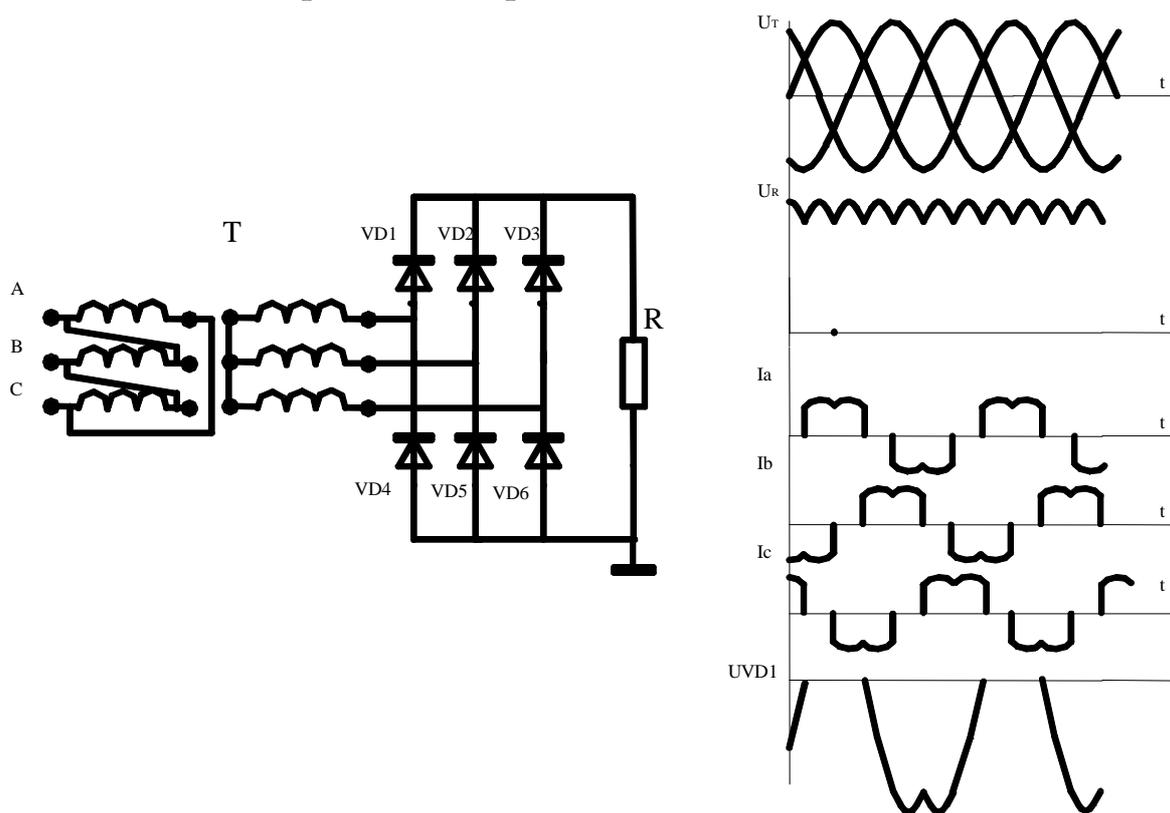


Рис. 56. Схема трехфазного мостового выпрямителя и диаграммы, поясняющие ее работу

Логика построения схемы не отличается от аналогичной однофазной схемы. Выводы фазных обмоток трансформатора включаются

между вентилями анодной и катодной групп, которые соединены последовательно. При периодическом изменении фазных напряжений открывание вентиля происходит попарно – один вентиль открывается в анодной группе и один – в катодной.

В проводящее состояние переходят вентили, к которым приложено наибольшее (в анодной группе) и наименьшее (в катодной группе) из фазных напряжений.

В результате, выпрямленное напряжение представляет собой огибающую максимального *линейного* напряжения. На графике рис. 56 эта величина соответствует расстоянию между огибающими положительной и отрицательной частей системы фазных напряжений. Характерными точками выходного напряжения выпрямителя являются моменты времени, соответствующие максимуму напряжения одной из фаз (рис.57.а) (при этом выходное напряжение минимально и равно полутора фазным напряжениям) и моменты, соответствующие максимумам линейного напряжения (рис.57. б) (выходное напряжение максимально и равно $\sqrt{3}U_\phi$).

Среднее значение выпрямленного напряжения составляет $U_d = U_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \approx 0.95U_{ABm}$, то есть, практически равно максимальному линейному напряжению питающей сети.

Поскольку на протяжении периода напряжения сети выпрямленное напряжение имеет 6 максимумов, такое выпрямление иногда называют шестипульсовым.

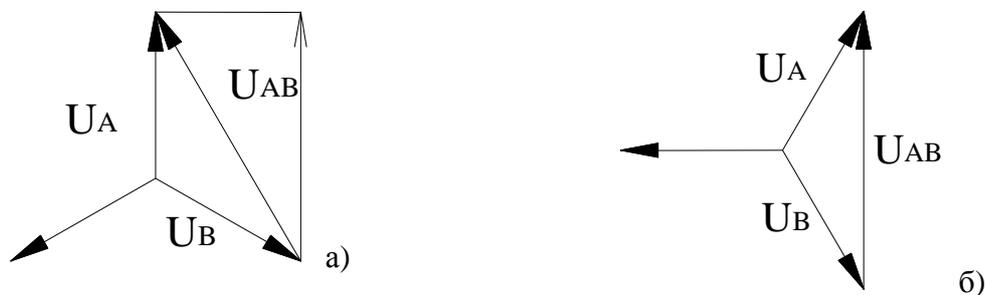


Рис. 57. Векторные диаграммы, поясняющие работу трехфазного выпрямителя

С точки зрения качества выпрямления, трехфазный мостовой выпрямитель является наиболее эффективным из рассмотренных схем, поскольку средняя величина выпрямленного напряжения отличается от максимального лишь на 5% (в схеме со средней точкой аналогичная величина составляет около 17%) Специальные схемы выпрямителей обеспечивают двенадцатипульсовое и даже 24-х пульсовое выпрямление.

Тем не менее, для большого числа применений мощных выпрямителей, качества напряжения, обеспечиваемого выпрямителями без фильтрующих устройств, недостаточно.

Особенности использования фильтров в мощных выпрямителях

Как будет показано далее, в выпрямителях большой мощности (при малых сопротивлениях нагрузки) выгодно применение индуктивного фильтра, так как в этом случае требуется небольшая индуктивность для получения необходимого коэффициента сглаживания. Для лучшего сглаживания пульсаций возможно включение конденсатора параллельно нагрузке, при этом его емкостное сопротивление должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки, т.е. $X_{сф} = 1/\omega C_{ф} \ll R_n$. Это требует применения в мощных выпрямителях конденсаторов большой емкости, что резко увеличивает стоимость оборудования.

В дальнейшем для упрощения мы будем рассматривать выпрямители с индуктивным фильтром.

Работа выпрямителя на индуктивно-активную нагрузку

Общие замечания.

При использовании индуктивного фильтра для сглаживания тока в активной нагрузке должно выполняться условие $\omega L_{ф} \gg R_n$, где ω - круговая частота основной гармоники выпрямленного напряжения (при двухполупериодном выпрямлении это удвоенная частота питающего переменного напряжения). Установление тока в нагрузке сопровождается переходным процессом, определяемым решением

уравнения: $i(t) = \frac{1}{L_\phi} \int_0^t (u(t) - i(t)R)dt$, где $i(t)$ – ток в нагрузке, $u(t)$ – напряжение на входе фильтра, L_ϕ - индуктивность фильтра.

Решение приведенного уравнения для заданной формы $u(t)$ в виде двухполупериодно-выпрямленного синусоидального напряжения имеет две составляющие. Медленно меняющаяся составляющая имеет постоянную времени нарастания, равную L_ϕ/R . Изменение тока этой составляющей, меняющейся медленно по сравнению с периодом питающего напряжения, прекратится, когда средняя величина падения на активном сопротивлении нагрузки сравняется со средней величиной выпрямленного напряжения. Это будет означать окончание низкочастотного переходного процесса в выпрямителе и выход на рабочий режим. В установившемся режиме величина среднего за период тока в нагрузке не зависит от индуктивности фильтра и определяется сопротивлением нагрузки и средним значением выпрямленного напряжения (для двухполупериодного выпрямления $I=2U_m/(\pi R_n)$).

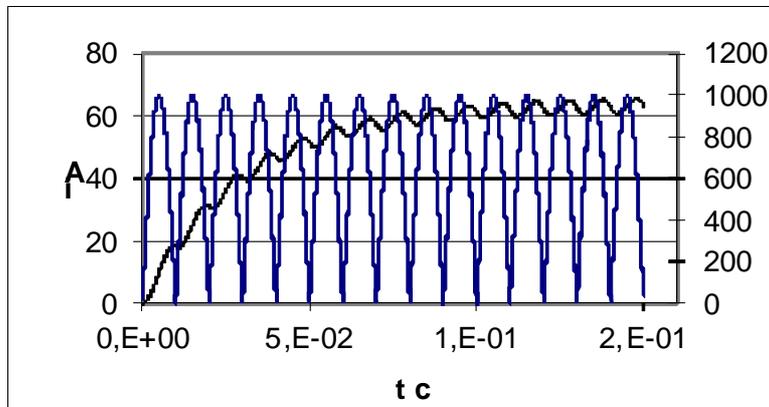


Рис. 58. Переходной процесс установления тока в нагрузке выпрямителя с индуктивным фильтром

На рис. 58 представлены результаты решения вышеприведенного уравнения для двухполупериодного выпрямителя промышленной частоты для амплитудного значения напряжения 1000В, сопротивления нагрузки 10 Ом и индуктивности фильтра 0.3 Гн. Как видно из графика, после истечения интервала времени, определяемого величиной L_ϕ/R_n , ток становится практически постоянным. Величина пуль-

саций тока определяется отношением периода изменения напряжения питающей сети к постоянной времени фильтра $L_{\phi}/R_{н}$ и может быть уменьшена до требуемого уровня выбором соответствующей величины индуктивности.

При дальнейшем анализе будем считать ток в нагрузке постоянным.

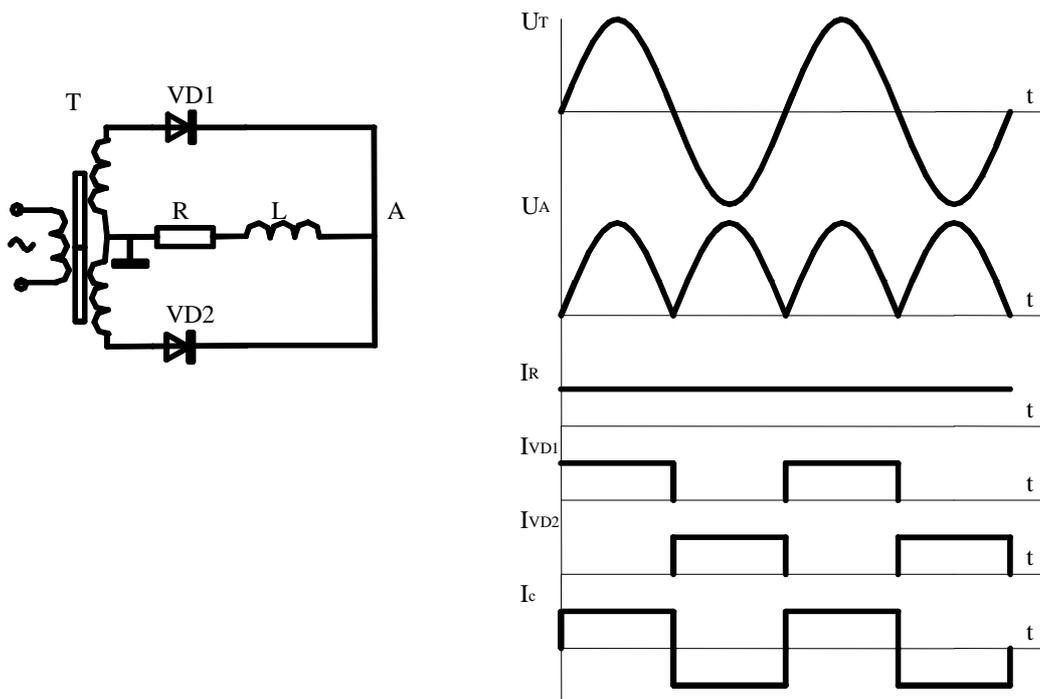


Рис. 59 Схема, поясняющая работу выпрямителя с индуктивно-активной нагрузкой

Несмотря на сделанное ранее замечание о том, что в силовых устройствах применяются трехфазные выпрямители, анализ работы выпрямителя на индуктивную нагрузку проведем на примере двухполупериодной однофазной схемы со средней точкой. Это позволяет упростить анализ, не теряя общности результатов.

В схеме рис. 59. протекание постоянного установившегося тока в нагрузке сопровождается попеременным протеканием тока такой же величины в ветвях выпрямителя. Переключение происходит в моменты перехода напряжения трансформатора через ноль. Ток в ветвях протекает при положительной полярности напряжения соответствующей ветви и имеет характер импульсов, близких по форме

к прямоугольным. Форма тока, потребляемого из сети также прямоугольная. Принципиальным отличием выпрямителя с индуктивным фильтром является отсутствие коротких импульсов тока с амплитудой, значительно превышающей среднее значение выпрямленного тока, характерных для выпрямителей с емкостным и индуктивно-емкостным фильтрами. Это обстоятельство имеет чрезвычайно большое значение, так как позволяет при применении индуктивного фильтра значительно снизить требования по пропускной способности к полупроводниковым приборам и трансформаторам. Последнее особенно важно, так как именно стоимость трансформатора составляет основную часть стоимости выпрямителя, работающего на промышленной частоте. Кроме того, как уже было указано в разделе , посвященном емкостным фильтрам, потребление тока сети производится ими вблизи максимума синусоиды напряжения. При значительной доле подобных устройств в общей структуре потребления сети это приводит к характерным искажениям кривой напряжения в виде среза верхней части синусоиды. Применение индуктивных фильтров позволяет улучшить форму кривой напряжения сети, что снизит потери в стали магнитопроводов трансформаторов и электродвигателей.

ЛЕКЦИЯ 15

Влияние индуктивности рассеяния

ТРАНСФОРМАТОРА НА РАБОТУ МОЩНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Из простейшего анализа, проведенного в предыдущем разделе, следует, что ток в фазных обмотках трансформатора включается и выключается скачком. В реальном трансформаторе существует значительная индуктивность рассеяния, влиянием которой нельзя пренебрегать при токах нагрузки, близких к номинальному для используемого трансформатора. Наличие фазной индуктивности препятствует мгновенному изменению тока в фазах, что приводит к появлению своеобразного режима работы выпрямителя, при котором ток

протекает через два вентиля одновременно, замыкая между собой выводы фазных обмоток. Этот режим называется режимом коммутации выпрямителя и существенным образом влияет на его внешние характеристики.

Величина фазной индуктивности является параметром T-схемы замещения трансформатора и может быть определена из его паспортных данных – мощности, рабочего напряжения и напряжения короткого замыкания:

$$L_s = \frac{u_k U_n^2}{\omega P_n} .$$

Например, для трансформатора мощностью 100кВт, номинальным напряжением 1 кВ и напряжением короткого замыкания 10%, фазная индуктивность составляет около 3 мГн.

Индуктивность фильтра при этом имеет порядок 500мГн.

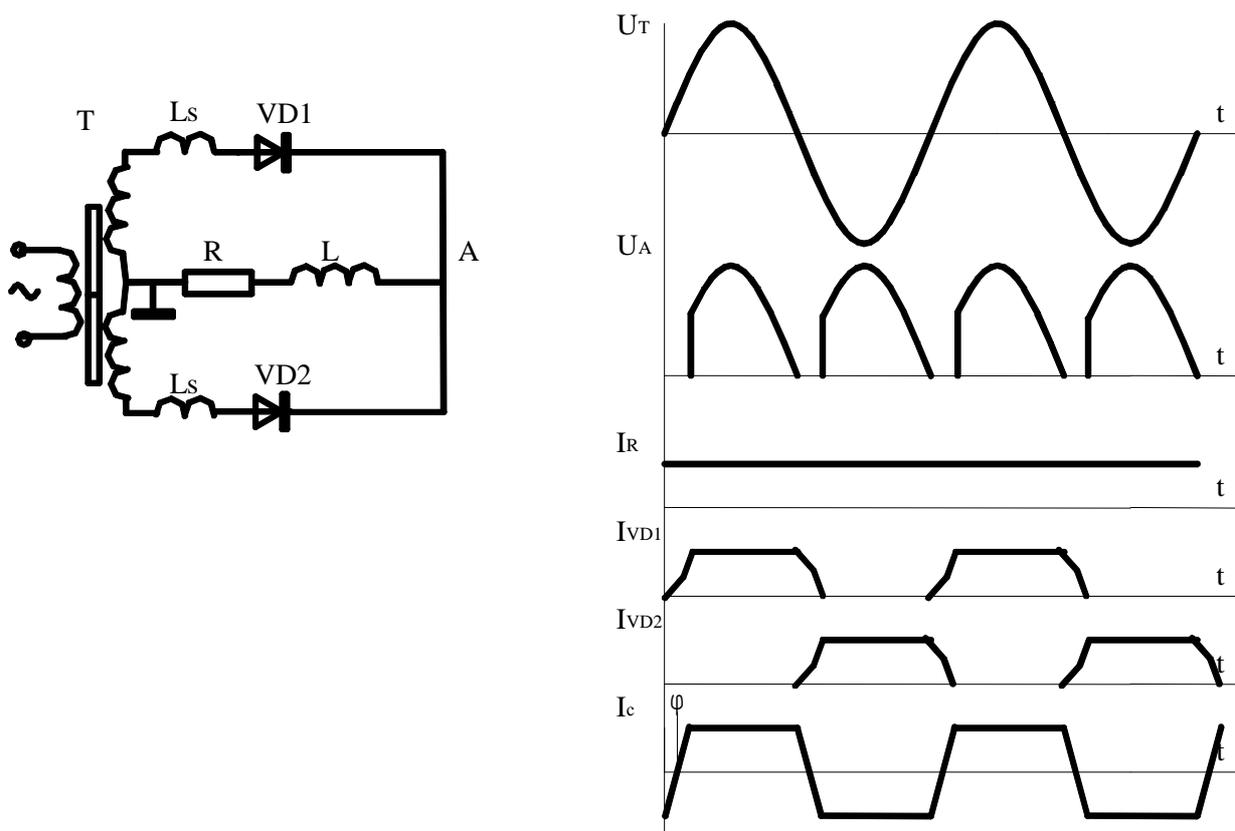


Рис. 60. Работа выпрямителя на индуктивную нагрузку с учетом процесса коммутации

С учетом фазной индуктивности процесс переключения тока из одной ветви в другую можно представить следующим образом (рис.60). При переходе напряжения трансформатора через нулевое значение напряжение на вентиле ветви, в которой ток отсутствовал, станет открывающим и в нем начнет нарастать ток. Ток в другой ветви при этом не может прекратиться мгновенно, так как этому препятствует э.д.с. самоиндукции фазной индуктивности. При большой индуктивности фильтра сумма токов ветвей должна оставаться постоянной, то есть, нарастание тока в одной ветви сопровождается уменьшением тока в другой.

Особенностью этого режима является то, что до завершения коммутации, то есть, полного перехода тока из одной ветви в другую, оба вентиля открыты, и, следовательно, выводы фазных обмоток закорочены. При этом напряжение на выходе выпрямителя (до фильтра) равно нулю. Это приводит к искажению формы выпрямленного напряжения в виде характерных «ступенек» в начале полупериода.

Для определения длительности процесса коммутации необходимо проанализировать переходный процесс в схеме. Он аналогичен рассмотренному ранее в главе, посвященной емкостным фильтрам.

Рассмотрим схему замещения выпрямителя на стадии коммутации, когда оба вентиля открыты (рис. 61). В этом случае схема не содержит нелинейных элементов и при анализе можно использовать принцип наложения.

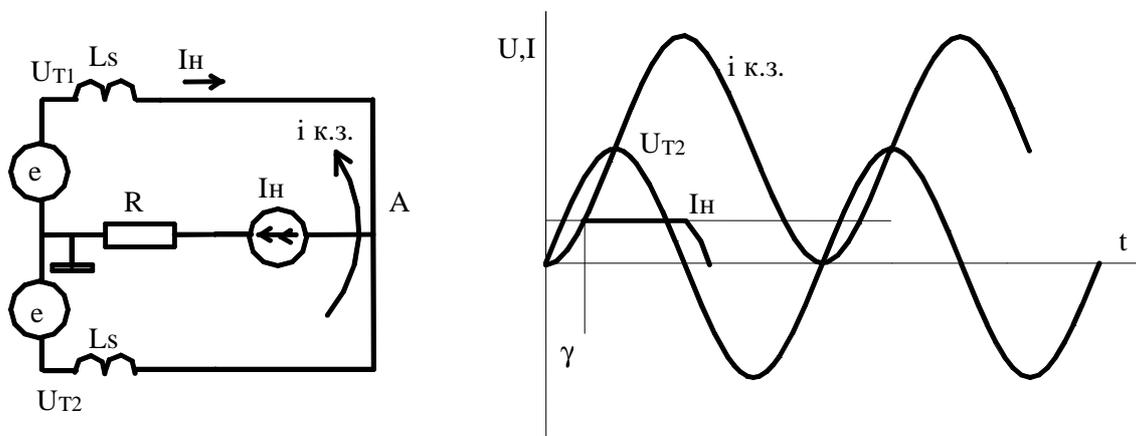


Рис.61. Схема замещения выпрямителя в процессе коммутации

Токи, протекающие в ветвях схемы в стадии коммутации можно разделить на две составляющие. Первая - постоянная составляющая, протекающая в нагрузке и ветви, содержащей вентиль, открытый в начале процесса коммутации. Постоянство этой составляющей тока поддерживается большой индуктивностью фильтра, обозначенной на схеме замещения в виде источника тока.

Вторая составляющая – переходная, называемая током короткого замыкания. Ее амплитуда определяется индуктивностью рассеяния трансформатора $i_{кзм} = \frac{U_m}{X_s}$. Уравнение для тока в ветви в переходном

процессе выглядит следующим образом: $i(t) = \frac{U_m}{X_s}(1 - \cos \omega t)$. Условием

окончания переходного процесса является достижение током ветви установившегося значения I_n . Значение ωt , соответствующее этому моменту, называется углом коммутации γ и характеризует задержку появления напряжения на входе фильтра, приводящую к снижению среднего значения выпрямленного напряжения. Используя аппроксимацию $1 - \cos(x) \approx x^2 / 2$, справедливую при малых значениях аргумента, можно получить:

$$\gamma \approx \sqrt{\frac{2I_n}{I_{кзм}}} \text{ или } \gamma \approx 2\sqrt{\frac{X_s}{\pi R}}.$$

При нагрузке трансформатора, соответствующей его номинальному току $X_s/R = u_k$ и $\gamma \approx 2\sqrt{\frac{u_k}{\pi}} \approx 0.36$ рад или около 20 градусов. Уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения, связанное с наличием режима к.з. или потеря напряжения на коммутацию может быть вычислена следующим образом: необходимо вычислить вольт-секундную площадь «срезанного» участка кривой напряжения и отнесте ее к длительности полупериода. (см рис. 62).

$$\Delta u_\gamma \approx \frac{\gamma U_m \sin \gamma}{2\pi} \approx \gamma^2 \frac{U_m}{2\pi} \text{ или } \Delta u_\gamma \approx \frac{I_n X_s}{\pi}$$

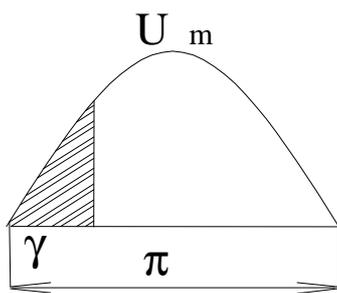


Рис. 62. К определению потери напряжения на коммутацию

Таким образом, наличие фазной индуктивности трансформатора приводит к уменьшению выходного напряжения выпрямителя по сравнению с режимом холостого хода, пропорциональному току нагрузки, и появлению сдвига фаз между током, потребляемым выпрямителем и напряжением сети. Сдвиг фаз составляет примерно $\gamma/2$, что в режиме, близком к номинальной нагрузке, составляет около 10 градусов.

С учетом сказанного, внешняя характеристика однофазного выпрямителя, работающего на индуктивно-активную нагрузку, может быть представлена выражением

$$U_d = \frac{2U_m}{\pi} - \frac{I_n X_s}{\pi}.$$

На холостом ходу напряжение выпрямителя максимально, с увеличением тока нагрузки происходит его снижение. Таким образом, выпрямителю можно приписать внутреннее сопротивление, определяемое индуктивностью рассеяния трансформатора. При параллельном включении нескольких выпрямителей это сопротивление определяет распределение мощности между ними.

Лекция 16

РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Возможность регулирования выходного напряжения выпрямителей является необходимым условием их эксплуатации в условиях энергетики и промышленности.

При питании выпрямленным напряжением объекта, требующего высокой стабильности напряжения, колебания напряжения питающей сети могут привести к недопустимо большим изменениям выходного напряжения выпрямителя. Обычно в таких случаях в схему выпрямителя закладывается некоторый запас по напряжению и возможность его уменьшения средствами управления, отслеживающими колебания напряжения на нагрузке (стабилизирующая обратная связь).

Многие технологические процессы требуют изменения выпрямленного напряжения в широких пределах. Важным требованием к современной преобразовательной технике является легкость сопряжения систем управления процессом с компьютерными интерфейсами.

Основными способами регулирования являются амплитудное и фазное.

При *амплитудном регулировании* выходное напряжение меняется за счет изменения коэффициента трансформации питающего трансформатора. Это изменение может происходить ступенчато или плавно, в зависимости от конструкции трансформатора или автотрансформатора. Эффективность этого способа регулирования очень высока, однако его реализация связана с применением дорогостоящих механических или электромеханических устройств. Это резко снижает оперативность автоматического управления вследствие высокой инерционности регуляторов, что сужает область применения систем амплитудного регулирования.

При *фазном регулировании* изменяется средняя величина выпрямленного напряжения за счет изменения его формы. Реализуется данный метод с помощью типовых электронных устройств и, следовательно, является менее дорогостоящим, чем амплитудное регулирование. Однако, при фазном регулировании эффективность использования трансформаторов снижается из-за несинусоидальности напряжения на выходе регулятора.

Одним из распространенных способов фазового регулирования выходного напряжения мощных выпрямителей является применение управляемых вентилях (тиристоров).

В простейшем случае тиристор представляет собой полупроводниковый диод, прямой ток в котором может начать протекать лишь после подачи управляющего сигнала на дополнительный электрод. При приложении к открытому тиристор обратного напряжения и переходе тока через «0» происходит его запираение.

Структура тиристора

Тиристор представляет собой полупроводниковую структуру из чередующихся слоев с различными типами проводимости: n-p-n-p. Внешний n-слой называется катодом, внешний p-слой – анодом (рис. 63).

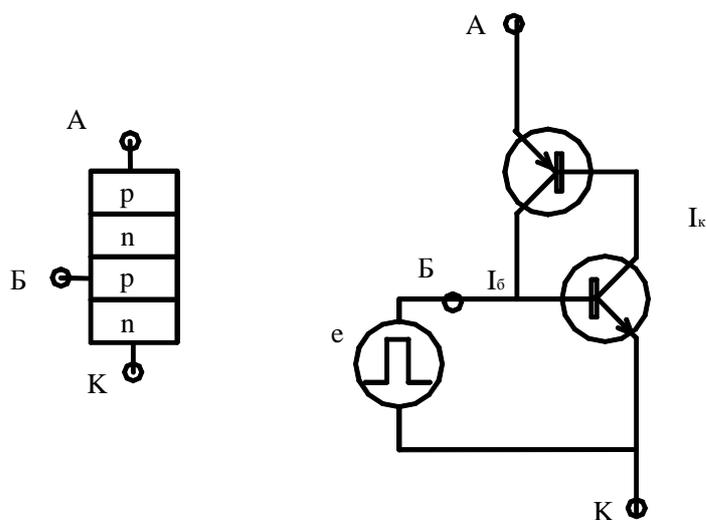


Рис. 63. Структура тиристора и его схема замещения

Функционально выводы анода и катода аналогичны одноименным выводам неуправляемого вентиля. При приложении положительного полюса источника к аноду и отрицательного к катоду средний p-n переход будет закрыт. Пропускание тока между катодом и ближайшим к нему p-слоем, называемым базой, приводит к отпиранию среднего p-n перехода и началу протекания тока через тиристор.

Благодаря наличию внутренней положительной обратной связи в тиристоре протекание тока будет продолжаться и после снятия управляющего напряжения с базы вплоть до снятия или переполюсовки напряжения анод-катод.

Механизм действия положительной обратной связи можно пояснить на примере схемы замещения тиристора, состоящей из двух транзисторов с различными типами проводимости. При положительном напряжении анод-катод подача открывающего импульса на базу n-p-n транзистора вызывает протекание коллекторного тока в нем, являющегося также открывающим током базы для p-n-p транзистора. Появляющийся в нем коллекторный ток фиксирует открытое состояние тиристора, сохраняющееся и после прекращения действия управляющего импульса.

Параметры управляющего импульса.

Тиристор позволяет управлять значительными потоками мощности с помощью сигналов, мощность которых на многие порядки ниже коммутируемой. Приведем в качестве примера силовой тиристор Т500-16. При среднем номинальном прямом токе 500А (рабочее напряжение 1600В) импульс управления должен иметь амплитуду напряжения около 10В, ток – 400мА и длительность несколько микросекунд. Столь небольшая мощность импульсов управления позволяет легко решать проблему подачи управляющих сигналов на электроды тиристора, находящиеся под высоким потенциалом, с помощью изолирующих импульсных трансформаторов. В настоящее время широко применяются тиристоры с оптическим управлением, управляющий пучок света подается на них с помощью светоизлучающих диодов (СИД) через оптоволоконные световоды.

Одним из простейших примеров использования тиристоров является широко применяемый регулятор действующего значения переменного напряжения (рис. 64). При переходе напряжения трансформатора через ноль, на закрытых вентилях выделяется практически все напряжение обмоток. По истечении определенного времени (уг-

ла), зависящего от требуемой величины выходного напряжения, на управляющий электрод вентиля, находящегося под открывающим напряжением, подается импульс небольшой длительности (обычно пачка из нескольких импульсов), переводящий вентиль в открытое состояние.

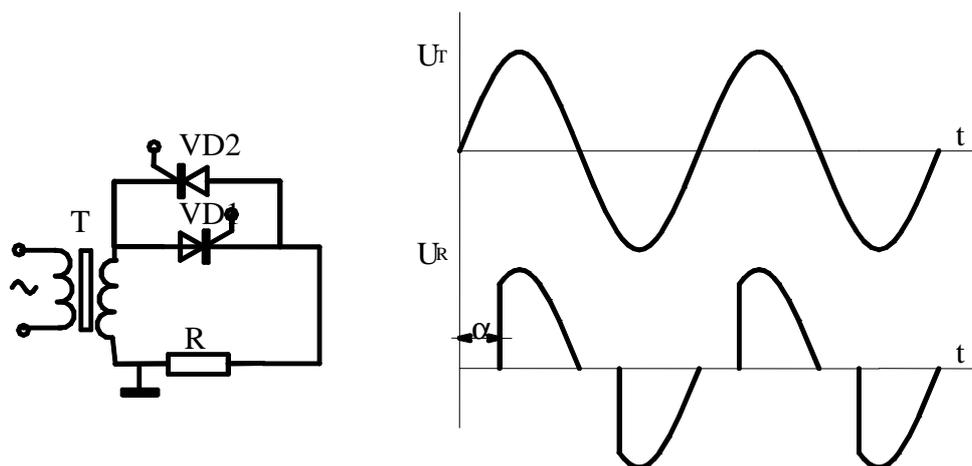


Рис. 64. Фазовый регулятор переменного напряжения

С этого момента вплоть до следующего перехода напряжения через ноль, к нагрузке будет приложено напряжение трансформатора. На следующем полупериоде с такой же задержкой произойдет включение вентиля второй ветви. Угол между началом полупериода и моментом открывания вентиля называется углом управления и обычно обозначается греческой буквой α . В результате напряжение на нагрузке имеет форму отрезков синусоиды, а его действующее значение уменьшается с увеличением угла управления α .

Следует заметить, что далеко не все потребители переменного напряжения могут питаться от подобных схем регулирования без применения устройств, приближающих форму выходного напряжения к синусоидальной. Тем не менее данная схема настолько распространена, что для нее изготавливаются специальные двунаправленные тиристоры, заменяющие VD1 и VD2 на приведенной схеме (так называемые симисторы).

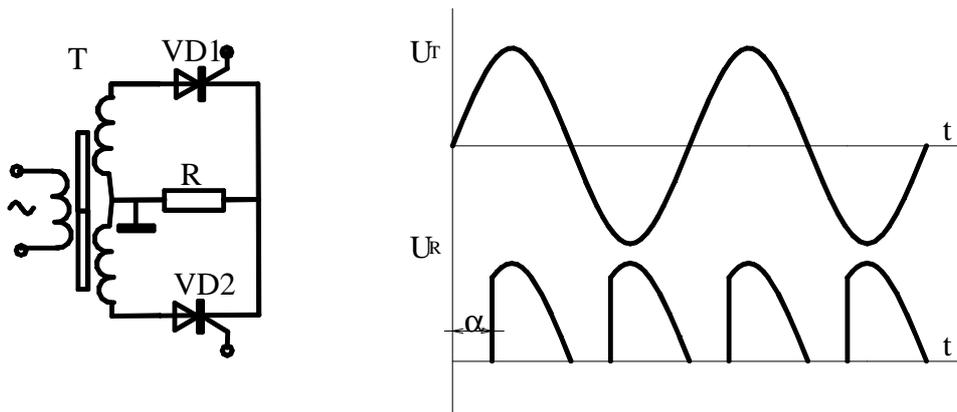


Рис.65. Работа управляемого выпрямителя на активную нагрузку

При использовании тиристорov в выпрямителях они включаются аналогично неуправляемым вентилям.

Рассмотрим работу управляемого выпрямителя со средней точкой на активную нагрузку (рис. 65). Разница между схемой выпрямителя и схемой регулятора, рассмотренного выше заключается только в том, что в выпрямителе оба тиристора создают на нагрузке импульсы одинаковой полярности, выпрямляя таким образом напряжение сети.

Средняя величина выпрямленного напряжения $U_d = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ при изменении угла управления от 0 до π изменяется от $\frac{2U_m}{\pi}$ до 0.

Приведенная зависимость называется *регулирующей характеристикой* выпрямителя (рис. 66).

Как видно из приведенной кривой, зависимость выходного напряжения от угла управления не является линейной, что может затруднить работу системы автоматического управления промышленным выпрямителем.

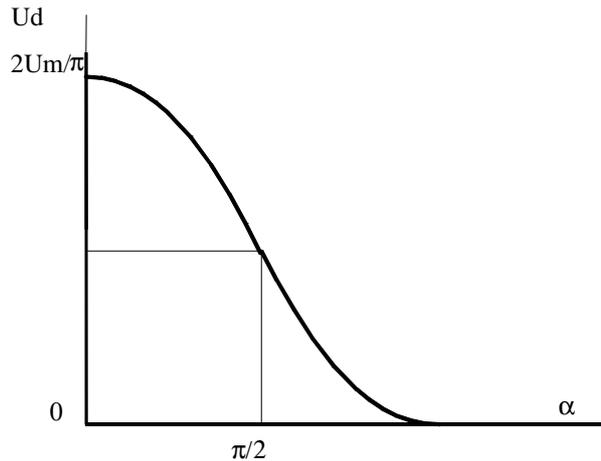


Рис. 66 Регулировочная характеристика выпрямителя, работающего на активную нагрузку

При работе выпрямителя на индуктивно-активную нагрузку (рис. 67), например при использовании индуктивного фильтра, регулировочные характеристики существенно образом меняются.

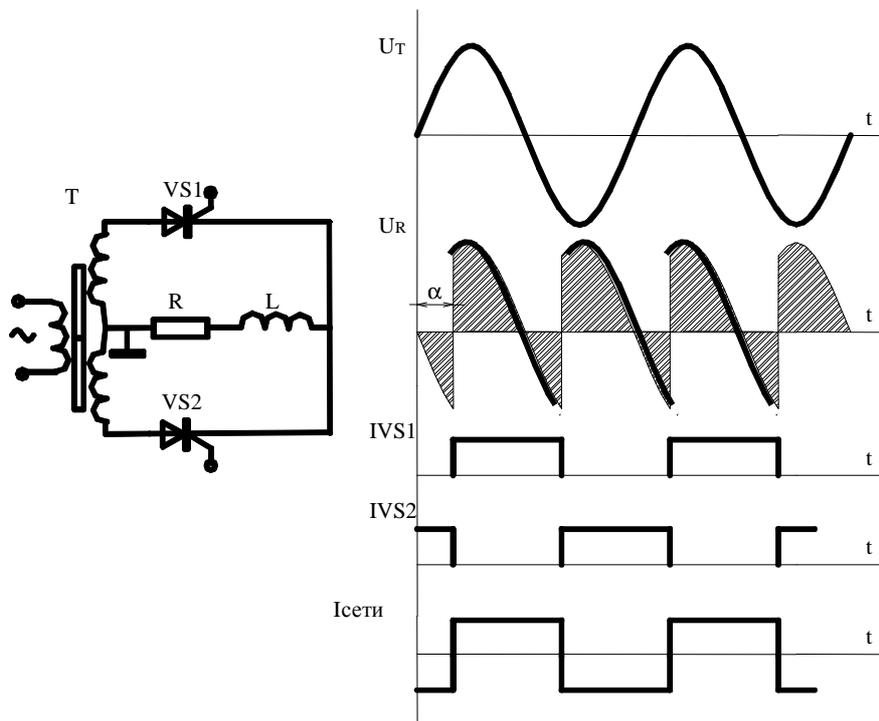


Рис. 67. Схема и диаграммы, поясняющие работу управляемого выпрямителя на индуктивно-активную нагрузку

Э.д.с. самоиндукции, генерируемая фильтрующей индуктивностью, препятствует закрытию проводящего ток вентиля вплоть до отпирания вентиля второй ветви. Вследствие этого появляются проме-

жутки времени, в которые напряжение на входе фильтра выпрямителя отрицательно.

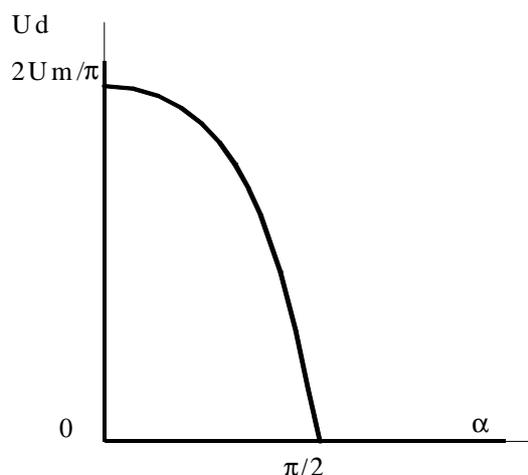


Рис. 68. Регулировочная характеристика выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку

Нормальная работа выпрямителя возможна только в том случае, если среднее значение выпрямленного напряжения больше нуля. Это соответствует выполнению условия $0 < \alpha < \pi/2$. Регулировочная характеристика в этом случае описывается выражением $U_d = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha$ (рис. 68). Если в процессе регулирования угол управления превысит $\pi/2$, начнется уменьшение тока в индуктивности. В результате завершения переходного процесса в нагрузке будет протекать небольшой прерывистый ток.

Так же, как и в неуправляемом выпрямителе, в данной схеме наличие фазных индуктивностей приводит к потерям напряжения на коммутацию. В управляемом выпрямителе начало процесса коммутации может не совпадать с переходом через ноль напряжения трансформатора. Соответственно, меняются характеристики переходного процесса по сравнению со случаем включения вентиля вблизи нуля напряжения, в частности угол коммутации при той же величине тока нагрузки уменьшается.

Тем не менее, на основании общих соображений можно показать, что вид выражения для потерь напряжения на коммутацию не меняется при изменении угла управления.

В каждом полупериоде питающего напряжения происходит изменение тока в фазной индуктивности от нуля до установившегося значения I_n . В соответствии с законом электромагнитной индукции это изменение должно быть вызвано приложением к индуктивности вольт-секундной площади, определяемой из выражения:

$$I_n = \frac{\Delta u_\gamma \frac{T}{2}}{L}.$$

Умножая числитель и знаменатель на ω , получаем выражение $\Delta u_\gamma = \frac{I_n X_s}{\pi}$, аналогичное полученному в случае неуправляемого выпрямителя. Заметим, что в данном случае равенство получено без использования упрощающих приближений и является точным.

С учетом вышесказанного, запишем выражение для внешней характеристики управляемого выпрямителя:

$U_d = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha - \frac{I_n X_s}{\pi}$. Ее вид иллюстрируется рис. 69. Для трехфазного

мостового выпрямителя: $U_d = \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi} \cos \alpha - \frac{2I_n X_s}{3\pi}$

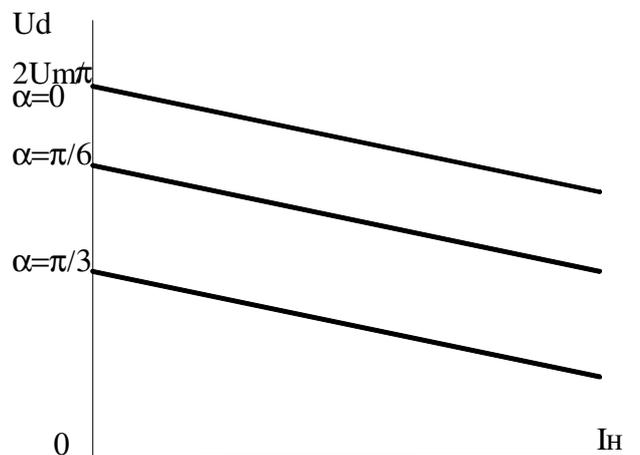


Рис. 69. Внешняя характеристика управляемого выпрямителя с учетом потерь напряжения на коммутацию

Мощные выпрямители, используемые в промышленности и транспорте, как правило, оборудованы системой стабилизации величины напряжения на нагрузке при изменениях потребляемого тока. Логика работы данной системы заключается в следующем: измеряет-

ся величина выходного напряжения, при сравнении его с заданным уровнем (уставкой) вырабатывается разностный сигнал, угол регулирования изменяется до тех пор, пока разностный сигнал не уменьшится до допустимой величины, определяющей точность стабилизации. Например, при увеличении тока нагрузки система стабилизации должна уменьшить угол управления.

При работе управляемого выпрямителя на индуктивно-активную нагрузку сдвиг фаз между током и напряжением зависит от угла управления и примерно равен $\alpha + \gamma/2$. Следовательно, для повышения коэффициента мощности управляемого выпрямителя надо стремиться к работе с минимальными углами управления.

ЛЕКЦИЯ 17

СХЕМА С НУЛЕВЫМ ВЕНТИЛЕМ

ИНВЕРТОРЫ

При больших углах управления выпрямитель с индуктивно-активной нагрузкой начинает восприниматься сетью как индуктивная нагрузка, то есть потребитель реактивной мощности. Известно, что значительное потребление реактивной мощности сопровождается ростом потерь в активном сопротивлении передающих линий. Одним из стандартных способов повышения коэффициента мощности потребителя электроэнергии ($\cos\phi$) является использование компенсирующих емкостей, включаемых параллельно с первичной (сетевой) обмоткой трансформатора. Однако их применение является достаточно дорогостоящим. Удобным является встречное включение вентиля параллельно индуктивно-активной нагрузке (так называемая «схема с нулевым вентилем»), рис. 70. В этом случае отрицательные участки выпрямленного напряжения срезаются вентилем. В промежутке времени между переходом напряжения через ноль и подачей управляющего импульса ток в цепи нагрузки замыкается в контуре L, R, D_0 . В данной схеме сдвиг фаз между током, потребляемым из сети, и на-

пряжением примерно в два раза меньше, чем в схеме без нулевого вентиля (на кривой тока сети I_c тонкой линией показана его основная гармоника) и без учета угла коммутации составляет величину $\alpha/2$.

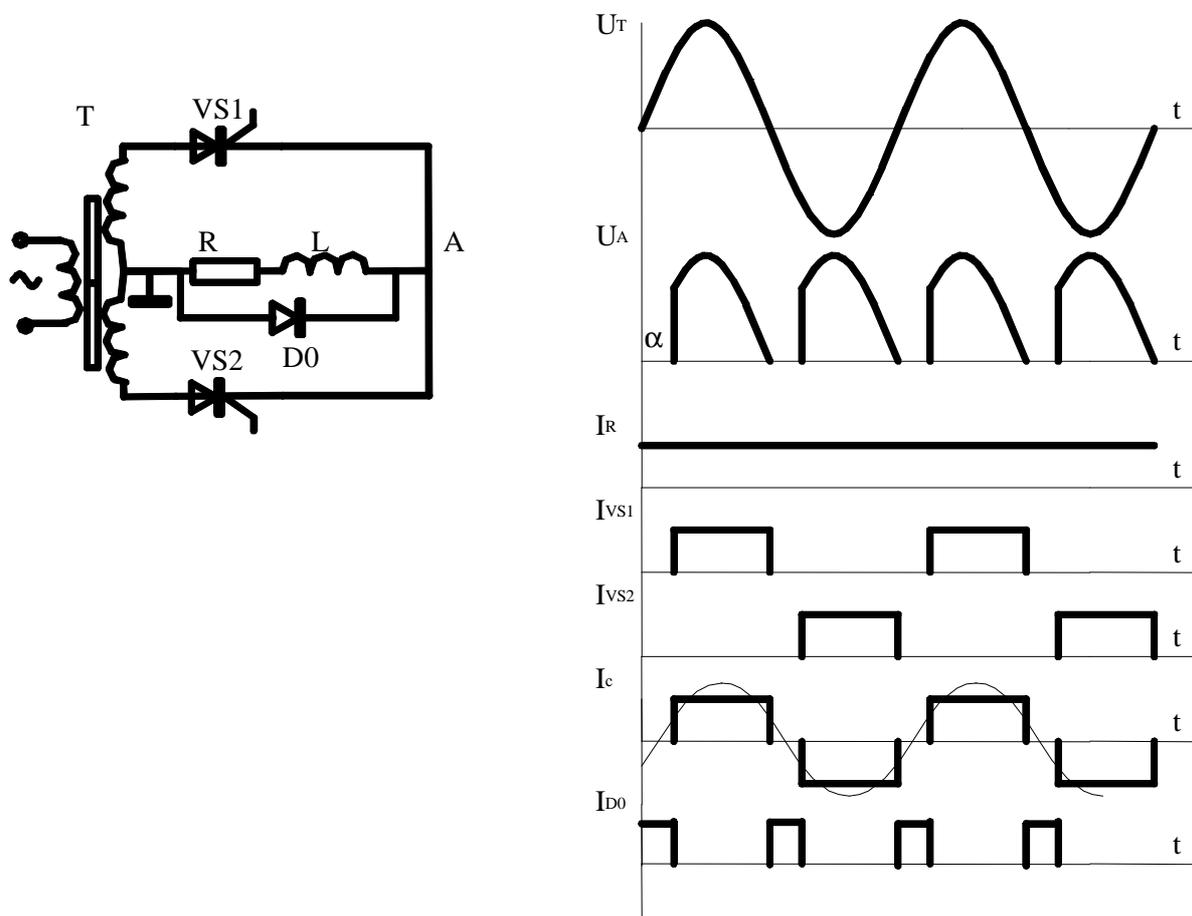


Рис.70. Управляемый выпрямитель с «нулевым вентилем»

Кроме того, данная схема позволяет обезопасить оборудование от перенапряжений в случае обрыва в питающей сети. Регулировочная характеристика выпрямителя в этом случае аналогична режиму активной нагрузки:

$$U_d = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Инверторы

Инверторами называются устройства, предназначенные для высокоэффективного преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного. В отличие от электронных генераторов, которые, как правило, имеют к.п.д. значительно меньше 100%, мощные инвер-

торы должны обеспечивать преобразование энергии практически без потерь.

Инверторы делятся на две группы по способу взаимодействия с потребителем энергии.

Инверторы, ведомые сетью

В энергетике типичной является ситуация, при которой в систему объединено большое количество производителей (генераторов) и потребителей энергии. При этом мощность единичного источника энергии значительно меньше суммарной мощности энергосистемы. Если энергия поставляется в энергосистему от источника постоянного напряжения с помощью инвертора, работа последнего должна синхронизироваться с режимом сети. Это означает, что ток, поступающий в сеть от инвертора, должен быть сдвинут на заданный угол по отношению к напряжению на его клеммах. Для того, чтобы активная мощность, передаваемая инвертором в сеть была максимальной, этот угол должен быть близок к 180 градусам.

Принцип использования тиристорного инвертора ведомого сетью заключается в переводе выпрямителя в инверторный режим путем увеличения угла управления до величин, превышающих 90 градусов.

Как было показано выше, при этом среднее значение выходного напряжения выпрямителя становится отрицательным (рис. 71). Протекание тока через индуктивность в этом случае возможно только при наличии в ее цепи источника энергии (э.д.с. E).

Величина тока, передаваемого инвертором в сеть, будет постоянной, если среднее значение напряжения выпрямителя U_d точно равно величине э.д.с. Это состояние поддерживается схемой, регулирующей угол управления. Для характеристики режимов работы инверторов используется так называемый угол опережения $\beta = \pi - \alpha$. Для вывода тока на рабочий режим необходимо провести предварительную стадию работы при которой $E > U_d$ и ток нарастает. Для этой стадии характерны меньшие углы управления (большие углы опереже-

ния), чем в установившемся режиме. Максимальная мощность передается инвертором в сеть при $\beta \rightarrow 0$.

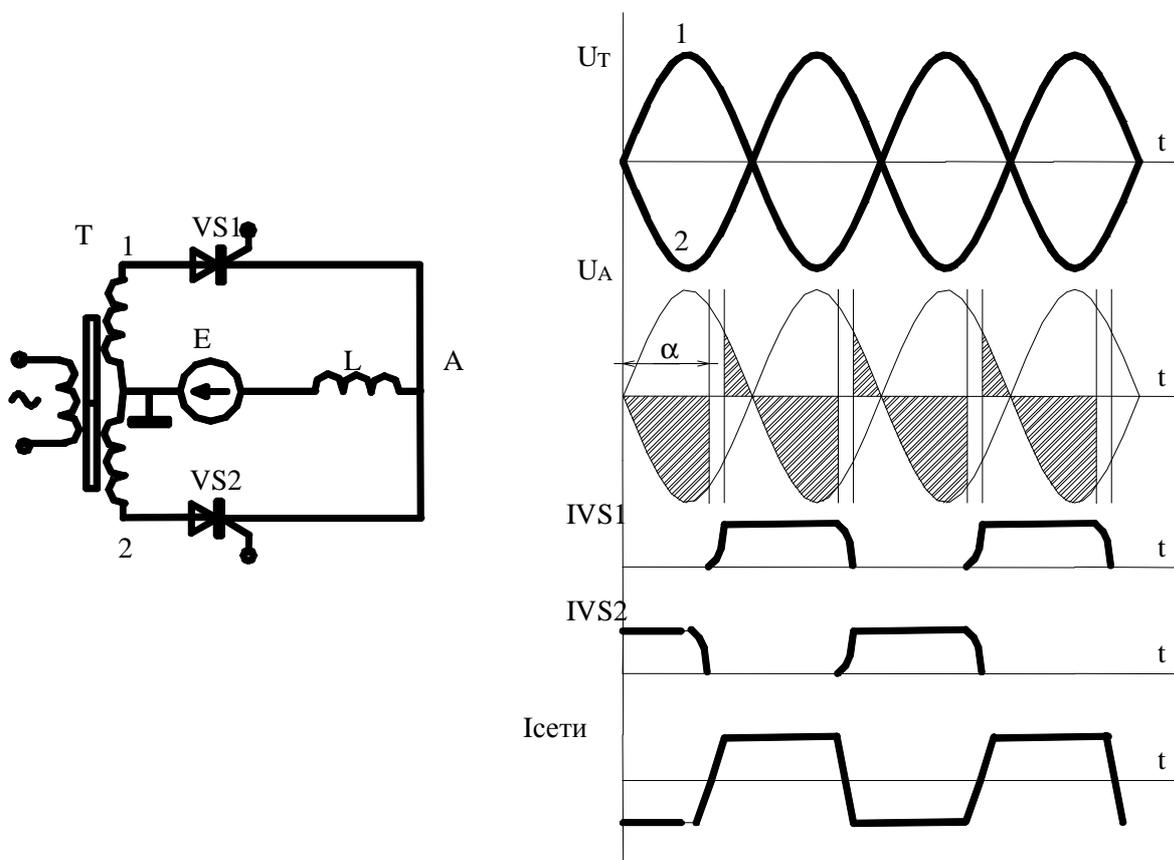


Рис. 71. Инвертор, ведомый сетью

При работе с малыми углами опережения и значительном токе инвертора следует учитывать наличие режима коммутации, аналогичного рассмотренному при анализе выпрямителя. С учетом инерционности вентиля, характеризуемой углом восстановления управляющих свойств δ , условие нормальной работы инвертора может быть записано как $\alpha + \gamma + \delta < \pi$. При нарушении этого условия развивается аварийный режим, называемый «опрокидыванием» инвертора.

ЛЕКЦИЯ 18

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Автономные инверторы предназначены для питания переменным напряжением локальной нагрузки, не включенной в систему

энергоснабжения. Частота переменного напряжения определяется инвертором. Форма напряжения может не быть синусоидальной, если же есть специальные требования к синусоидальности напряжения, могут применяться фильтры, выделяющие основную гармонику выходного напряжения инвертора.

Как правило, автономные инверторы выполняются со средней точкой, по мостовым и полумостовым схемам. Если в нагрузку включены реактивные элементы для приближения формы напряжения к синусоидальной, существенным становится способ подключения источника энергии к мосту. С этой точки зрения инверторы делятся на инверторы тока и напряжения.

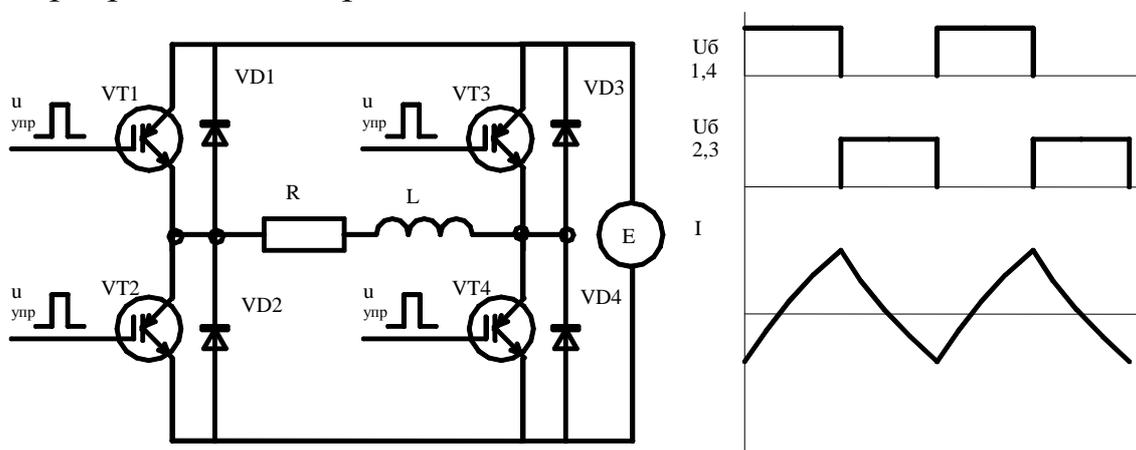


Рис. 72. Мостовой автономный инвертор напряжения и диаграммы, поясняющие его работу

В схеме инвертора напряжения (рис. 72) используется источник энергии с малым внутренним сопротивлением (емкость). Для сглаживания тока в нагрузке, последовательно с ней включается индуктивность, выбираемая из условия $L/R \approx T/2$.

Попеременное замыкание пар ключей VT1,VT4 и VT2,VT3 приводит к формированию на L-R цепи прямоугольных импульсов напряжения положительной и отрицательной полярности. Ток в нагрузке при этом имеет форму, близкую к треугольной, то есть, значительно менее обогащенную высшими гармоническими составляющими, чем выходное напряжение моста. Обычно в данной схеме емкости C1 и C2 выбираются из условия $RC \gg T$, $L/R \approx T/2$. Первое условие соот-

ветствует практически постоянному значению напряжения на конденсаторах. Соблюдение второго условия способствует выделению на активном сопротивлении нагрузки напряжения, удобного для дальнейшей трансформации.

Недостатком данной схемы является ее чувствительность к несинхронности переключения ключей. Если вторая пара ключей замкнется раньше, чем разомкнется первая, источник напряжения окажется в режиме, близком к режиму короткому замыканию (так называемый режим сквозного тока). Это может привести к перегрузке ключей по току и выходу их из строя. Если же вторая пара ключей замкнется позже, чем разомкнется первая, возникнет перенапряжение, связанное с обрывом тока в индуктивности. Данная проблема снимается при включении параллельно ключам диодов, встречно по направлению к источнику напряжения (оппозитные диоды). На рис. 72 в качестве ключей показаны так называемые IGBT – биполярные транзисторы с изолированным затвором, широко применяемые в силовой электронике наряду с полевыми транзисторами (MOSFET). Аналогичные схемы часто используются в источниках высокого напряжения. В этом случае нагрузкой мостового инвертора является первичная обмотка импульсного повышающего трансформатора, имеющего значительную индуктивность рассеяния. Это позволяет обойтись без включения дополнительной индуктивности L последовательно с нагрузкой.

В мостовом инверторе тока индуктивность значительной величины $L/R \gg T$ включается последовательно с источником энергии. Параллельно сопротивлению нагрузки включается емкость так, что $RC \approx T/2$. Сразу после переключения ключей большая часть тока ответвляется в емкость, формируя пологий фронт напряжения на нагрузке. В данной схеме вид осциллограммы тока в нагрузке аналогичен вышеприведенному для инвертора напряжения. Из-за невозможности прерывания тока в индуктивности L в инверторе тока нормальная работа схемы возможна только при полной синхронности работы пар ключей $K1K4$ и $K2K3$.

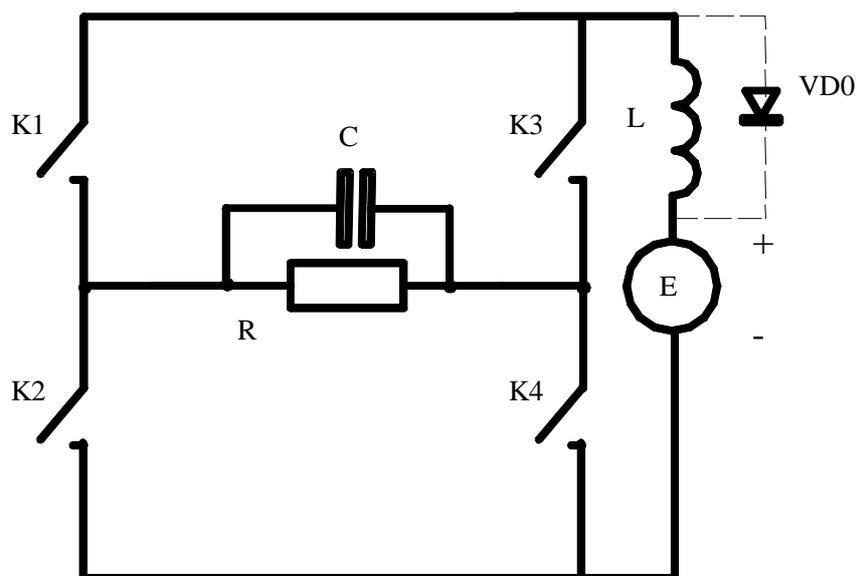


Рис. 73. Мостовой инвертор тока

Если параллельно индуктивности L включить диод, как показано на рис. 73 пунктирной линией, то возможно допустить запаздывание включения пар ключей, как в схеме инвертора напряжения с оппозитными диодами.

Если же в качестве ключей используются тиристоры, запираение пары ключей, находившихся в открытом состоянии, происходит автоматически после отпираания второй пары ключей.

Этому способствует накопление заряда емкости C . Например, если первоначально были открыты ключи $K1K4$, то за время их открытого состояния на емкости появляется напряжение, положительным полюсом приложенное к аноду $K2$ и отрицательным к катоду $K3$, подготавливая, таким образом, возможность их открывания. После подачи импульса управления на $K2K3$ вентили $K1$ и $K4$ оказываются под запирающими потенциалами и ток в них прекращается. Аналогичным образом происходит и обратное переключение с $K2K3$ на $K1K4$. В схемах инверторов при использовании обратных вентилей возможно регулирование действующей величины выходного напряжения за счет изменения длительности открытого состояния ключей. Достоинством инвертора тока является возможность использования в качестве управляющих элементов тиристоров, имеющих значительно

большую пропускную способность, чем транзисторы. Следовательно, их применение оправдано в инверторах большой мощности.

В заключение, приведем часто практически используемую схему полумостового инвертора напряжения (рис. 74).

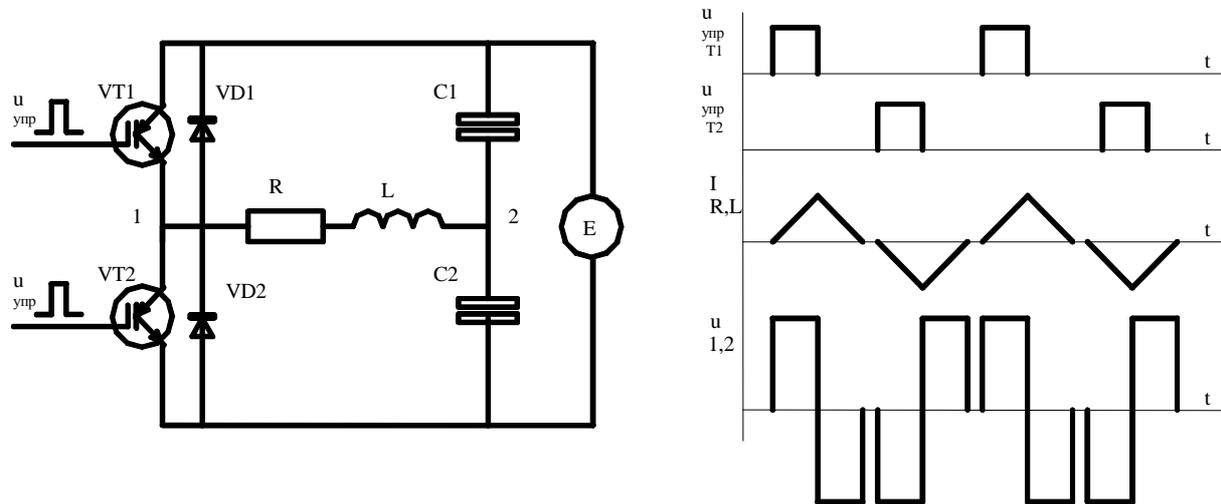


Рис.74. Схема полумостового инвертора напряжения и диаграммы, поясняющие его работу

После открывания транзистора VT1 к L-R цепи прикладывается напряжение конденсатора C1 и ток в нагрузке нарастает по закону, близкому к линейному. После снятия управляющего импульса и запираания транзистора ток в нагрузке продолжает протекать через C2 и VD2. Напряжение на емкости C2 содействует спаду тока в нагрузке, который прерывается после достижения нулевого значения. Изменение длительности фазы протекания тока приводит к изменению его амплитуды и формы, позволяя регулировать величину его действующего значения. Регулирование действующего значения тока в нагрузке путем изменения длительности открытого состояния ключей называется широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и широко применяется в преобразователях напряжения, использующих автономные инверторы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Автор понимает всю сложность задачи, поставленной перед студентами, изучающими данный курс, а именно – в течение одного семестра получить знания по огромной и динамично развивающейся в настоящее время отрасли знаний. Тем не менее, можно выразить надежду на то, что предшествующее данному курсу и сопровождающее его изучение теоретических основ электротехники в значительной мере способствует успеху. Кроме того, для тех, кто заинтересован в углубленном изучении предмета, можно порекомендовать обратиться к доступным и достаточно мощным демонстрационным версиям программ схемотехнического моделирования, например таких, как Orcad Student фирмы Cadence, Micro-Cap и др. На наш взгляд, получение опыта моделирования простейших электронных устройств с помощью программ данного класса является чрезвычайно полезным как для освоения данного курса, так для последующей инженерной деятельности. По вопросу освоения данных программ существует достаточно обширная литература, к которой мы и адресуем заинтересованных.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Адамьян Ю.Э., Михайлов Ю.А., Черняев И.В. / Информационно-измерительная техника и электроника: Лабораторный практикум СПбГТУ. СПб, 2001, 73с.
2. Алиев И.И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию. Феникс, 2004г.
3. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
4. Гомоюнов К.К. Транзисторные цепи. / СПб.:БХВ-Петербург, 2002, 240с.: ил.
5. Горбачев Г.Н.. Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. / Под ред. В. А. Лабунцова. Учебник для вузов. М.. Энергоатомиздат, 1988, 320с.
6. Забродин Ю.С. , Промышленная электроника. Учебник для вузов. /М, Высшая школа, 1982, 496с.
7. Изъюрова Г. И. , Кауфман М.С. / Приборы и устройства промышленной электроники. М., Высшая школа, 1975. 368с.
8. Разевиг В.Д. ORCAD 9.2 Солон-пресс, 528стр. 2003г.
9. Редди С. Р. Основы силовой электроники. – Техносфера, 288 стр. 2006 г.
10. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. ЛАЙТ ЛТД, М, 2000г.
11. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: простого к сложному. Солон-пресс, 416с. 2005г.