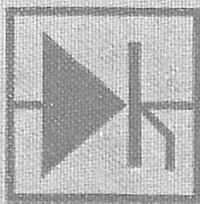


И.М.ЧИЖЕНКО, В.С.РУДЕНКО, В.И.СЕНЬКО



ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

хр

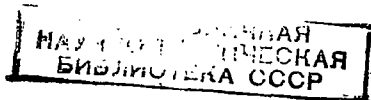
И. М. ЧИЖЕНКО, В. С. РУДЕНКО, В. И. СЕНЬКО

ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов вузов, обучающихся по специальности
«Промышленная электроника»



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1974



84
22474

6Ф0.3

Ч-59

УДК 621.314(075)

74-110948

Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И.

Ч-59 Основы преобразовательной техники. Учебн. пособие для специальности «Промышленная электроника» М., «Высш. школа», 1974.

430 с. с илл.

Книга посвящена анализу, расчету и описанию различных преобразовательных устройств. В ней рассмотрены основные характеристики и эксплуатационные особенности силовых элементов преобразователей — диодов, силовых транзисторов, тиристоров; изложена теория электромагнитных процессов в выпрямителях при различных видах нагрузки; дан анализ работы управляемых выпрямителей, электрических фильтров и стабилизаторов, рассмотрены электромагнитные процессы и методика расчета инверторов тока и напряжения на тиристорах и транзисторах.

Ч $\frac{3312-465}{001(01)-74}$ 126-74

6.Ф0.3

Рецензенты:

Кафедра промышленной электроники Новосибирского электротехнического института; доц. Г. А. Ривкин (Московский энергетический институт).

Решения XXIV съезда КПСС по основным социально-экономическим задачам девятой пятилетки направлены на повышение темпов развития социалистического производства и его эффективности, научно-технический прогресс и ускорение роста производительности труда. Для выполнения этих задач в пятилетнем плане развития народного хозяйства на 1971—1975 гг. предусматриваются создание качественно новых орудий труда, обновление и замена устаревшей техники, широкое внедрение средств автоматизации в производство и управление.

В свете этих задач еще большее развитие получит силовая полупроводниковая преобразовательная техника. Полупроводниковые преобразовательные устройства в отличие от механических и ртутных преобразователей имеют значительно лучшие энергетические характеристики и эксплуатационные показатели, что обусловило их применение во всех областях народного хозяйства.

В связи со все возрастающими масштабами производства силовых полупроводниковых вентилях и преобразовательных устройств возникла необходимость в подготовке специалистов по полупроводниковой преобразовательной технике. Одним из основных при подготовке таких специалистов является курс «Основы преобразовательной техники».

Предлагаемая книга составлена на основе лекций, читаемых авторами на протяжении ряда лет в Киевском политехническом институте в соответствии с программой курса «Основы преобразовательной техники», утвержденной Учебно-методическим управлением по вузам МВ и ССО СССР.

Авторы выражают искреннюю благодарность своим коллегам по работе Ю. Ф. Выдолобу, И. А. Курило, В. И. Сапрыкину, А. И. Денисову, А. П. Платонову, В. Ф. Басовскому и другим за содействие и помощь при подготовке рукописи к печати.

Особую благодарность авторы выражают рецензентам, сделавшим ряд ценных замечаний при просмотре рукописи: докт. техн. наук Г. В. Грабовецкому, канд. техн. наук Г. С. Зинзьеву, подготовившим отзыв, который был обсужден на кафедре промышленной электроники Новосибирского электротехнического института, и канд. техн. наук Г. А. Ривкину.

Авторы с благодарностью примут от читателей все замечания и пожелания по данной работе, которые просьба направлять по адресу: Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

Схемную электронику условно делят на два класса.

К первому классу относят электронные средства малой мощности, широко применяющиеся в системах автоматического управления и регулирования. Это различного рода усилители, генераторы и т. д. Назначение элементов первого класса — генерирование и преобразование электрических сигналов определенной формы и амплитуды, осуществляющих передачу информации. Для таких электронных цепей основными характеристиками являются амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики, условия устойчивости работы и т. д. Такие же показатели, как коэффициент полезного действия, коэффициент мощности, для них являются второстепенными, и их зачастую не учитывают.

Ко второму классу относят электронные средства, применяющиеся в различных системах и источниках электропитания. Электронные цепи второго класса служат для преобразования электрического тока и напряжения: переменного тока в постоянный, постоянного тока в переменный, переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты, низкого постоянного напряжения в высокое постоянное напряжение и др. К этому же классу относят электронные устройства, осуществляющие фильтрацию и стабилизацию тока и напряжения. Основными характеристиками электронных цепей второго класса являются коэффициент полезного действия, коэффициент мощности и другие электрические характеристики. Схемная электроника второго класса служит энергетическим целям, поэтому ее часто называют энергетической электроникой, а устройства этого класса — преобразователями электрического тока.

Анализ электромагнитных процессов в преобразователях электрического тока и разработка на этой основе методов расчета схем преобразователей являются главным содержанием курса основ преобразовательной техники.

Методика расчета преобразователей малой мощности несколько отлична от методики расчета преобразователей большой мощности, что объясняется специфическими особенностями этих устройств, но электромагнитные явления в них имеют один и тот же характер. Анализ электромагнитных процессов в преобразователях производится на основе методов анализа нелинейных и в большинстве случаев линейных электрических цепей.

Следует отметить, что в настоящее время широко применяются преобразователи с регулированием и стабилизацией напряжения, частоты, тока. При этом регулирование и стабилизация режима питания предполагают наличие устройств, автоматически поддерживающих заданную величину тока, напряжения или частоты при изменении внешних условий.

В электропитающих устройствах предусматриваются также средства, выполняющие вспомогательные операции: пуск, защиту, коммутацию и т. д.

Существующие типы преобразователей электрического тока (напряжения) могут быть представлены в виде двух структурных схем, показанных на рис. В.1, В.2.

На рис. В.1 изображена замкнутая система преобразования и автоматического регулирования постоянного напряжения.

В этой системе напряжение источника переменного напряжения *ИПРН* с помощью выпрямителя *В* преобразуется в пульсирующее напряжение одного знака, которое затем сглаживается фильтром *Ф* до приемлемого для нагрузки *Н* уровня.

Цепь обратной связи, состоящая из автоматического регулятора *АР* и системы управления *СУ*, может осуществлять либо стабилизацию, либо автоматическое регулирование напряжения на нагрузке

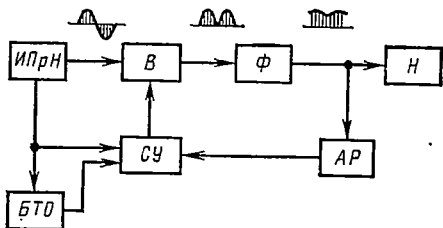


Рис. В.1. Структурная схема замкнутой системы преобразования переменного напряжения в постоянное

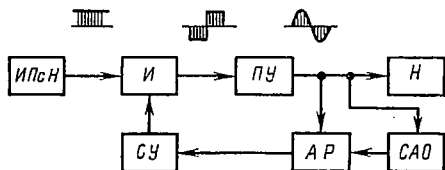


Рис. В.2. Структурная схема замкнутой системы преобразования постоянного напряжения в переменное

согласно программе, которая заложена в программное устройство автоматического регулятора.

Для ограничения токов короткого замыкания при аварийных режимах работы выпрямителя в схеме предусмотрен блок токовой отсечки *БТО*, который через систему управления ограничивает ток выпрямителя до безопасного уровня.

На рис. В.2 представлена замкнутая система преобразования и автоматического регулирования переменного напряжения. Система осуществляет преобразование постоянного напряжения от источника *ИПсН* с помощью инвертора *И* в переменное напряжение, которое через промежуточное устройство *ПУ* затем подводится к нагрузке *Н*. Промежуточное устройство согласует инвертор с нагрузкой; оно включает в себя фильтры по переменному току, компенсаторы, а также элементы, обеспечивающие устойчивую работу инвертора при изменении нагрузки, выходной частоты и напряжения.

Обратная связь осуществляется автоматическим регулятором *АР* и системой управления *СУ*, в которую входит генератор управляющих импульсов, преобразователь фаз и генератор задающей частоты. В схеме имеется также система аварийного отключения *САО*, с помощью которой производится отключение инвертора при аварийных режимах работы.

На основе описанных структурных схем могут быть построены системы преобразования электрического тока без цепей обратной связи (например, разомкнутая система преобразования и регулирования постоянного напряжения, представленная на рис. В.3, где C — стабилизатор), а также более сложные преобразователи, осуществляющие преобразование постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня, преобразование переменного напряжения одной частоты в переменное напряжение другой частоты и т. д. Таким образом, современный преобразователь электрического тока представляет собой самостоятельный, часто довольно сложный агрегат, где широко используются электронные устройства как большой, так и малой мощности.

В курсе «Основы преобразовательной техники» основное внимание уделяется анализу электромагнитных процессов таких устройств, как выпрямители, регуляторы, электрические фильтры, стабилизаторы, инверторы и др. Системы электропитания в целом как замкнутые или разомкнутые системы автоматического регулирования рассматриваются в специальном курсе.

Бурное развитие полупроводниковых приборов, в частности, силовых транзисторов и управляемых кремниевых вентилей — тиристоров, имеющих значительно лучшие технико-экономические показатели по сравнению с ионными вентилями, способствует созданию новых схем и систем электропитания.

Новые силовые полупроводниковые приборы широко используются как элементы электропитающих устройств радиоэлектронной аппаратуры небольшой мощности, а также в электротехнических устройствах большой мощности, осуществляющих генерирование, распределение и потребление электрической энергии. Таким образом, силовые полупроводниковые приборы стали одним из связующих звеньев между устройствами, применяемыми в электротехнике и радиоэлектронике.

Появление мощных полупроводниковых приборов оказало влияние на все отрасли электротехнической промышленности и на многие области, где электроника прежде не принималась во внимание (освещение, нагревание и вентиляция, бытовые приборы, системы управления автомобилем, станки и т. д.).

Использование мощных полупроводниковых приборов в устройствах регулирования мощности позволило значительно увеличить их быстродействие, улучшить удельные характеристики (уменьшить размеры и вес), сократить расходы на обслуживание, увеличить срок службы и надежность и т. д.

Разработка новых полупроводниковых преобразователей во многом определяется успехами в развитии силовых полупроводниковых приборов.

В современных условиях развитие силовых полупроводниковых приборов складывается в основном из двух направлений: а) совершен-

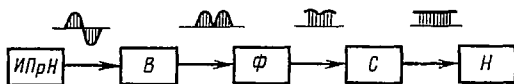


Рис. В.3. Структурная схема разомкнутой системы преобразования переменного напряжения в постоянное

ствование технологических способов изготовления приборов с целью улучшения их технико-экономических и эксплуатационных показателей; б) разработка принципиально новых приборов. Особое внимание уделяется разработке и совершенствованию мощных приборов, работающих как переключатели электрического тока (тиристоры, силовые транзисторы). Такие приборы при незначительных внутренних потерях могут управлять огромными мощностями, подводимыми к нагрузке, что открывает широкие перспективы для их применения в различных областях техники, где требуется высокоэффективное регулирование режимов работы потребителя.

В нашей стране разработаны и внедрены в производство неуправляемые кремниевые вентили на средние токи до 500 *a* и обратные напряжения до 2 *кв*, освоен выпуск тиристоров на средний ток до 300 *a* и напряжение переключения до 1,5 *кв*. Разработаны и выпускаются симметричные тиристоры на ток 150 *a*. Перспективны разработки новых высокочастотных вентиляей (как управляемых, так и неуправляемых) с контролируемым лавинообразованием. Такие приборы отличаются надежностью работы в различного рода преобразовательных установках с повышенной рабочей частотой (преобразователи частоты, инверторы) и высокими уровнями перенапряжения (электрическая тяга, высоковольтные преобразователи).

В результате совершенствования силовых полупроводниковых приборов непрерывно улучшаются такие их параметры, как средний ток, напряжение переключения, время включения, скорость нарастания прямого напряжения $\frac{du}{dt}$, допустимая скорость возрастания прямого тока $\frac{di}{dt}$, диапазон допустимых рабочих температур; улучшаются частотные свойства этих приборов, совершенствуются методы теплоотвода с *p-n*-переходов и т. д.

В последние годы в СССР и за рубежом проводятся работы по созданию силового вентиля с полной управляемостью, т. е. вентиля, в котором можно управлять по управляющему электроду моментом открывания и запираения под нагрузкой. В отечественной промышленности разработан и осваивается выпуск полностью управляемых тиристоров на средние значения анодного тока до 10 *a* и рабочие напряжения до 200—300 *в*. Это кремниевые четырехслойные структуры, у которых запираение осуществляется специальным мощным управляющим импульсом тока. Коэффициент усиления по запираению таких тиристоров недостаточно высок.

Перспективны разработки новых мощных транзисторов, нашедших применение в низковольтных автономных инверторах. В таких схемах при постоянном напряжении источников питания до 12—24 *в* транзистор экономически выгоднее тиристора, так как, работая в режиме переключения мощности, он обладает очень малым падением напряжения. Но с ростом питающего постоянного напряжения к. п. д. транзисторных инверторов падает и преимущества транзисторов теряются. Кроме того, транзисторы с более высоким напряжением имеют более низкий коэффициент усиления по току.

В мощных преобразовательных устройствах тиристоры являются основными приборами, и транзисторы не могут с ними конкурировать.

Промышленностью разрабатываются миниатюрные блоки, представляющие собой полупроводниковые приборы, выполняющие функции преобразователей определенного назначения; разрабатываются также интегральные твердые схемы на основе кремния для преобразователей специального назначения.

Не следует сбрасывать со счетов и совершенствование селеновых приборов, применение которых во многих случаях (особенно для бытовых электротехнических и радиоэлектронных устройств) оправдывает себя (простота, экономическая целесообразность и т. д.).

Силовые полупроводниковые преобразовательные устройства выпускаются на малые, средние и большие мощности. Поэтому они могут использоваться во всех областях народного хозяйства: для электролиза на химических и алюминиевых предприятиях, для тяговых подстанций, для электрифицированного железнодорожного транспорта, для регулируемого электропривода, в том числе электропривода прокатных станов, для средств связи, для питания различного рода подъемников, лифтов, магнитных кранов, для подземного шахтного оборудования, возбuditелей синхронных машин, в бортовых системах электропитания различного назначения (преобразователи малой мощности), в устройствах автоматизации, а также в системах автоматического управления. Среди разнообразных требований, предъявляемых к преобразователям, общими являются обеспечение максимальных к. п. д. и коэффициента мощности отдельных узлов и элементов, а также максимальной надежности и устойчивости.

Полупроводниковые преобразователи наиболее качественно удовлетворяют перечисленным требованиям. Они отличаются малыми габаритами и весом. Так, на один киловатт преобразованной мощности приходится вес оборудования электромашинного агрегата в 15—30 кг, ионного — в 2—5 кг, а полупроводникового в 1—2 кг (цифры приведены без учета питающего трансформатора).

Полупроводниковые преобразователи потребляют очень малую мощность управления, их коэффициент усиления превышает 100 000. Они почти безынерционны. Отсутствие контактов, подвижных и вращающихся частей, возможная универсальность создания отдельных блоков преобразователей, постоянная готовность к работе и другие особенности открыли широкую возможность их применения.

Благодаря специфическим свойствам полупроводниковых вентилях разработаны и разрабатываются совершенно новые типы преобразователей. К ним относятся выпрямители, в которых в одном блоке объединены и трансформатор и преобразователь. Такие выпрямители экономически выгодны, так как не требуют специальных помещений, могут эксплуатироваться на открытых площадках, не нуждаются в соединительных шинах, имеют единую масляную систему охлаждения. Мощность одного такого преобразователя может быть огромной (десятки мегаватт).

Перспективными являются импульсные преобразователи постоянного напряжения на тиристорах. Такие преобразователи на средние

и большие мощности могут применяться в электрифицированном городском и железнодорожном транспорте постоянного тока вместо регулировочных и пусковых реостатов, так как их к. п. д. очень высок.

Импульсные преобразователи на тиристорах могут быть использованы для автоматизации различных режимов работы механизмов и машин (например, автоматическое поддержание постоянной скорости независимо от нагрузки двигателей постоянного тока).

Для алюминиевой и химической промышленности, являющихся очень энергоемкими потребителями, изготавливаются комплектные преобразовательные агрегаты на полупроводниковых вентилях. Мощность таких комплектов, отличающихся высокой надежностью, достигает сотен мегаватт.

Широкие возможности открываются при использовании полупроводниковых преобразователей для электрификации железных дорог. В нашей стране разрабатываются различные типы таких преобразователей. Особый интерес представляют преобразователи на тиристорах для электровозов переменного тока. Они могут работать как в выпрямительном, так и в инверторном режимах, что позволяет использовать энергию инерционных масс движущегося поезда при торможении, а это особенно важно при высоких скоростях поездов. Энергия инерционных масс преобразуется в электрическую энергию переменного тока и опять возвращается в сеть.

Полупроводниковые преобразователи управляются дистанционно, поэтому при электрификации железных дорог на постоянном токе возможно создание полностью автоматизированных больших участков таких дорог с центральным пультом управления всеми преобразовательными подстанциями, находящимися вдоль электрифицированной линии.

В настоящее время широкое развитие получили автономные системы электропитания сравнительно небольшой мощности, использующие в качестве преобразователей полупроводниковые силовые приборы. Их развитие идет в основном в направлении создания миниатюрных источников с высокими удельными характеристиками. В таких устройствах предусматривается максимальное совмещение функций в отдельных блоках системы, что сокращает число функциональных блоков и элементов.

Дальнейшее совершенствование полупроводниковых вентиляей, а также оптимальное сочетание динамических параметров вентиляей с электрическими режимами преобразователя при его проектировании, использование эффективных методов исследования преобразователей будут способствовать разработке преобразовательных устройств с высокими технико-экономическими показателями.

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ. ОСНОВНЫЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ

§ 1.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ *p-n*-ПЕРЕХОДА

При введении в полупроводниковый кристалл примесных атомов его проводимость резко возрастает. В зависимости от характера примеси (донорная или акцепторная) полупроводник приобретает электронную или дырочную проводимость.

Если в полупроводниковой пластине создать два слоя: один с электронной, а второй с дырочной проводимостью, то между ними образуется электронно-дырочный переход, характеризующийся вентильными свойствами.

Так как концентрация электронов в *n*-области намного больше концентрации электронов в *p*-области, то образующийся значительный градиент концентрации способствует диффузии электронов в *p*-область. По аналогичной причине происходит диффузия дырок в *n*-область. В результате на границе раздела слоев *p* и *n* образуются обедненные основными носителями.

Нескомпенсированные положительные донорные ионы в *n*-области у границы перехода и нескомпенсированные отрицательные акцепторные ионы в *p*-области у границы раздела образуют дипольный слой с электрическим полем, направленным от *n*- к *p*-области.

Создаваемый этим полем скачок потенциала (потенциальный барьер) препятствует свободной диффузии основных носителей и приводит к повышению дрейфового тока неосновных носителей (т. е. электронов из *p*-области в *n*-область и дырок из *n*-области в *p*-область).

В результате устанавливается динамическое равновесие между *p*- и *n*-областями, при котором область около перехода обеднена основными носителями и образуются устойчивые слои объемного заряда. Общий ток через *p-n*-переход в этом случае равен нулю.

Так как область объемного заряда обеднена основными носителями, ее сопротивление намного больше сопротивления любой другой области монокристалла полупроводника. Это означает, что в случае приложения внешнего напряжения к монокристаллу с *p-n*-переходом большее падение напряжения будет приходиться на области объемного заряда.

Если *p-n*-переход включен в прямом направлении (рис. 1.1, а), то при этом потенциальный барьер между *p*- и *n*-областями снижается и ток через *p-n*-переход резко возрастает. При обратном включении (рис. 1.1, б) потенциальный барьер повышается и через прибор протекает ток, на несколько порядков меньший, чем при прямом включении.

Этот ток часто называют обратным, или тепловым, током p - n -перехода. Величина обратного тока существенно зависит от температуры окружающей среды.

Описанным свойствам p - n -перехода соответствует вольтамперная характеристика, приведенная на рис. 1.2.

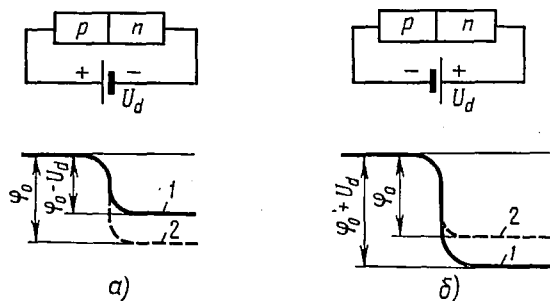


Рис. 1.1. Потенциальные барьеры на p - n -переходе при прямом (а) и обратном (б) включении:

1 — при включении напряжения U_d ; 2 — без приложения напряжения U_d

Прямая ветвь используется для определения номинальной величины прямого тока, а также для определения потерь в диоде.

Одним из факторов, ограничивающих величину прямого тока через диод, является допустимое с точки зрения к. п. д. падение напряжения в прямом направлении. Другим, более существенным фактором

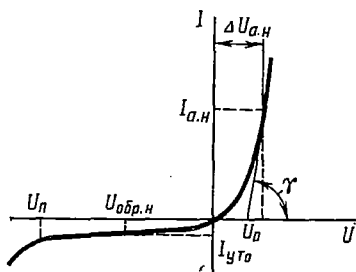


Рис. 1.2. Вольтамперная характеристика полупроводникового диода

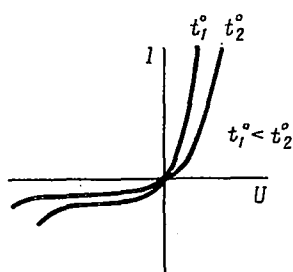


Рис. 1.3. Влияние температуры окружающей среды на вольтамперную характеристику полупроводникового диода

является нагрев полупроводникового монокристалла, его максимально допустимая температура. На рис. 1.3 показано влияние температуры на вольтамперную характеристику диода (на рисунке вместо $t_1^{\circ} < t_2^{\circ}$ должно быть $t_1^{\circ} > t_2^{\circ}$).

По обратной ветви определяют вентиляющую прочность диода, так как максимальное обратное напряжение, которое можно прикладывать к вентилю, ограничено пробивным напряжением.

По вольтамперной характеристике полупроводникового диода можно определить следующие статические параметры:

1) номинальный (прямой) ток $I_{a, n}$ — среднее значение тока, проходящего через открытый диод и обеспечивающего допустимый его нагрев при номинальных условиях охлаждения;

2) номинальное (прямое) падение напряжения $\Delta U_{a, n}$ — среднее значение падения напряжения при номинальном токе $I_{a, n}$; этот параметр используется для подбора параллельно включаемых диодов;

3) номинальное (обратное) напряжение $U_{обр, n}$ — допустимое рабочее напряжение диода; его значение для выпускаемых отечественной промышленностью приборов составляет $0,5 U_n$ (для диодов) и $0,6 U_n$ (для тиристоров); этот параметр используется для подбора последовательно включаемых диодов;

4) напряжение загиба обратной ветви вольтамперной характеристики U_n ; параметр U_n соответствует пробивному напряжению, после превышения которого значительно ускоряется рост обратного тока и происходит пробой диода;

5) пороговое напряжение (напряжение отсечки) U_0 , определяемое точкой пересечения линейной части прямой вольтамперной характеристики с осью напряжений;

6) дифференциальное сопротивление R_d , которое выражает наклон прямой ветви в ее линейной части ($R_d \equiv \text{ctg } \gamma$);

7) обратный ток утечки $I_{y, то}$, характеризующий вентиляльные свойства диода; параметр $I_{y, то}$ определяет потери в диоде в обратном направлении.

§ 1.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНЗИСТОРА

Транзистор создается в одном монокристалле путем введения акцепторных или донорных примесей; в зависимости от типа проводимости исходного материала получаем транзистор $p-n-p$ - или $n-p-n$ -типа.

Рассмотрим принцип действия транзистора, считая, что концентрация примесей в базе одинакова, т. е. в базе отсутствует внутреннее электрическое поле.

При отсутствии внешнего поля высота потенциальных барьеров у обоих $p-n$ -переходов одинакова (при равной концентрации примесей в коллекторе и эмиттере, рис. 1.4, а), электрическое поле в базе отсутствует. В случае включения транзистора во внешнюю цепь с полярностью, указанной на рис. 1.4, б, потенциальный барьер эмиттерного перехода снижается, а коллекторного возрастает, что обусловлено соответствующим смещением $p-n$ -переходов. При этом резко возрастает инжекция дырок через эмиттерный переход, и их концентрация в базе у эмиттерного перехода увеличивается. В результате дырки начинают диффундировать через базу к коллекторному переходу. Поскольку поле коллекторного перехода является для дырок ускоряющим, они вытягиваются в область коллектора, создавая ток на выходе прибора.

Часть дырочного тока рекомбинирует с электронами в базе, вызывая движение электронов в базу через базовый контакт от внешнего источника (ток базы).

Доля электронной составляющей в эмиттерном токе будет незначительна вследствие того, что концентрация электронов в базе намного ниже концентрации дырок в эмиттере.

Аналогично для типа $n-p-n$ ток через прибор будет в основном обусловлен движением электронов.

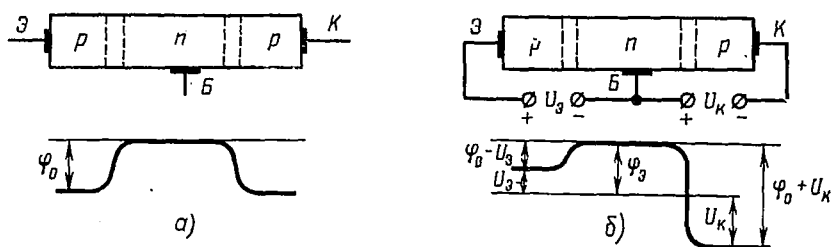


Рис. 1.4. Потенциальные диаграммы в транзисторе типа $p-n-p$ при отсутствии (а) и наличии (б) внешнего поля

Уравнение для токов транзистора в установившемся режиме имеет вид

$$I_э = I_к + I_б. \quad (1.1)$$

Связь между током эмиттера и коллектора осуществляется с помощью коэффициента передачи тока

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э}, \quad (1.2)$$

который показывает, какая часть полного тока через эмиттерный переход достигает коллектора.

Коэффициент передачи α определяется коэффициентом инжекции γ и коэффициентом переноса носителей через базу β :

$$\alpha = \gamma\beta. \quad (1.3)$$

При исследовании работы многослойных структур очень важным является изучение механизма управления коэффициентами передачи α , так как изменяя параметр α , можно получить приборы с совершенно различными свойствами.

§ 1.3. РАБОТА ТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

Силовые транзисторы в преобразовательных устройствах в основном работают в режиме переключений (ключевом режиме).

В зависимости от того, какой из трех электродов транзистора является общим для входной и выходной цепей, различают три схемы включения транзистора: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором.

В каждой из схем включения смежными режимами транзистора с активным режимом, когда он работает как усилитель сигнала, являются режим отсечки и режим насыщения.

Режим отсечки транзистора наступает с появлением в управляющей цепи запирающего сигнала, по величине достаточного, чтобы полностью закрыть транзистор. В выходной цепи при этом протекает неуправляемый ток очень малой величины, а сопротивление транзистора велико.

Режим насыщения транзистора наступает при избыточном отпирающем сигнале в цепи управления. При этом сопротивление выходной цепи транзистора уменьшается до весьма малой величины, а ток выходной цепи определяется в основном величиной сопротивления нагрузки.

Режим работы транзистора, при котором он может длительное время находиться в режиме отсечки или насыщения, называют режимом переключений.

В каждой из трех схем включения транзистор может работать в режиме переключений. При включении по схеме с общей базой коэффициент передачи транзистора по току меньше единицы, поэтому ток выходной цепи должен быть больше тока выходной цепи.

При включении транзистора по схеме с общим коллектором коэффициент передачи напряжения меньше единицы.

Включение транзистора по схеме с общим эмиттером нашло наиболее широкое применение, так как коэффициенты передачи тока и напряжению в этой схеме намного больше единицы, а следовательно, и коэффициент передачи мощности имеет наибольшее значение.

Рассмотрим более подробно режим переключений для схемы с общим эмиттером.

На рис. 1.5, а изображены выходные характеристики транзистора типа *p-n-p*, включенного по схеме с общим эмиттером. Режим отсечки транзистора соответствует положению точки *Б*. При этом почти все напряжение питания приложено между коллектором и эмиттером транзистора. В выходной цепи протекает ток малой величины, который в первом приближении равен обратному току коллекторного перехода $I_{к0}$. Потенциал базы (рис. 1.5, б) положителен по отношению к эмиттеру и коллектору. Статические потери в транзисторе в режиме отсечки малы

$$P_{отс} = \Delta U'_{эк} I_{к0}. \quad (1.4)$$

Режим насыщения транзистора соответствует положению точки *А* на выходных характеристиках. Сопротивление транзистора мало, и только небольшая часть напряжения источника питания приложена к транзистору. В выходной цепи протекает ток, определяемый величиной сопротивления нагрузки. Потенциал базы отрицателен по отношению к эмиттеру и коллектору (рис. 1.5, в).

Минимальный ток базы, необходимый для вывода транзистора в режим насыщения,

$$I_{б\min} = \frac{I_{к}}{\beta}, \quad (1.5)$$

где I_K — ток коллектора;
 B — статический коэффициент передачи транзистора в схеме с общим эмиттером на границе режима насыщения (граница режима насыщения характеризуется нулевым значением напряжения $U_{кб}$).

Статический коэффициент передачи транзистора зависит от величины тока коллектора. Для большинства транзисторов коэффициент B максимален при токе $5 \div 20\%$ от предельно допустимой величины

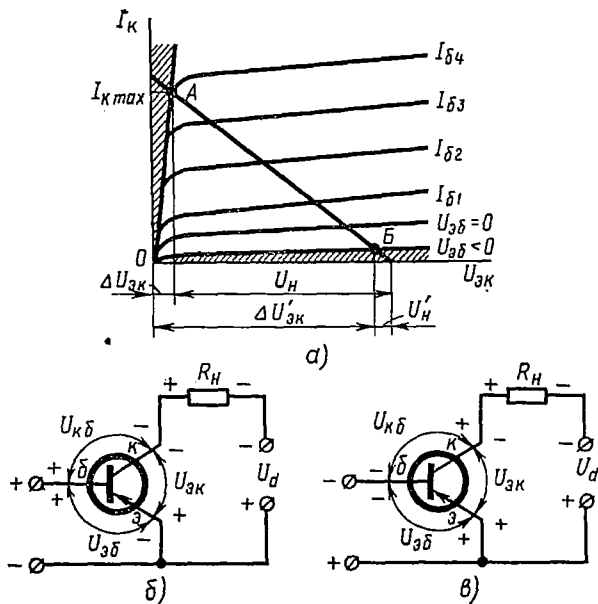


Рис. 1.5. Включение триода по схеме с общим эмиттером:

а — выходные характеристики; б — режим отсечки; в — режим насыщения

и уменьшается с возрастанием тока коллектора. Зависимость $B = f(I_K)$ для транзисторов типа П217 приведена на рис. 1.6, а.

На практике ток базы выбирают в несколько раз больше необходимого минимального значения $I_{Бmin}$. Отношение данного тока базы $I_Б$ к току базы на границе режима насыщения $I_{Бmin}$ принято называть коэффициентом насыщения:

$$\delta = \frac{I_Б}{I_{Бmin}}. \quad (1.6)$$

От коэффициента насыщения зависит величина падения напряжения $\Delta U_{Эк}$ на транзисторе в режиме насыщения. На рис. 1.6, б приведена зависимость $\Delta U_{Эк} = f(\delta)$ для транзисторов типа П210. Для большинства транзисторов в открытом состоянии минимальное падение напряжения будет при $\delta = 2 \div 7$.

Статические потери в транзисторе в режиме насыщения определяются как

$$P_{\text{нас}} = \Delta U_{\text{ЭК}} I_{\text{К}}. \quad (1.7)$$

Переход транзистора из режима насыщения в режим отсечки и обратно связан с кратковременным пребыванием его в активной области. При этом в транзисторе за один цикл переключения в интервалы включения и запираания выделяется значительная энергия, получившая название потерь переключения. Примем допущение, что процесс переключения является линейным и что время включения равно времени выключения. Тогда для энергии, теряемой при переключении, можно записать

$$W_{\text{пер}} = 2 \int_0^{t_{\phi}} u_{\text{К}}(t) i_{\text{К}}(t) dt, \quad (1.8)$$

где t_{ϕ} — длительность фронта переключения;

$$U_{\text{К}}(t) = U_{\text{а}} \left(1 - \frac{t}{t_{\phi}} \right); \quad i_{\text{К}}(t) = I_{\text{К}} \frac{t}{t_{\phi}}.$$

Подставив значения $U_{\text{К}}(t)$ и $i_{\text{К}}(t)$ и проинтегрировав, получим

$$W_{\text{пер}} = \frac{U_{\text{а}} I_{\text{К}} t_{\phi}}{3}. \quad (1.9)$$

Обозначим максимальную мощность нагрузки $P_{\text{н}} = U_{\text{а}} I_{\text{К}}$. При переключении с частотой f потери мощности транзистора будут равны

$$P_{\text{пер}} = \frac{P_{\text{н}} t_{\phi}}{3} f. \quad (1.10)$$

Кроме рассмотренных потерь в транзисторе имеются потери, связанные с управлением. Это потери в цепи базы в области отсечки, насыщения и активной области.

§ 1.4. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТИРИСТОРА

Тиристоры — это приборы, обладающие двумя устойчивыми состояниями равновесия: состоянием с низкой проводимостью и состоянием с высокой проводимостью. Переход из одного состояния равновесия в другое обусловлен действием внешних факторов: напряжения, света, температуры и др.

На рис. 1.7 показана структура простейшего тиристора.

Вначале рассмотрим прибор, к которому не приложено внешнее напряжение. Вследствие различия концентрации основных носителей

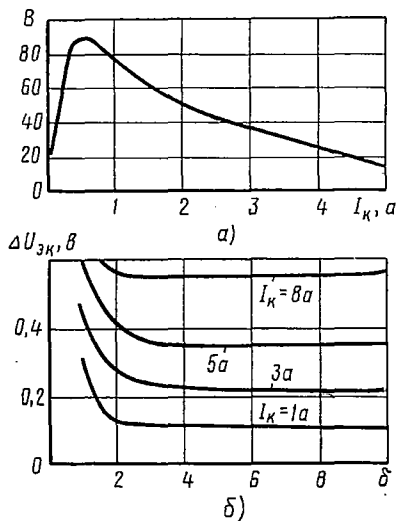


Рис. 1.6. Зависимости:

а — статического коэффициента передачи B от тока коллектора $I_{\text{К}}$; б — падения напряжения на транзисторе в режиме насыщения $\Delta u_{\text{ЭК}}$ от глубины насыщения δ .

в p - и n -областях, образующих электронно-дырочные переходы, через каждый p - n -переход будет протекать ток диффузии. Возникшие при этом объемные электрические заряды создадут поля, препятствующие свободной диффузии основных носителей и вызывающие токи неосновных носителей (токи дрейфа). В результате на каждом переходе установится состояние термодинамического равновесия и суммарный ток через каждый переход и через весь прибор будет равен нулю.

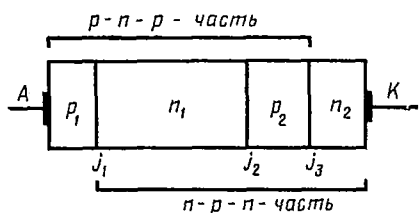


Рис. 1.7. Четырехслойная p - n - p - n -структура

Если между анодом (A) и катодом (K) прибора приложить небольшое положительное напряжение, то крайние переходы j_1 и j_3 окажутся смещенными в прямом направлении, а центральный переход j_2 — в обратном направлении.

Под действием внешнего поля начнется движение электронов из n -базы к аноду и дырок из p -базы к катоду, в результате чего потенциалы переходов j_1 и j_3 понижаются, что приводит к увеличению инжекции носителей в базы прибора. Через структуру будет протекать небольшой ток, обусловленный инжекцией крайних переходов и тепловой инерцией носителей в базах прибора и в обратном смещенном крайнем переходе. На рис. 1.8 показано движение носителей в четырехслойной структуре.

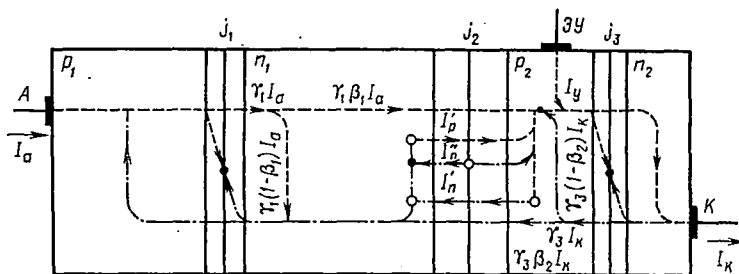


Рис. 1.8. Движение носителей в тиристоре, находящемся в закрытом состоянии, при смещении в прямом направлении

Часть тока, обусловленную инжекцией дырок переходом j_1 , обозначим через $\gamma_1 I_a$ (γ_1 — коэффициент инжекции перехода j_1). Следовательно, остальная часть тока $(1 - \gamma_1) I_a$ состоит из потока электронов, текущих из n -базы в область объемного отрицательного заряда перехода j_1 . Дырки, движущиеся в n -базе, будут частично рекомбинировать с электронами, и перехода j_2 достигнет определенное число их, обусловленное коэффициентом инжекции через базовую область $\gamma_1 \beta_1 I_a$.

Если учесть наличие процесса генерации дырок в n -базе и в слое объемного заряда, то общий дырочный ток (I_n), втекающий в p -базу

вследствие воздействия слоя объемного заряда перехода j_2 , можно представить в виде

$$I_d = \alpha_1 I_a + I'_p + I''_p, \quad (1.11)$$

где $\alpha_1 = \beta_1 \gamma_1$ — коэффициент передачи дырочного тока через n -базу; I'_p и I''_p — соответственно дырочные токи, обусловленные тепловой генерацией в n -базе и в слое объемного заряда перехода j_2 .

Для потока электронов, достигающих слоя объемного отрицательного заряда перехода j_2 , по аналогии можно записать

$$I_s = \alpha_2 I_k + I'_s, \quad (1.12)$$

где $\alpha_2 = \beta_2 \gamma_2$ — коэффициент передачи электронного тока через p -базу; I'_s — электронный ток, обусловленный тепловой генерацией в p -базе.

Полный ток на границе перехода j_2 со стороны p -базы равен

$$I = I_d + I_s. \quad (1.13)$$

Обозначив ток, обусловленный тепловой генерацией,

$$I_{к0} = I'_d + I''_d + I'_s$$

и подставляя выражения (1.11) и (1.12) в выражение (1.13), получим

$$I = \alpha_1 I_a + \alpha_2 I_k + I_{к0}.$$

Для двухэлектродного включения

$$I = I_a = I_k.$$

Следовательно,

$$I = \frac{I_{к0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.14)$$

При наличии тока управления

$$I_k = I_a + I_y,$$

и полный ток через прибор

$$I = \frac{\alpha_2 I_y + I_{к0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.15)$$

Прибор будет находиться в состоянии низкой проводимости до тех пор, пока сумма коэффициентов $\alpha_1 + \alpha_2$ значительно меньше единицы и $I \approx I_{к0}$.

Известно, что коэффициенты α_1 и α_2 изменяются в зависимости от изменения тока, протекающего через прибор. Следовательно, с увеличением тока управления, температуры или приложенного напряжения ток, протекающий через прибор, возрастает и сумма $\alpha_1 + \alpha_2$ стремится к единице.

При увеличении коэффициентов α_1 и α_2 начинают возрастать токи дырок и электронов, втекающих в базы прибора. В результате возрастает число нескомпенсированных носителей в базах у центрального перехода j_2 . Их объемные заряды создают поле, направленное против

поля объемного заряда этого перехода, и, следовательно, уменьшают смещение в обратном направлении на переходе j_2 . Одновременно увеличиваются смещения в прямом направлении на переходах j_1 и j_2 и инжекция носителей этими переходами. Этот процесс развивается одновременно. В конце его все переходы оказываются смещенными в прямом направлении и дальнейший рост тока ограничен только внешней нагрузкой.

Очень часто при анализе многослойных структур их представляют в виде комбинации двух и более транзисторных моделей, между которыми существует положительная обратная связь.

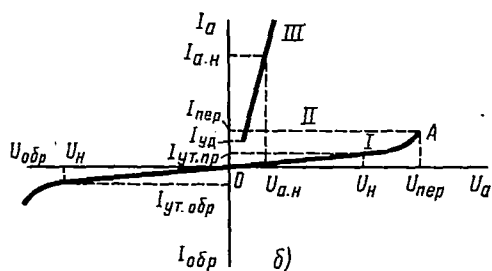
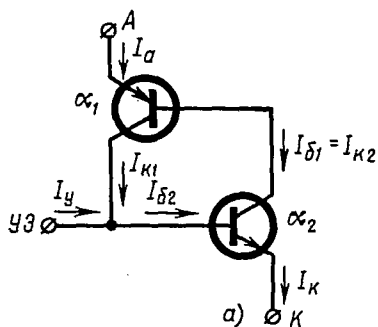


Рис. 1.9. Двухтранзисторная модель (а) и вольтамперная характеристика (б) тиристора

Ток базы первого транзистора, являющийся коллекторным током второго транзистора,

$$I_{б1} = (1 - \alpha_1) I_{к1} - I_{к01}, \quad (1.16)$$

где $I_{к01}$ — обратный ток коллекторного перехода j_2 относительно n -базы прибора.

Уравнение коллекторного тока $I_{к2}$ имеет вид

$$I_{к2} = \alpha_2 I_{э2} + I_{к02}, \quad (1.17)$$

где $I_{к02}$ — обратный ток коллекторного перехода j_2 относительно n -базы прибора.

Приравнивая выражения (1.16) и (1.17) и учитывая, что $I_{к1} = I_a$, $I_{э2} = I_k = I_a + I_y$, $I_{к0} = I_{к01} + I_{к02}$, найдем выражение для анодного тока

$$I_a = \frac{I_{к0} + \alpha_2 I_y}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.18)$$

В случае двухэлектродного включения (для динистора) выражение (1.18) преобразуется к виду

$$I_a = \frac{I_{к0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.19)$$

Выражения (1.18) и (1.19) идентичны выражениям (1.14) и (1.15), полученным из анализа физических процессов в тиристор. Это свидетельствует о том, что выбранная модель (см. рис. 1.9, а) достаточно полно отражает процессы в тиристор. На рис. 1.9, б представлена вольтамперная характеристика тиристора.

Кривая I ограничивает отключенное состояние. В точке A наступает лавинный пробой центрального перехода j_2 . Вольтамперная характеристика II представляет собой область отрицательного дифференциального сопротивления. Характеристика III означает, что прибор включен и переход j_2 находится в установившемся состоянии.

Так же как для диодов, по вольтамперной характеристике тиристора определяют его основные статические параметры.

Кроме параметров, общих для диодов и тиристор (см. § 1.1), для тиристор по вольтамперным характеристикам определяют еще ряд параметров:

1) напряжение переключения $U_{пер}$ — амплитудное значение приложенного к закрытому тиристоры прямого напряжения, превышению которого влечет за собой отпирание тиристора; значение $U_{пер}$ является функцией температуры; из рис. 1.10 видно, что с превышением температуры возможность управления тиристором ухудшается и при определенных температурах тиристор вообще не управляется;

2) прямой ток утечки $I_{ут пр}$, который характеризует вентиляльные свойства тиристора в прямом направлении и определяет потери;

3) ток удержания $I_{уд}$ — минимальный прямой ток, при более низких значениях которого тиристор выключается; параметр необходим для расчета минимально допустимой нагрузки преобразователя.

Помимо перечисленных статических параметров, свойства тиристора характеризуются динамическими параметрами, определяющими возможность применения тиристора в импульсных и переключающих схемах. К ним относятся время включения, время выключения, допустимая скорость нарастания прямого анодного тока и прямого анодного напряжения.

1. Время включения $t_{вкл}$ определяется как промежуток времени между началом управляющего импульса и моментом, когда величина прямого падения напряжения уменьшится до 10% своего начального значения (рис. 1.11). Значение $t_{вкл}$ определяется при конкретных параметрах управляющего импульса и является функцией прямого тока.

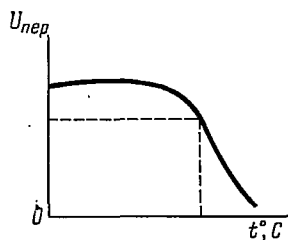


Рис. 1.10. Зависимость напряжения переключения тиристора от температуры окружающей среды

Время включения необходимо для расчета последовательно-параллельного соединения тиристоров и параметров управляющих импульсов.

2. Время выключения $t_{\text{выкл}}$ определяется как минимальный промежуток времени между моментом прохождения прямого тока через нуль и моментом прохождения через нуль повторно приложенного прямого напряжения, не вызывающего включения тиристора. Длительность процесса выключения характеризует быстродействие прибора, так как время выключения примерно на порядок превышает время включения.

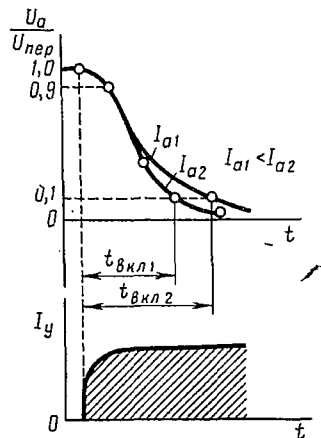


Рис. 1.11. Диаграмма процесса включения тиристора

вательно, в окрестности управляющего электрода получается огромная плотность тока и возникает большое падение напряжения. В результате за счет значительной мощности потерь на локальном участке может произойти нагрев структуры вплоть до температуры плавления кремния. При этом вблизи управляющего электрода образуются игольчатые проколы, и тиристор выходит из строя.

Исключить подобные выходы из строя тиристоров можно несколькими путями:

а) для каждого типа тиристора следует устанавливать допустимое значение di/dt ;

б) в схемах, где возможна большая скорость нарастания анодного тока, необходимо включать последовательно с тиристором насыщающийся реактор, который ограничивает скорость нарастания анодного тока;

в) в инверторных схемах и высокочастотных контурах необходимо применять специальные тиристоры с минимальным временем включения и выключения;

г) схема управления должна обеспечивать управляющий сигнал с возможно крутым передним фронтом и максимально допустимой амплитудой, в результате чего перевод всей площади монокристалличе-

3. Допустимая скорость нарастания прямого анодного тока di/dt играет очень важную роль при включении тиристоров в мощных преобразовательных устройствах. Необходимость учета этого параметра объясняется следующими причинами. В начальный момент включения вблизи управляющего электрода образуется участок с высокой проводимостью. Остальной объем структуры приобретает высокую проводимость через $40 \div 200$ мксек, так как скорость распространения «волны включения» составляет около $0,1$ мм/мксек. В то же время номинальное значение тока достигается за несколько микросекунд. Следова-

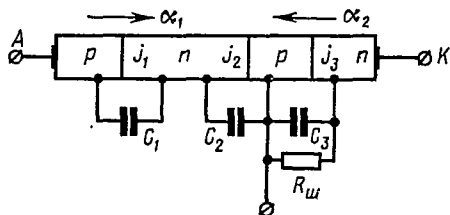


Рис. 1.12. Эквивалентная схема тиристора

ской структуры в состояние высокой проводимости осуществляется в течение минимального времени.

4. Допустимая скорость нарастания прямого анодного напряжения dU/dt . При использовании синусоидального напряжения повышенной частоты, а также при импульсном режиме величина напряжения переключения уменьшается по сравнению со статическими значениями, и в схемах возможны ложные включения тиристоров.

Причиной этого являются емкостные токи $p-n$ -переходов (рис. 1.12).

Наиболее существенную роль играет емкость C_2 обратно смещенного коллекторного перехода j_2 . Влиянием емкостей C_1 и C_3 можно пренебречь, так как их величины незначительны по сравнению с емкостью C_2 . Шунтирование эмиттерного перехода j_3 приводит к тому, что изменение напряжения переключения будет меньше зависеть от скорости нарастания внешнего напряжения, но общий ток через прибор при этом несколько снижается.

§ 1.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРОВ

К основным параметрам и характеристикам цепи управления тиристоров относятся:

1) минимальное напряжение и ток в цепи управления, обеспечивающие надежное включение тиристора при номинальных условиях эксплуатации;

2) максимально допустимые напряжения и ток в цепи управления, не вызывающие повреждения тиристоров;

3) прямая и обратная ветви вольтамперных характеристик, снятые во всем диапазоне температур;

4) зависимость управляющего тока I_y от управляющего напряжения U_y , при которых открывается тиристор;

5) зависимость допустимой средней мощности рассеяния управляющего электрода $\Delta P_{y \max}$ от относительной длительности импульса управления; на рис. 1.13 приведены кривые значений $\Delta P_{y \max}$ при относительной длительности импульса управления 10, 25, 50 и 100%.

Относительная длительность $t_{\text{отн}}$ определяется по формуле

$$t_{\text{отн}} = \frac{t_{\text{и}}}{T} \cdot 100\%, \quad (1.20)$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность импульса управления, мксек;

T — период напряжения силовой цепи, мксек.

Так как сопротивление управляющего $p-n$ -перехода зависит от температуры (причем температурный коэффициент сопротивления по-

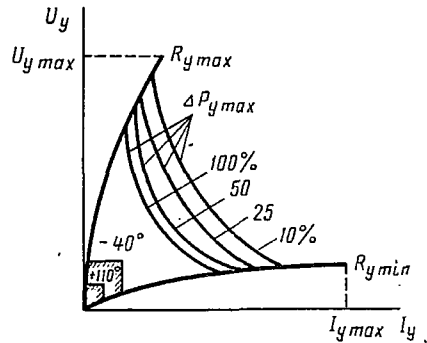


Рис. 1.13. Входные характеристики цепи управления тиристора

ложителен), то граничные характеристики определяют для наибольшей и наименьшей температур.

На рис. 1.13 величины $R_{y \max}$ и $R_{y \min}$ представляют собой вольт-амперные характеристики цепи управления, снятые при максимальной и минимальной рабочих температурах.

На входных характеристиках цепи управления тиристора (см. рис. 1.13) показаны максимально допустимые значения тока $I_{y \max}$ и напряжения $U_{y \max}$ цепи управления, а также кривые максимально допустимой мощности потерь $\Delta P_{y \max}$, выделяемых в структуре при протекании тока управления I_y .

Заштрихованные области ограничивают токи и напряжения до значений, ниже которых включения тиристора при данной температуре может не произойти.

При выборе длительности импульса управления необходимо стремиться к возможно коротким мощным импульсам с крутым фронтом. При этом сокращается время переключения тиристора и мощность коммутационных потерь. Особенно это важно для тиристорov с большими номинальными токами (при низкоомной или емкостной нагрузке).

Нижний предел мощности определяется граничными значениями тока управления, при которых открываются все тиристоры данного типа. Верхний предел мощности ограничивается допустимой температурой нагрева четырехслойной структуры.

На практике для открытия тиристорov используются импульсы самой разнообразной формы: прямоугольной, треугольной трапецидальной и др.

§ 1.6. НАГРУЗОЧНАЯ СПОСОБНОСТЬ ТИРИСТОРОВ

При включении приборов в электрическую цепь в них возникают потери, которые преобразуются в тепловую энергию, способную нагревать монокристаллическую структуру до значительных температур.

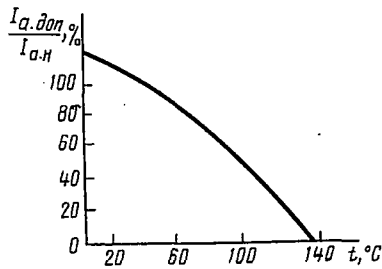


Рис. 1.14. Зависимость допустимой нагрузки тиристора от температуры окружающей среды

Величина потерь пропорциональна величине тока, протекающего через монокристаллическую структуру. Поэтому нагрузочная способность приборов ограничивается величиной тока, при которой выделяющееся тепло не нагревает монокристалл выше максимально допустимой температуры.

Нагрузочная способность зависит от того, насколько эффективно выделяющееся в монокристалле тепло отводится в окружающую среду, т. е. от интенсивности охлаждения. Кроме того, нагрузочная способность зависит от температуры окружающей среды. При повышении температуры окружающей среды для сохранения температуры монокристаллической структуры на уровне допустимой ток через прибор должен быть снижен [32], как указано на рис. 1.14.

Величину потерь определяют как среднее значение мгновенной мощности потерь за определенный промежуток времени:

$$\Delta p = \frac{1}{T} \int_0^T \Delta p dt. \quad (1.21)$$

Формула учитывает потери, обусловленные падением напряжения при протекании прямого тока, потери от прямого и обратного токов утечки, потери в цепи управления и коммутационные потери при включении и выключении приборов.

Потери, обусловленные падением напряжения при протекании прямого тока, могут быть определены различными методами в зависимости от формы тока, т. е. аналитическими или графическими.

Потери, обусловленные протеканием прямого и обратного токов утечки, определяются графически или аналитически так же, как и потери за счет прямого тока.

Потерями в цепи управления обычно пренебрегают, так как параметры управляющих импульсов выбирают из расчета, чтобы мощность потерь в цепи управления была незначительна.

Коммутационные потери при включении и выключении приборов обычно учитывают на частоте свыше 100 гц. Для ограничения коммутационных потерь рекомендуется предусматривать специальные меры в коммутационном контуре, способствующие уменьшению величины коммутационных токов и напряжений. Кроме того, следует применять приборы с малым временем включения и выключения, а также снижать номинальный ток.

Поскольку суммарная мощность потерь выделяется в незначительном (по сравнению со всем прибором) объеме монокристаллической структуры, надежность приборов и их использование в различных режимах определяются температурой монокристаллической структуры. Следовательно, определение допустимой нагрузки на приборы сводится к определению допустимой температуры монокристалла.

На практике для характеристики силовых приборов часто используют величину теплового сопротивления.

Все перечисленные параметры связаны между собой соотношением

$$t_n^{\circ} = \Delta p R_{t^{\circ}} + t_b^{\circ}, \quad (1.22)$$

где t_n° и t_b° — соответственно температура монокристалла и окружающей среды;

$R_{t^{\circ}}$ — переходное тепловое сопротивление между вентиляльным элементом и окружающей средой.

Из выражения (1.22) следует, что при заданных температуре окружающей среды и мощности потерь снижение температуры монокристалла возможно за счет уменьшения теплового сопротивления $R_{t^{\circ}}$, что достигается оптимальным выбором радиатора и способа теплоотдачи (возможно воздушное, жидкостное, испарительное охлаждение).

В настоящее время имеется целое семейство диодов и тиристоров специального назначения. Рассмотрим некоторые типы из них.

Фототиристор

Фототиристор представляет собой четырехслойную монокристаллическую структуру, переключение которой осуществляется светом или облучением.

При освещении полупроводника в нем возникают электронно-дырочные пары, участвующие в увеличении тока через прибор. Мощность светового потока, необходимого для переключения, существенно зависит от глубины залегания переходов под поверхностью полупроводника, от скорости поверхностной рекомбинации и возрастает с увеличением длины волны.

Преимущества фототиристоров особенно проявляются там, где необходима электрическая изоляция между управляющим сигналом и силовой цепью или где запуск обеспечивается оптическим излучением. Но уровень излучения, необходимый для запуска фототиристора, сильно зависит от температуры и от разброса по анодному напряжению от прибора к прибору.

Точный запуск фототиристора во времени требует значительного усиления светового потока с крутым фронтом нарастания. Такие сигналы можно получить от лазеров, светоиспускающих диодов.

Одним из возможных применений является запуск длинных высоковольтных столбов тиристоров высокой мощности либо непосредственно оптическими импульсами, либо через фототиристоры, соединенные с управляющими электродами высокоомных тиристоров.

Запираемый (двухоперационный) тиристор

Принцип действия запираемого тиристора заключается в том, что при подаче отрицательного импульса управления снижаются коэффициенты передачи α_1 и α_2 , в результате условие переключения перестает выполняться и тиристор выключается. Поэтому запираемый тиристор представляет значительный интерес вследствие его способности отключать нагрузочный ток с помощью сигналов управления. К недостаткам можно отнести то, что эти приборы имеют более низкий коэффициент усиления по запираению и значительно большее падение напряжения в прямом направлении, чем обычные тиристоры. Кроме того, у запираемых тиристоров ток во время включения проходит в точках, удаленных от управляющего электрода, а не вблизи базового электрода, как у транзистора. В результате при анодных токах, превышающих определенный (критический) уровень, теряется управление выключением и происходит внезапное разрушение прибора.

Лавинные приборы

Применение диодов и тиристоров в схемах, где требуется работа при высоких напряжениях с большими кратковременными перенапряжениями, требует довольно громоздких средств специальной защиты, а также искусственного занижения класса тиристора (50%-ный запас по напряжению). Одним из способов устранения этого недостатка явилось создание приборов с лавинными характеристиками.

Как известно, пробой происходит обычно в тех местах выхода p - n -перехода, где область объемного заряда существенно сужена.

Конструктивно можно значительно расширить область объемного заряда в месте выхода p - n -перехода на поверхность монокристалла. В этом случае произойдет локальный лавинный пробой в отдельных участках, область объемного заряда в которых уже, чем на поверхности. Этим исключается локальный лавинный пробой в месте выхода p - n -перехода на поверхность монокристалла, быстро перерастающий в тепловой пробой.

В случае использования однородного исходного кремния лавинный пробой протекает равномерно по всей площади p - n -перехода и суммарная допустимая мощность рассеяния при протекании обратного тока значительно больше, чем при поверхностном пробое.

Повышение поверхностного напряжения пробоя осуществляется выбором фаски специальной конфигурации и «защитным кольцом», т. е. созданием в месте выхода p - n -перехода на поверхность области, имеющей большую ширину запрещенной зоны за счет меньшей концентрации носителей.

Лавинные приборы в отличие от обычных приборов способны выдерживать без повреждений большие кратковременные обратные перенапряжения, поэтому они не нуждаются в специальных средствах защиты от перенапряжений. Кроме того, лавинные приборы могут иметь меньший коэффициент запаса по обратному напряжению по сравнению с обычными вентилями, имеющими такое же напряжение пробоя. При использовании лавинных приборов исключается необходимость применения делителей обратного напряжения.

Симметричные тиристоры

Для получения приборов с симметричной вольт-амперной характеристикой, т. е. с характеристикой, имеющей участок отрицательного сопротивления как на прямой, так и на обратной ветви, применяют шунтирование эмиттерных переходов.

Основой симметричных тиристоров является интегральная пяти-слойная структура типа n - p - n - p - n с зашунтированными эмиттерными переходами, которую с достаточной степенью точности можно считать комбинацией двух структур типа n - p - n - p , включенных встречно-параллельно.

В зависимости от геометрии управляющего электрода симметричные тиристоры могут управляться сигналом положительной или отрицательной полярности.

Обычные диоды и тиристоры предназначены для работы в диапазоне частот 50—400 *гц*. В последнее время появилась необходимость применения силовых приборов в высокочастотных выпрямителях, инверторах, импульсных генераторах и т. д.

Высокочастотные приборы должны обладать малым временем включения и выключения, а тиристоры, кроме того, должны иметь большие допустимые значения du/dt и di/dt .

Одновременное выполнение всех требований, предъявляемых к тиристорам, затруднительно и не является обязательным условием для работы всех высокочастотных устройств. Например, для использования тиристоров в импульсных устройствах важно иметь улучшенные характеристики включения: время включения, du/dt и di/dt . При использовании тиристоров в инверторах определяющими характеристиками являются время выключения и du/dt . Величина di/dt может быть ограничена включаемой последовательно с тиристором индуктивностью. Поэтому в настоящее время разрабатываются специальные высокочастотные приборы, отвечающие требованиям определенного класса схем.

Улучшение частотных свойств вентиля и тиристора производится особыми технологическими приемами и изменением геометрических размеров монокристаллических структур.

§ 1.8. НАДЕЖНОСТЬ ТИРИСТОРОВ

К современным тиристорным устройствам предъявляются высокие требования в отношении их надежной работы.

Под надежностью работы любого устройства или схемы следует понимать вероятностную характеристику, определяющую вероятность проявления данным устройством или схемой заданной функциональной способности за определенное время.

Количественно надежность тиристоров, как и других полупроводниковых приборов, принято оценивать допустимым сроком службы или долговечностью. Сроком службы называют промежуток времени работы прибора в часах в заданных по техническим условиям режимам, в течение которого частота (интенсивность) отказов остается постоянной, не превышающей установленной нормы.

Среднюю частоту отказов определяют следующим выражением:

$$\lambda = \frac{p}{nt}, \quad (1.23)$$

где p — число приборов, не выдержавших испытания (отказавших);
 n — число приборов, подвергшихся испытаниям;
 t — длительность испытания, ч.

Число приборов, выдержавших испытания,

$$N(t) = \frac{n-p}{n} \cdot 100\%. \quad (1.24)$$

Вероятность безотказной работы прибора характеризуют универсальной экспоненциальной функцией:

$$R(t) = e^{-\int_0^t \lambda dt} \quad (1.25)$$

Если за время испытания $\lambda = \text{const}$, то

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (1.26)$$

Испытания приборов в естественных условиях очень длительны и поэтому непрактичны. Обычно испытания приборов проводятся в форсированных режимах по определенной методике, которая может включать: 1) контроль за качеством используемого материала и деталей; 2) контроль за соблюдением технологических операций; 3) всесторонние электрические, механические и тепловые испытания вентилялей; 4) отбраковка вентилялей с нестабильными характеристиками путем испытаний в течение определенного времени в динамических режимах при максимально допустимой температуре вентиляльного элемента и др.

В отдельных случаях для вентилялей необходимо учитывать сохранение их параметров в определенных пределах в процессе эксплуатации. При этом вводится другое понятие надежности — надежность по сохранению параметров.

Для повышения надежности тиристорных преобразователей (схем) в устройствах обычно предусматриваются лишние элементы и отдельные блоки. Так, при последовательном соединении нескольких тиристоров общее число требуемых тиристоров берут на единицу больше. В мощных преобразователях с несколькими вентиляльными блоками предусматривается резерв по мощности, так как возможны случаи отключения отдельных блоков в аварийных режимах. При этом установленная мощность преобразователя не будет уменьшаться.

Вопрос о надежности тиристорного устройства довольно сложный, он тесно связан со многими факторами, относящимися как к отдельным элементам, так и к устройству в целом. На степень надежности влияют ошибки и неточности, допускаемые при проектировании и в технологическом процессе, наличие дефектов в отдельных частях схемы, неправильное хранение изготовленных элементов и устройства, неправильная эксплуатация устройства и др.

МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

§ 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Принцип действия любого преобразователя электрического тока основан на использовании нелинейных характеристик управляемых и неуправляемых вентиляей. Кроме вентиляей преобразователь может содержать и другие нелинейные элементы, например насыщающиеся дроссели и трансформаторы. В силу нелинейности элементов, входящих в состав преобразовательных устройств, анализ и расчет электромагнитных процессов в таких устройствах сопряжен со значительными математическими трудностями. Лишь в отдельных, наиболее простых, случаях могут быть получены выраженные в известных функциях решения нелинейных дифференциальных уравнений, составленных по законам Кирхгофа с учетом точной аналитической аппроксимации нелинейных характеристик. Обычно же приходится прибегать к различным методам приближенного анализа, основанным на приемлемых и достаточно обоснованных допущениях о виде нелинейных характеристик. Отметим также, что при теоретическом исследовании в целях упрощения зачастую пренебрегают некоторыми факторами, оказывающими второстепенное влияние на протекание электромагнитных процессов. Так, в мощных преобразовательных устройствах не учитывают активные сопротивления обмоток и намагничивающие токи трансформаторов, разделительных дросселей, собственные емкости трансформаторов, вентиляей и т. д. Это дает возможность, отвлекаясь от мелких деталей, получить общие расчетные соотношения, которые в дальнейшем могут быть уточнены введением соответствующих поправок. Как увидим, возможны и другие допущения, облегчающие теоретический анализ и позволяющие получить решение с минимальными затратами труда и времени и достаточной для инженерной практики точностью. Выбор расчетного метода и упрощающих допущений во многом зависит от целей, которые ставятся в расчете. Например, метод, целесообразный для отыскания основных энергетических характеристик и интегральных показателей преобразователя, может оказаться неприемлемым для определения величин, характеризующих условия работы вентиляей, или для анализа переходных режимов.

Рассмотрим кратко основные методы, наиболее часто применяющиеся при расчете силовых вентиляейных преобразовательных устройств.

§ 2.2. КУСОЧНО-ПРИПАСОВОЧНЫЙ МЕТОД

Кусочно-припасовочный метод основан на замене реальной характеристики нелинейного элемента ломаной линией с несколькими точками излома. В результате такой замены для каждого участка

характеристики справедливы линейные дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами, величина которых определяется наклоном аппроксимирующей прямой на данном участке. При переходе на другой участок через точку излома коэффициенты уравнений изменяются. Решения линейных дифференциальных уравнений для каждого участка содержат некоторое число постоянных интегрирования. Последние находят путем сопряжения или «приспосабливания» величин на границах смежных участков при помощи законов коммутации, т. е. условий непрерывности токов в индуктивностях и напряжений на конденсаторах в моменты перехода процесса с одного участка на другой. Эти моменты перехода также подлежат определению, поскольку они зависят от токов и напряжений цепи. Находят их из условий равенства токов или напряжений на нелинейном элементе значениям, соответствующим точкам излома характеристики.

Описанный метод для анализа вентильных цепей был впервые применен акад. Н. Д. Папалекси еще в 1912 г. и до настоящего времени остается одним из основных и наиболее точных методов расчета преобразовательных устройств. Метод применим для расчета как установившихся, так и переходных процессов в преобразователях.

В случае периодического процесса анализ существенно облегчается, поскольку к условиям непрерывности добавляются условия периодичности процесса. Решение достаточно получить для периода повторяемости, учитывая, что токи в индуктивностях и напряжения на конденсаторах в начале и конце периода должны быть одинаковыми. В симметричных режимах многофазных вентильных цепей при периодических процессах период повторяемости для отдельных токов и напряжений может оказаться меньше основного периода действующих в фазах цепи э. д. с. Поэтому достаточно произвести расчет токов и напряжений во всех фазах в пределах периода повторяемости, а токи и напряжения за весь период в каждой фазе получить из условий симметрии.

Исходя из вида реальных вольтамперных характеристик полупроводниковых вентилях (см. рис. 1.1), их кусочно-линейную аппроксимацию обычно осуществляют так, как показано на рис. 2.1, а. Если пренебречь обратным током и падением напряжения в вентиле при прохождении прямого тока, то получим идеальный вентиль с характеристикой, изображенной на рис. 2.1, б. У идеального вентиля прямое сопротивление $r_{пр}$ равно нулю, а обратное сопротивление $r_{обр}$ — бесконечности. Можно считать, что идеальный вентиль представляет собой ключ, который замыкается в момент, когда напряжение на нем становится равным нулю, и размыкается, когда протекающий через него ток становится равным нулю. Для управляемого вентиля дополнительным условием замыкания ключа является наличие на его управляющем электроде отпирающего импульса.

В силу принятой кусочно-линейной аппроксимации вентиль теперь можно представить схемой замещения, состоящей из идеального вентиля и линейных элементов-сопротивлений и э. д. с. (рис. 2.1, а, б). Это в свою очередь позволяет исследовать электромагнитные процессы в преобразовательных установках с помощью схем замещения,

включающих в себя идеальные вентили и линейные элементы — сопротивления, индуктивности, взаимные индуктивности, емкости, источники периодических и постоянных э. д. с. Так как в силовых преобразовательных установках падение напряжения в вентиле при прохождении прямого тока и обратный ток вентиля обычно

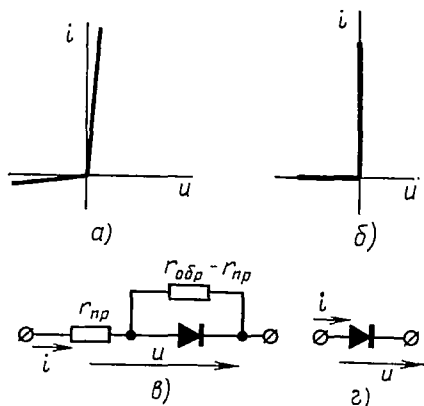


Рис. 2.1. Кусочно-линейная аппроксимация характеристик и схемы замещения вентиля

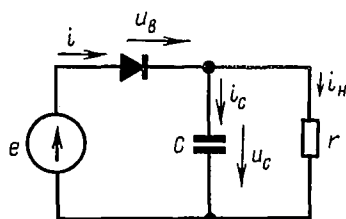


Рис. 2.2. Однополупериодная схема выпрямителя с емкостным фильтром

весьма малы по сравнению с номинальными токами и напряжениями, то при анализе, как правило, не учитываются соответствующие величины ($r_{пр}$, $r_{обр}$).

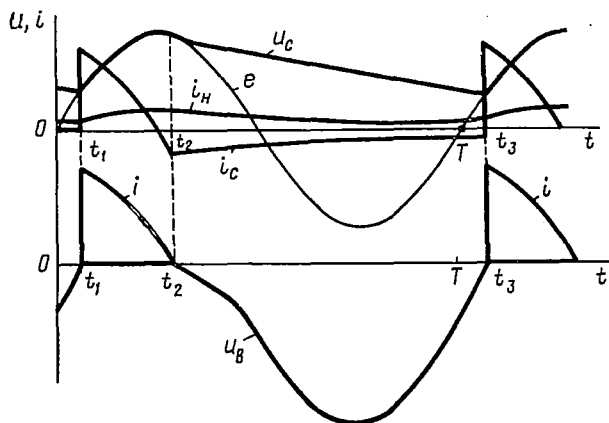


Рис. 2.3. Кривые токов и напряжения в однополупериодном выпрямителе с емкостным фильтром

Проиллюстрируем кусочно-припасовочный метод на простейшем примере расчета периодического режима в однополупериодной схеме выпрямителя с емкостным фильтром (рис. 2.2).

Действующая в цепи э. д. с. имеет синусоидальную форму (рис. 2.3):

$$e = E_m \sin \omega t.$$

Пользуясь обозначениями на рис. 2.3, составляем систему дифференциальных уравнений по первому и второму законам Кирхгофа:

$$\begin{aligned} i &= i_C + i_H = C \frac{du_C}{dt} + i_H, \\ e &= u_B + u_C, \\ u_C &= r i_H. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Период повторяемости процессов должен быть равен периоду воздействующей э. д. с.: $T = \frac{2\pi}{\omega}$. В соответствии с характеристикой идеального вентиля разбиваем период повторяемости на два интервала:

1) интервал, соответствующий замкнутому состоянию ключа:

$$t_1 \leq t \leq t_2;$$

в этом случае $u_B = 0$, а ток вентиля определяется решением системы (2.1):

$$\begin{aligned} u_C &= e = E_m \sin \omega t, \\ i &= i_C + i_H = \omega C E_m \cos \omega t + \frac{E_m}{r} \sin \omega t; \end{aligned}$$

2) интервал, соответствующий разомкнутому состоянию ключа:

$$t_2 \leq t \leq t_3 = t_1 + T;$$

в этом случае $i = 0$, а напряжение на вентиле определяется решением системы (2.1):

$$rC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0.$$

Отсюда

$$u_C = A e^{-\frac{t}{rC}}.$$

Следовательно,

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = -\frac{A}{r} e^{-\frac{t}{rC}}, \quad i_H = \frac{A}{r} e^{-\frac{t}{rC}}, \quad u_B = E_m \sin \omega t + A e^{-\frac{t}{rC}}.$$

Осталось найти постоянную интегрирования A и моменты времени t_1 и t_2 , определяющие моменты замыкания и размыкания ключа, т. е. моменты перехода через точку излома вольтамперной характеристики идеального вентиля.

Используем условие непрерывности напряжения на конденсаторе в момент перехода от первого ко второму интервалу при $t = t_2$:

$$E_m \sin \omega t_2 = A e^{-\frac{t_2}{rC}},$$

откуда

$$A = E_m e^{\frac{t_2}{rC}} \sin \omega t_2.$$

В конце первого интервала при $t = t_2$ клапан выходит из работы, следовательно, ток в нем в этот момент становится равным нулю:

$$i = \omega C E_m \cos \omega t_2 + \frac{E_m}{r} \sin \omega t_2 = 0.$$

Решая это уравнение, получаем

$$\omega t_2 = - \operatorname{arctg} (\omega C r).$$

Отсюда следует, что $\omega t_2 > \frac{\pi}{2}$ и $t_2 > \frac{\pi}{2\omega}$.

Из условия периодичности процесса определяем момент времени t_1 . Напряжение на конденсаторе в начале первого интервала при $t = t_1$ должно быть равно напряжению в конце второго интервала при $t = t_1 + T$:

$$E_m \sin \omega t_1 = E_m \sin \omega t_2 e^{\frac{t_1 + T - t_2}{rC}}$$

или

$$e^{\frac{t_1 + T}{rC}} \sin \omega t_1 = e^{\frac{t_2}{rC}} \sin \omega t_2.$$

Решая это трансцендентное уравнение, определяем момент времени t_2 .

На рис. 2.3 представлены кривые токов и напряжений на всех элементах цепи для случая $\omega C r = 5$.

Как видно из примера, кусочно-припасовочный метод дает возможность с большой точностью определять действительные формы кривых токов и напряжений на различных звеньях цепи. Основным недостатком метода является необходимость решения трансцендентных уравнений для нахождения моментов перехода рабочей точки характеристики нелинейного элемента на участки с различным наклоном. Трудности метода значительно возрастают при анализе преобразователей, состоящих из нескольких клапанных групп, в пределах которых клапаны в течение периода проводят ток поочередно друг за другом. При этом, если в цепях клапанов имеются индуктивности, то процесс перехода тока с одного клапана на другой будет происходить в течение некоторого времени, называемого обычно временем коммутации. Увеличение числа одновременно участвующих в процессе коммутации клапанов чрезвычайно усложняет задачу определения постоянных интегрирования и моментов начала и окончания проводящего состояния клапанов, поскольку необходимо решать уже системы трансцендентных уравнений. Вполне понятно также, что трудности метода возрастают с повышением порядка дифференциальных уравнений, описывающих процессы в цепи на отдельных интервалах периода повторяемости.

При расчете данным методом переходных процессов в преобразователях приходится искать решение «шаг за шагом», используя результаты расчета предыдущего интервала в качестве исходных данных для расчета следующего интервала. Это практически может быть осуществлено также с помощью средств цифровой и аналоговой вычислительной техники.

На основе кусочно-припасовочного метода советскими учеными Л. Р. Нейманом, М. П. Костенко и Г. Н. Бладзевичем были разработаны основы теории нормальных и аварийных симметричных режимов преобразовательных установок [8]. Метод успешно применяется и для анализа некоторых несимметричных режимов преобразовательных установок.

§ 2.3. МЕТОД РАЗНОСТНЫХ УРАВНЕНИЙ

Вентильный преобразователь может рассматриваться как система с дискретно изменяющимися параметрами, так как изменение его электрического состояния происходит в дискретные моменты времени, соответствующие переключению очередного вентиля. Поэтому для исследования переходных процессов в преобразователях может быть использован метод разностных уравнений, детально разработанный для импульсных систем [7]. Разностным уравнением r порядка называется уравнение вида

$$a_r y[n+r] + a_{r-1} y[n+r-1] + \dots + a_1 y[n+1] + a_0 y[n] = f[n]. \quad (2.2)$$

Здесь $y[n]$ — неизвестная функция целочисленного аргумента $n = 0, 1, 2, \dots$ (дискретная или решетчатая функция); $f[n]$ — заданная воздействующая дискретная функция; a_r, a_{r-1}, \dots, a_0 — коэффициенты (в случае линейного разностного уравнения это постоянные не зависящие от n величины).

Применительно к вентильным преобразователям под n понимается число, определяемое отношением

$$n = \frac{t}{T},$$

где t — дискретное значение времени, кратное периоду повторяемости; T — период повторяемости (дискретности).

Для того чтобы получить решение разностного уравнения, требуется, как и в случае дифференциального уравнения, знать r начальных условий: $y[0], y[1], \dots, y[r-1]$. Тогда, придавая числу n значения $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ можно последовательно вычислить все значения $y[n]$, используя уравнение (2.2) как рекуррентное. Для линейных разностных уравнений с постоянными коэффициентами решение можно получить в общем виде:

$$y[n] = y'[n] + y''[n],$$

где $y'[n]$ — частное решение неоднородного уравнения;
 $y''[n]$ — общее решение однородного уравнения ($f[n] = 0$):

$$y''[n] = \sum_{k=1}^r C_k \lambda_k^n, \quad (2.3)$$

где λ_k — некрратные корни характеристического уравнения

$$a_r \lambda^r + a_{r-1} \lambda^{r-1} + \dots + a_1 \lambda + a_0 = 0.$$

Корню λ_k кратности m в общем решении (2.3) соответствует член

$$(C_1 + nC_2 + \dots + n^{m-1}C_m) \lambda_k^n.$$

Частное решение находят методом вариации произвольных постоянных или по результатам расчета установившегося режима преобразователя ($n \rightarrow \infty$), например, из условия, что $y[n+1] = y[n]$, если $f[n] = \text{const}$. Весьма удобным является операторный метод решения разностных уравнений, основанный на дискретном преобразовании Лапласа (прямое и обратное D -преобразование).

Прямое дискретное преобразование Лапласа для функции дискретного аргумента $f[n]$ имеет вид

$$D\{f[n]\} = F^*(q) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n] e^{-qn}. \quad (2.4)$$

По аналогии с преобразованием Лапласа для непрерывной функции дискретная функция $f[n]$ называется оригиналом, а ее D -преобразование — изображением.

Комплексное число $q = \sigma + j\omega$ называется параметром дискретного преобразования Лапласа. Для существования изображения дискретной функции необходимо, чтобы ряд (2.4) сошелся. Значение σ_c , для которого при $\sigma > \sigma_c$ ряд (2.4) сходится, а при $\sigma < \sigma_c$ расходится, называется абсциссой сходимости. Если $\sigma_c = \infty$, то ряд (2.4) расходится при любом значении σ , и изображение для $f[n]$ не существует.

В [8] подробно рассмотрены свойства D -преобразования, приведены теоремы, устанавливающие соответствие между операциями, производимыми в области оригиналов и изображений, и даны таблицы изображений часто встречающихся решетчатых функций.

Обратное D -преобразование осуществляется по формуле обращения, аналогичной формуле обращения в преобразовании Лапласа для непрерывной функции:

$$f[n] = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\pi}^{c+j\pi} F^*(q) e^{qn} dq. \quad (2.5)$$

Здесь интегрирование производится по отрезку прямой, параллельной мнимой оси: $\text{Re}(q) = c > \sigma_c$, поскольку $F^*(q)$ является периодической функцией q с периодом $2j\pi$. Поэтому в качестве области сходимости прямого D -преобразования в плоскости q достаточно рассматривать часть полосы $-j\pi < \text{Im}(q) < +j\pi$, расположенной справа от прямой сходимости $\text{Re}(q) = \sigma_c$ (рис. 2.4, а). Для упрощения записи операций при прямом D -преобразовании и облегчения вычисления обратного преобразования по формуле (2.5) целесообразно ввести новую переменную $Z = e^q$. Тогда прямое D -преобразование становится рациональной функцией Z и называется Z -преобразованием:

$$F[Z] = \sum_{n=0}^{\infty} f[n] Z^{-n}. \quad (2.6)$$

D -преобразование и Z -преобразование эквивалентны, изменяется лишь обозначение величины e^{σ} . Однако обратное Z -преобразование осуществляется проще, поскольку при отображении $Z = e^{\sigma}$ полоса сходимости ряда (2.4) в плоскости $Z = x + jy$ переходит во внешность круга радиуса $R = e^{\sigma_c}$. Следовательно, изображение $F(Z)$ сходится только при $|Z| > R$ и интегрирование в формуле обращения следует выполнить по окружности радиуса $r > R$ (рис. 2.4, б). Выражение (2.6) приводится к виду

$$f[n] = \frac{1}{2\pi j} \oint F(Z) Z^{n-1} dZ.$$

Теперь согласно теории вычетов получаем $f[n]$ как сумму вычетов функции $F(Z) Z^{n-1}$ во всех ее полюсах:

$$f[n] = \sum \text{res} [F(Z) Z^{n-1}]. \quad (2.7)$$

На практике часто обратное Z -преобразование, т. е. получение решетчатой функции $f[n]$ по ее изображению $F(Z)$, выполняют разло-

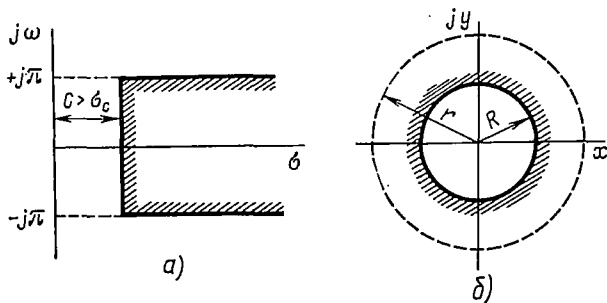


Рис. 2.4. Области сходимости в плоскостях

жением функции $F(Z)$ в ряд по степеням Z^{-n} . Коэффициенты при Z^{-n} будут представлять собой дискретные значения функции $f[n]$, соответствующие числу n . Математический аппарат дискретного преобразования Лапласа позволяет существенно упростить решение разностных уравнений. Методика решения становится во многом сходной с операторным методом решения дифференциальных уравнений. Разностное уравнение подвергается D -преобразованию, причем преобразованное уравнение является алгебраическим и учитывает все начальные условия. Алгебраическими методами находится изображение искомой функции, и при помощи обратного преобразования определяется оригинал.

Основным этапом расчета переходного процесса в преобразователе является составление разностного уравнения, описывающего закономерность изменения дискретных значений искомой величины, например, тока $i[n]$ на границах интервалов повторяемости. Решая это уравнение одним из описанных способов, получим общее выражение для $i[n]$. Вся кривая тока определяется путем решения дифференциальных уравнений для каждого интервала, причем найденные значения тока $i[n]$ на границах интервалов используются для отыскания постоянных

интегрирования. Возможно также применение интегрального преобразования Лапласа в его классической форме. Особенно удобным оказывается метод разностных уравнений для расчета переходных процессов в мощных преобразовательных установках, содержащих источники э. д. с. и индуктивности, где можно пренебречь влиянием активных сопротивлений.

При составлении разностного уравнения весь переходный процесс разбивается на промежутки от включения одного вентиля до включения следующего. Разностное уравнение получается путем интегрирования дифференциального уравнения, составленного по второму закону Кирхгофа для контура, включающего в себя вновь вступивший в работу вентиль и выходную цепь преобразователя.

При анализе переходных процессов в несимметричных режимах, например, при пробое вентиля, исчезновении управляющего импульса и т. д., интервал повторяемости имеет несколько промежутков между вступлением в работу смежных вентилях. Разностные уравнения в этом случае получают последовательным интегрированием дифференциальных уравнений для каждого промежутка с учетом граничных условий для сменяющих друг друга токов.

§ 2.4. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ

Как отмечалось, расчет вентильных преобразователей можно во многих случаях упростить, принимая те или иные допущения о характере исследуемого электромагнитного процесса. Так, в многофазных, а иногда и в однофазных преобразовательных установках в стационарном режиме при наличии больших индуктивностей в цепях постоянного тока можно пренебречь пульсациями тока и считать его идеально сглаженным.

В течение периода вентили проводят ток, сменяя друг друга поочередно. Если коммутация, т. е. переход тока с одного вентиля на другой, происходит в течение времени, мало по сравнению с периодом процесса, то этим интервалом в первом приближении можно пренебречь и считать коммутацию мгновенной (рис. 2.5, а). Так бывает, например,

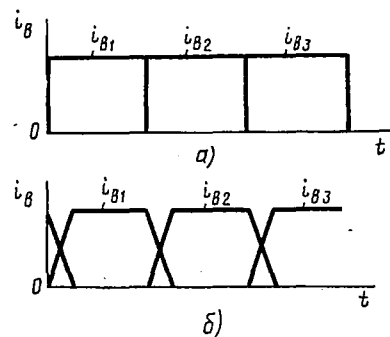


Рис. 2.5. Формы токов эквивалентных источников

если в цепях коммутирующих вентилях отсутствуют индуктивности или же их величины очень малы. Если же длительностью коммутационного интервала пренебречь нельзя, то часто прибегают к допущению о линейном характере коммутации. Ток каждого вентиля приобретает форму равнобокой трапеции (рис. 2.5, б).

Иногда принимаются и более сложные законы изменения тока вентилях во время коммутации, например, параболический и синусоидальный.

При всех указанных допущениях форма токов вентиляей становится заранее известной, так как очередность их переключений устанавливается из условий периодичности процесса. Поэтому для исследуемого преобразователя можно составить расчетную схему, включающую в себя только линейные элементы, а работу вентиляей учесть, заменив их по принципу компенсации эквивалентными источниками тока заданной формы. Существуют также преобразователи, для которых можно с достаточной степенью точности считать, что в результате периодических переключений происходит формирование эквивалентных источников э. д. с., воздействующих на линейную часть цепи.

Таким образом, задача расчета электромагнитного процесса в преобразователе сводится к определению установившейся реакции линейной цепи на периодическое несинусоидальное воздействие. Эта задача может быть решена прежде всего методом гармонического анализа при помощи разложения воздействующей функции в ряд Фурье. Результат получается также в виде бесконечного гармонического ряда.

Решение можно построить и в замкнутой форме с конечным, относительно малым числом слагаемых, если воспользоваться классическим или операторным методом расчета переходных процессов.

При расчете классическим методом составляют дифференциальные уравнения и находят их решения для каждого интервала времени, в пределах которого воздействующая функция описывается одним аналитическим выражением. Эти решения содержат постоянные интегрирования, которые находят из условий непрерывности токов в индуктивностях и напряжений на конденсаторах на границах интервалов, а также из условий периодичности процесса. Расчет упрощается, если воздействующая функция симметрична относительно оси абсцисс. Тогда расчет достаточно произвести для одного полупериода, учитывая дополнительно условия симметрии.

При использовании операторного метода следует применить преобразование Лапласа для периодических функций. Можно легко получить общую формулу, связывающую изображение $E(p)$ заданной периодической функции, например, э. д. с. $e(t)$ периода T с изображением $E_1(p)$ функции $e_1(t)$, которая совпадает с функцией $e(t)$ на протяжении первого периода и равна нулю при $t < 0$. На основании теоремы запаздывания имеем

$$E(p) = E_1(p) (1 + e^{-pT} + e^{-2pT} + \dots) = \frac{E_1(p)}{1 - e^{-pT}}.$$

Изображение искомой реакции цепи

$$I(p) = E(p) Y(p) = \frac{E_1(p)}{1 - e^{-pT}} Y(p),$$

где $Y(p)$ — операторная переходная проводимость цепи.

Оригинал определяется из выражения

$$i(t) = \sum \operatorname{res} \frac{E_1(p)}{1 - e^{-pT}} Y(p) e^{pt}. \quad (2.8)$$

Здесь сумма вычетов берется по всем особым точкам функции $\frac{E_1(p)}{1-e^{-pT}} Y(p)$. При этом установившаяся реакция цепи равна сумме вычетов относительно полюсов воздействующей функции $\frac{E_1(p)}{1-e^{-pT}}$, а свободная реакция — относительно полюсов функции $Y(p)$, которая зависит от структуры и параметров цепи.

Воздействующая функция имеет бесконечно большое число полюсов, лежащих на мнимой оси: $p_q = j \frac{2\pi}{T} q$ ($q = 0, 1, 2, \dots$). Поэтому установившаяся реакция цепи, найденная непосредственно из выражения (2.8), содержит бесконечное число слагаемых (получается ряд Фурье).

Установившуюся реакцию для первого периода можно получить в замкнутой форме. Для этого следует из полной реакции цепи для первого периода, которая определяется конечным числом полюсов функции $E_1(p)$, вычесть свободную реакцию, которая также определяется конечным числом полюсов функции $Y(p)$.

Решение, как и в классическом методе, получается для отдельных интервалов кусочно-непрерывной функции $e(t)$. Если функция $e(t)$ симметрична относительно оси абсцисс, т. е. $f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right)$, то изображение данной функции $f(t)$ может быть выражено через изображение функции $e_1(t)$, совпадающей с функцией $f(t)$ на протяжении первого полупериода и равной нулю при $t < 0$. Действительно, на основании теоремы запаздывания имеем

$$E(p) = E_1(p) \left(1 - e^{-p \frac{T}{2}} + e^{-pT} - e^{-\frac{3pT}{2}} + e^{-2pT} + \dots \right) = \frac{E_1(p)}{1 + e^{-\left(-p \frac{T}{2}\right)}}.$$

Следовательно, установившуюся реакцию цепи согласно приведенной методике достаточно найти для первого полупериода, а затем воспользоваться условием симметрии.

Преимущество операторного метода состоит в том, что отпадает необходимость в отыскании постоянных интегрирования, поскольку условия непрерывности и периодичности учитываются автоматически при переходе к изображению.

§ 2.5. МЕТОД ОСНОВНОЙ ГАРМОНИКИ

В целях максимального упрощения расчетных соотношений иногда достаточно ограничиться учетом только основной гармоники токов или э. д. с. эквивалентных источников, рассмотренных в предыдущем параграфе. При этом токи и напряжения на линейной части эквивалентной схемы преобразователя являются синусоидальными величинами, и можно использовать все расчеты цепей синусоидального тока, в том числе символический метод, векторные диаграммы, метод геометрических мест.

Метод основной гармоники, например, с успехом применяется для исследования автономных инверторов тока с практически синусоидальным выходным напряжением. Рабочие характеристики инверторов, рассчитанные этим методом, очень мало отличаются от соответствующих характеристик, полученных более точными методами. Для анализа различных режимов работы подобных инверторов особенно эффективным оказывается метод геометрических мест или круговых диаграмм. При помощи метода геометрических мест очень просто и наглядно решаются вопросы, связанные с исследованием различных методов стабилизации и регулирования выходного напряжения таких устройств.

Используя метод основной гармоники, следует всегда четко определять границы его применимости и, если необходимо, уточнять полученные результаты учетом высших гармоник, либо переходом к более точным методам.

§ 2.6. МЕТОД ГАРМОНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

Мы уже упоминали о применении для расчета вентиляльных преобразователей метода гармонического анализа в случае, когда форма токов или напряжений эквивалентных источников, воздействующих на линейную часть схемы, заведомо известна. Расчет при этом не вызывает особых затруднений, поскольку легко может быть получен гармонический состав периодического воздействия.

Метод гармонического анализа используется для исследования периодических режимов вентиляльных преобразователей и в самом общем случае. Метод состоит в том, что решение отыскивается в форме полных рядов Фурье, коэффициенты которых определяются в процессе расчета. Как обычно, принимается кусочно-линейная аппроксимация вольтамперных характеристик вентилялей. Ток и напряжение вентиля представляются рядами Фурье в комплексной (или тригонометрической) форме:

$$i_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \dot{I}_{nm} e^{jn\omega t}, \quad (2.9)$$

$$u_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \dot{U}_{nm} e^{jn\omega t}.$$

Здесь \dot{I}_{nm} , \dot{U}_{nm} — комплексные амплитуды n гармоники тока и напряжения;

$\omega = \frac{2\pi}{T}$ — основная частота, определяемая периодом процесса T .

Комплексные амплитуды выражаются известными формулами:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{nm} &= \frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k} i_k(t) e^{-jn\omega t} dt, \\ \dot{U}_{nm} &= \frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k+T} u_k(t) e^{-jn\omega t} dt. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Здесь пределами интегрирования являются моменты начала и конца проводящего состояния вентиля, поскольку в интервале времени $t_n < t < t_n + T$ ток вентиля равен нулю, а в интервале времени $t_n < t < t_k$ напряжение на вентиле равно нулю. Следовательно, комплексные амплитуды гармоник тока и напряжения представляют собой функции моментов перехода t_n , t_k через точки излома вольт-амперных характеристик.

Уравнения для определения моментов перехода t_n , t_k (уравнения периодов) можно получить, исходя из условий равенства нулю токов и напряжений $i_k(t)$ и $u_k(t)$ при соответствующих переключениях вентиля:

$$i_k(t_k) = 0, \quad u_k(t_n + T) = 0. \quad (2.11)$$

Однако практическое использование этих уравнений для определения значений t_n и t_k затруднено вследствие недостаточно быстрой сходимости рядов (2.9). Это приводит к необходимости учета большого числа гармоник, несмотря на то, что для достаточно точного представления величин $i_k(t)$ и $u_k(t)$ рядами требуется сравнительно небольшое число гармоник. Чаще пользуются интегральной формой уравнений периодов, которая получается из условий равенства нулю тока вентиля на всем интервале $t_k < t < t_n + T$ и равенства нулю напряжения на вентиле на интервале $t_n < t < t_k$:

$$\int_{t_k}^{t_n+T} i_k(t) dt = 0, \quad \int_{t_n}^{t_k} u_k(t) dt = 0. \quad (2.12)$$

Ряды, полученные в результате интегрирования на указанных интервалах исходных рядов $i_k(t)$ и $u_k(t)$ сходятся гораздо быстрее, поэтому можно ограничиться меньшим числом гармоник.

Связь между коэффициентами I_{nm} и U_{nm} устанавливается в результате подстановки рядов (2.9) в дифференциальные уравнения, составленные для отдельных интервалов, в пределах которых число проводящих ток вентиля остается неизменным. Уравнения удобно записывать в операторной форме с последующей заменой оператора дифференцирования p на $j\omega$.

Метод гармонического анализа принципиально можно применить и для расчета переходного процесса в преобразовательной схеме, если учесть, что и в переходном процессе ток вентиля имеет форму импульса, возникающего один раз за период переменного напряжения. В этом случае определение моментов перехода t_n и t_k , а также комплексных амплитуд токов и напряжений, записанных в форме (2.9), приходится производить для каждого периода переменного напряжения, начиная с момента возникновения переходного процесса.

Преимущество метода гармонического анализа по сравнению с методом припасовывания заключается в том, что он позволяет непосредственно получить данные о гармоническом составе токов и напряжений и избежать трудоемкого определения корней характеристического уравнения. Последнее особенно существенно в случае, если процессы

в вентиляльной цепи описываются дифференциальными уравнениями высоких порядков.

Недостатком метода является большой объем вычислений, что при анализе сложных вентиляльных цепей приводит к необходимости использования ЭЦВМ.

§ 2.7. МЕТОД ФАЗОВОЙ ПЛОСКОСТИ

При анализе нелинейных систем часто используются методы, основанные на применении некоторых графических построений. Графические методы, как правило, позволяют просто, наглядно, а, главное, быстро получить качественные сведения о характере исследуемого процесса. Более точные количественные соотношения могут быть получены в сочетании с другими методами.

Из графических методов наиболее эффективным для расчета некоторых классов преобразовательных устройств является метод фазовой плоскости, который дает возможность исследовать как переходные, так и установившиеся режимы. Согласно этому методу исследуемый процесс, описываемый дифференциальными уравнениями первого или второго порядка, изображается в виде графика на координатной плоскости x, y , где x — исследуемая величина (обычно откладывается по оси абсцисс), а $y = \frac{dx}{dt}$ — скорость ее изменения во времени (откладывается по оси ординат). Такая координатная плоскость и называется фазовой плоскостью. Поскольку каждому состоянию электрической цепи соответствуют определенные значения исследуемой величины x и скорости ее изменения во времени y , переходный процесс изображается на фазовой плоскости в виде кривой, называемой фазовой траекторией. Точка на фазовой траектории, соответствующая мгновенным значениям x и y в данный момент времени, называется изображающей точкой. С течением времени изображающая точка перемещается по фазовой траектории, причем направление ее перемещения определяется тем, что время всегда возрастает, т. е. $dt > 0$. Поэтому в верхней полуплоскости, где $y > 0$, изображающая точка движется слева направо ($dx > 0$), а в нижней полуплоскости — справа налево ($dx < 0$) (рис. 2.6).

Следовательно, изображающая точка по фазовой траектории совершает движение всегда по часовой стрелке. Вид фазовой траектории зависит от параметров, конфигурации цепи и характера нелинейности.

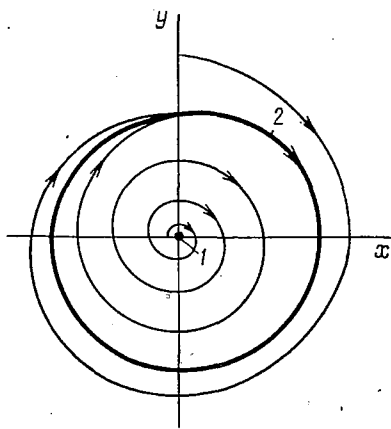


Рис. 2.6. Фазовая плоскость и фазовые траектории:

1 — особая точка; 2 — устойчивый предельный цикл

Если процесс описывается дифференциальными уравнениями первого порядка, то все фазовые траектории лежат на одной кривой и изображающая точка может перемещаться только по этой кривой. Если процесс описывается дифференциальными уравнениями второго порядка, то в зависимости от начальных условий, т. е. значений x и $y = \frac{dx}{dt}$ при $t = 0$, начальное положение изображающей точки может оказаться в любом месте фазовой плоскости. Соответственно существует и бесконечно большое число фазовых траекторий, которые тем не менее нигде не пересекаются. Они могут только сходиться или расходиться в некоторых точках, называемых особыми точками. В этих точках значение $\frac{dy}{dx}$ становится неопределенным. Особые точки всегда являются точками равновесия системы, поскольку в них $\frac{dy}{dt} = 0$ и $\frac{dx}{dt} = 0$. Особые точки, а значит, и состояние равновесия системы могут оказаться устойчивыми и неустойчивыми в зависимости от того, как происходит относительно этих точек движение изображающей точки по фазовым траекториям при возрастании времени t .

Если процесс в цепи является периодическим, то через интервалы времени, равные периоду, соответствующие значения x и $y = \frac{dx}{dt}$ повторяются и фазовая траектория имеет вид замкнутой кривой. Замкнутая фазовая траектория называется предельным циклом. Если все фазовые траектории независимо от начальных условий приближаются к предельному циклу, то такой предельный цикл называется устойчивым. Ему соответствует устойчивый периодический режим цепи. Непериодическому процессу соответствует незамкнутая фазовая траектория.

Для построения фазовых траекторий процессов, описываемых дифференциальными уравнениями, в которые независимая переменная t не входит явно, например,

$$\frac{d^2x}{dt^2} = f\left(\frac{dx}{dt}, x\right), \quad (2.13)$$

используется метод изоклин. Путем введения новой переменной $y = \frac{dx}{dt}$ уравнение сводится к уравнению первого порядка

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = y \frac{dy}{dx}.$$

Отсюда

$$\frac{dy}{dx} = \frac{f(y, x)}{y}. \quad (2.14)$$

Принимая $\frac{dy}{dx} = m = \text{const}$ и придавая m различные значения, можно построить в плоскости x, y семейство изоклин, с помощью которого будут получены интегральные кривые $y(x)$ уравнения (2.14), представляющие собой фазовые траектории исходного уравнения второго порядка (2.13).

При необходимости построения только одной фазовой траектории, соответствующей заданным начальным условиям, применяется так называемый д е л ь т а - м е т о д. Согласно этому методу построение фазовой траектории производится последовательно по отдельным малым участкам, каждый из которых аппроксимируется дугой окружности с центром на оси x . По фазовой траектории легко определяется временная зависимость, т. е. непосредственно находится x как функция времени t . Для этого следует выполнить дополнительное численное или графическое интегрирование уравнения

$$y = \frac{dx}{dt}.$$

Таким образом, метод фазовой плоскости дает представление о характере процесса в цепи без полного решения дифференциальных уравнений. По семейству фазовых траекторий, или, как говорят, по фазовому портрету процесса можно, по крайней мере, качественно судить об основных свойствах исследуемой цепи: о влиянии начальных условий на ход переходного процесса, об устойчивости или неустойчивости режима, об экстремальных значениях исследуемой величины и ее производной в переходном и установившемся режиме и т. д.

Применительно к преобразовательным устройствам метод фазовой плоскости целесообразно использовать еще и потому, что при кусочно-линейной аппроксимации вольтамперных характеристик вентиляей на отдельных интервалах времени преобразовательная цепь описывается линейными дифференциальными уравнениями, для которых фазовые траектории имеют простые аналитические выражения.

§ 2.8. МЕТОД ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ФУНКЦИЙ

В преобразовательных установках вентили выполняют роль переключающих устройств.

Время переключений часто бывает невелико по сравнению с промежутками между переключениями. В этих условиях процессы в преобразователях, не делая большой погрешности, можно рассматривать, полагая время переключения равным нулю. При этом напряжения и токи описываются скачкообразными функциями, которые как бы вырезаются вентилями из кривой напряжения или тока входа или выхода преобразователя.

При анализе процессов в цепях скачкообразные функции иногда удобно рассматривать как произведение непрерывной функции на единичную скачкообразную или единичную импульснообразную функцию:

$$f(t)_{\geq} = f(t) F(t).$$

Функция $F(t)$ является множителем, преобразующим непрерывную функцию $f(t)$ в скачкообразную функцию $f(t)_{\geq}$ и придает ей скачкообразно нулевое значение или скачкообразно изменяет ее знак.

Вид функции $F(t)$ зависит от особенностей работы преобразователя и может приобретать различную форму (рис. 2.7).

Функцию $F(t)$ принято называть коммутационной, или переключательной, функцией.

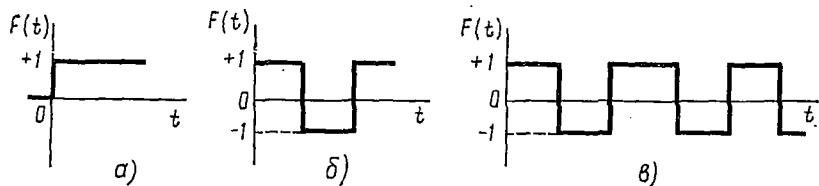


Рис. 2.7. Виды переключающих функций

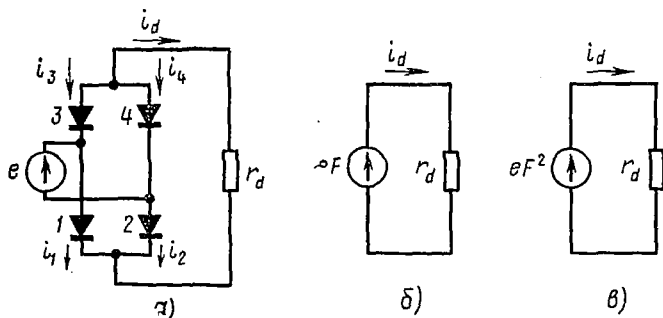


Рис. 2.8. Однофазный мостовой преобразователь (а) и его эквивалентные схемы (б, в)

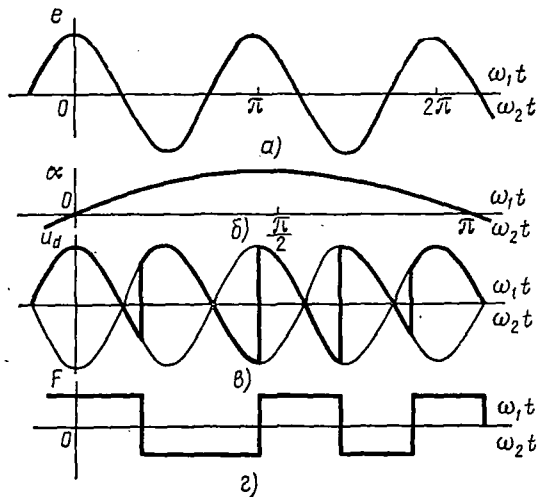


Рис. 2.9. Напряжения однофазного мостового преобразователя:

а — входное напряжение; б — изменения во времени угла регулирования; в — выходное напряжение преобразователя; г — переключающая функция

В качестве примера рассмотрим однофазный мостовой преобразователь (рис. 2.8) с переменным углом регулирования.

Пусть

$$e = E_m \cos \omega_1 t \quad (\text{рис. 2.9, а}), \quad \alpha = \alpha_m \sin \omega_2 t \quad (\text{рис. 2.9, б}).$$

Тогда переключающая функция $F(t)$ примет вид, изображенный на рис. 2.9, з.

Выпрямленное напряжение и токи в цепи запишутся при помощи функции F следующими выражениями:

$$u_d = eF, \quad i_d = \frac{eF}{r_d},$$

$$i_1 = i_4 = i_d \frac{F+1}{2}, \quad i_2 = i_3 = i_d \frac{1-F}{2}, \quad i_1 - i_2 = \frac{eF^2}{r_d}, \quad F^2 = 1.$$

Если $\omega_2 \gg \omega_1$, то переключающую функцию представляют тригонометрическим рядом:

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1} \cos \{(2k-1)[\omega_1 t - \alpha(\omega_2 t)]\}}{2k-1}.$$

Этот ряд можно записать сокращенно, если ввести понятие коммутационного косинуса:

$$F(t) = \text{сос} [\omega_1(t) - \alpha(\omega_2 t)].$$

При расчетах могут встретиться и коммутационные синусы:

$$\text{sic} [\omega_1 t - \alpha(\omega_2 t)] = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \{(2k-1)[\omega_1 t - \alpha(\omega_2 t)]\}}{k-1},$$

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} eF d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{2m} \cos \omega_1 t \text{сос} [\omega_1 t - \alpha(\omega_2 t)] d\vartheta =$$

$$= \frac{E_{2m}}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos \omega_1 t \text{сос} (\omega_1 t - \alpha) d\vartheta = \frac{2}{\pi} E_{2m} \text{сос} \alpha,$$

$$\alpha(\omega_2 t) = \text{const} \text{ при } \vartheta = 0 \div 2\pi.$$

Использование переключающих функций позволяет заменять цепи с вентилями эквивалентными цепями без вентиляей (см. рис. 2.8, б, в) и упрощает расчет сложных цепей [51], так как математические операции при этом производятся не над каждой гармоникой в отдельности, а над «пакетом» гармоник, которым является переключающаяся функция.

Применяя различные математические операции над переключающими функциями, следует иметь в виду, что их дифференцирование приводит к появлению δ -функций.

В заключение отметим, что для разработки, исследования и расчета преобразовательных устройств в современной инженерной практике широко используются экспериментальные методы физического моделирования, а также методы математического моделирования с привлечением ЭЦВМ и АВМ, что будет рассмотрено в главе 13.

НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

§ 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Выпрямитель — это электротехническое устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в постоянное.

Основными элементами выпрямителя являются трансформатор и вентили, с помощью которых обеспечивается одностороннее протекание тока в цепи нагрузки, в результате чего переменное напряжение преобразуется в пульсирующее.

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения к выходным зажимам выпрямителя подключают электрический сглаживающий фильтр. Для регулирования или стабилизации выпрямленного напряжения и тока потребителя к входным зажимам его подключают регулятор или стабилизатор (стабилизатор может быть включен и на стороне переменного тока выпрямителя). Структурная схема выпрямителя с фильтром и стабилизатором приводилась на рис. В.3.

Режим работы и параметры отдельных элементов выпрямителя, фильтра, регулятора и стабилизатора согласуются с заданными условиями работы потребителя постоянного тока. Поэтому основная задача теории выпрямительных устройств сводится к определению расчетных соотношений, позволяющих по заданному режиму работы потребителя определить электрические параметры элементов стабилизатора, регулятора, фильтра, а также вентилялей и трансформатора выпрямителя и затем произвести выбор этих элементов по каталогу или, если это необходимо, рассчитать их.

Классификация схем выпрямителей

Схемы выпрямителей классифицируют по ряду признаков.

В зависимости от числа фаз питающего источника переменного напряжения различают схемы однофазного и трехфазного питания. Независимо от мощности выпрямителей все схемы делят на однотактные и двухтактные.

К однотактным относят схемы, у которых по вторичным обмоткам трансформатора ток протекает только один раз за полный период (полупериод или его часть). Отношение частоты пульсаций выпрямленного напряжения m_n к частоте сети в однотактных схемах равно числу фаз вторичной обмотки трансформатора. В таких схемах, кроме простейшего однофазного однополупериодного выпрямителя (рис. 3.1, а), обязательно выводится нулевая точка трансформатора. Таким образом, однотактные схемы — это схемы с нулевым выводом (рис. 3.1. б).

К двухтактным относят схемы, у которых в каждой фазе вторичной обмотки трансформатора ток протекает дважды за один

период, притом в противоположных направлениях. Кратность пульсаций выпрямленного напряжения в таких схемах в два раза больше, чем число фаз вторичной обмотки трансформатора. Схемы выпрямителей, относящиеся к двухтактным, называют также мостовыми (рис. 3.1, в, д). В мостовых схемах ток во вторичной цепи всегда проходит последовательно по двум вентилям.

Схемы выпрямителей делят на простые и сложные. Простыми являются схемы, изображенные на рис. 3.1, а, б, в, г, д). К простым относят также схемы с умножением напряжения, в которых в качестве умножителей используются заряженные конденсаторы.

В сложных схемах несколько простых схем выпрямителей соединяются последовательно или параллельно (рис. 3.1, е).

Схемы выпрямителей классифицируют также по числу пульсаций за период питающего напряжения в кривой выпрямленного напряжения. Различают схемы с однофазными пульсациями (схема простейшего однополупериодного выпрямителя, несимметричная схема удвоения напряжения), с двухфазными пульсациями (однофазная схема с нулевым выводом, однофазная мостовая схема, симметричная схема удвоения напряжения), схема

с трехфазными пульсациями (трехфазная схема с нулевым выводом), схемы с четырехфазными пульсациями, схемы с шестифазными пульсациями (трехфазная мостовая схема, шестифазная схема с нулевым выводом, двойная трехфазная схема с уравнительным реактором). Схемы с двенадцати- и более пульсациями представляют собой последовательные и параллельные соединения предыдущих схем.

В зависимости от назначения выпрямители могут быть управляемыми (с регулируемым выпрямленным напряжением) и неуправляемыми.

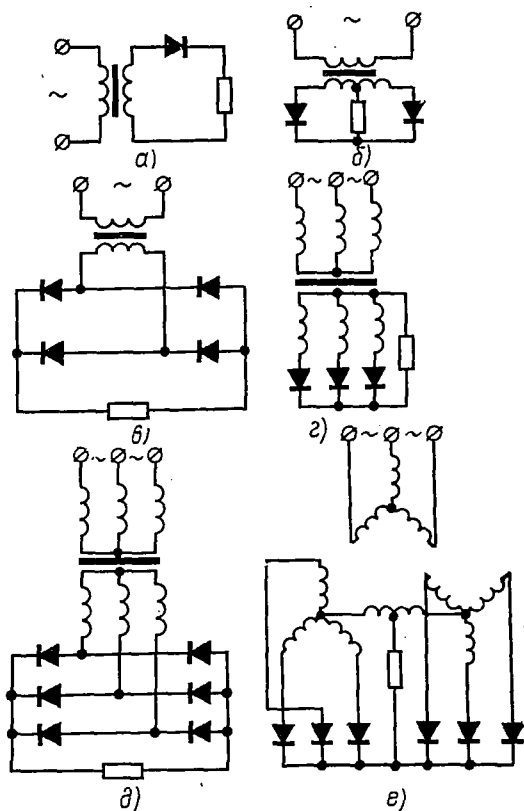


Рис. 3.1. Основные схемы выпрямителей:

а — однофазного однополупериодного; б — однофазного с нулевым выводом; в — однофазного мостового; г — трехфазного с нулевым выводом; д — трехфазного мостового; е — двойного трехфазного с уравнительным реактором

Возможны различные модификации схем выпрямителей — с включением вторичных обмоток трансформатора в зигзаг, несимметричные схемы, схемы с нагрузкой, шунтированной диодом, и др.

Эксплуатационные характеристики выпрямителей

Основными величинами, характеризующими эксплуатационные свойства выпрямителей, являются:

- 1) средние значения выпрямленного напряжения и тока U_d, I_d ;
- 2) коэффициент полезного действия η ;
- 3) коэффициент мощности χ ;
- 4) внешняя характеристика, представляющая зависимость напряжения на выходе от тока нагрузки: $U_d = f(I_d)$;

5) регулировочная характеристика, представляющая зависимость выпрямленного напряжения от угла регулирования: $U_d = f(\alpha)$;

6) коэффициент пульсаций, представляющий отношение амплитуды данной гармонической составляющей выпрямленного напряжения (тока) к среднему значению выпрямленного напряжения (тока):

$$K_n = \frac{U_{(q)m}}{U_d};$$

7) коэффициент искажения, равный отношению действующих значений основной гармоники и полного тока первичной обмотки трансформатора:

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{2(1)}^2 + \dots + I_{q(1)}^2 + \dots}}.$$

Основные параметры вентиляй выпрямителей рассматривались в главе I.

Важными параметрами мощных вентиляй, кроме рассмотренных ранее, являются величина и длительность протекания допустимого прямого тока перегрузки. Для вентиляй малой мощности, работающих на емкостную нагрузку, необходимо учитывать также максимально допустимое значение частоты выпрямленного переменного напряжения.

Эксплуатационными и экономическими характеристиками электрических вентиляй являются срок службы, стоимость и надежность.

На выбор типа вентиляй влияют и такие факторы, как род нагрузки, цель и условия применения, коэффициент полезного действия и др. Поэтому вентиль нужно выбирать с учетом всех параметров и особенностей для каждого конкретного случая.

Трансформаторы как элементы преобразовательных устройств

С помощью трансформатора в преобразовательных устройствах производится преобразование величины входного (для выпрямителей) или выходного (для инверторов) напряжения, электрическое разделение отдельных цепей преобразователя (как правило, разделяются цепи с источниками питания и цепи с нагрузкой), преобразование числа фаз системы напряжений (напряжения, питающего выпрямитель, или напряжения, питающего автономную нагрузку инвертора).

Режимы работы трансформатора в преобразователях электрического тока отличаются от обычных режимов работы трансформаторов при линейной нагрузке, которые подробно рассмотрены в [23]. Это обусловливается, с одной стороны, характером эквивалентной нагрузки для трансформатора, которая в преобразователях электрического тока нелинейна. С другой стороны, отличие режимов определяется частотой перемагничивания сердечника трансформатора. Для обычных трансформаторов, работающих на линейную нагрузку, частота, как правило, стандартная (50 гц). Трансформаторы в преобразователях электрического тока часто работают при повышенных частотах, равных 400, 1000 гц и выше, что обусловлено в некоторой степени миниатюризацией оборудования и устройств, питающихся от преобразователей электрического тока, а также миниатюризацией преобразователя.

При составлении эквивалентных схем для трансформаторов преобразователей необходимо учитывать перечисленные особенности, так как нелинейная нагрузка обуславливает несинусоидальные токи, напряжения и магнитные потоки в трансформаторе; повышенная частота перемагничивания вызывает дополнительные потери в сердечнике и в обмотках; специфичное расположение обмоток трансформатора относительно друг друга приводит к особому распределению магнитных потоков этих обмоток в пространстве относительно друг друга и т. д.

Конструктивно трансформаторы преобразователей тока отличаются от обычных трансформаторов. Так, например, трансформаторы мощных преобразователей электрического тока и в первую очередь выпрямителей отличаются от обычных мощных силовых трансформаторов тем, что вследствие более тяжелых аварийных режимов в них необходимо предусматривать ограничение аварийных токов путем увеличения индуктивного сопротивления обмоток, а также надежное механическое закрепление обмоток и сердечника трансформатора во избежание возможного возникновения опасных электродинамических усилий. Для ряда преобразователей необходимо также учитывать, что установленная мощность вторичных обмоток может быть больше установленной мощности первичных обмоток трансформатора.

Магнитные потоки рассеяния в трансформаторе оказывают существенное влияние на характер электромагнитных процессов в преобразователях электрического тока. Характер распределения магнитных потоков рассеяния зависит от конструктивных особенностей трансформатора — от формы магнитопровода, типа и устройства обмоток, взаимного расположения обмоток относительно друг друга и др.

Потоки рассеяния учитываются одним из главных параметров трансформатора — x_a , который называют индуктивным сопротивлением обмоток, расположенных на одном стержне, обусловленным потоками рассеяния основной частоты.

Вторым важным параметром трансформатора является r_a — сопротивление обмоток, расположенных на одном стержне магнитопровода.

Особенности расчета трансформаторов преобразователей различной мощности зависят от соотношения между параметрами x_a и r_a .

В преобразователях малой мощности (особенно низковольтных) индуктивное сопротивление x_a обмоток трансформатора значительно меньше активного сопротивления r_a . Поэтому при расчете таких преобразователей ввиду малой величины $\frac{x_a}{r_a}$ (порядка 0,3) потоками рассеяния пренебрегают, что значительно упрощает расчет.

Для трансформатора преобразователей большой мощности $x_a \gg r_a$ ($\frac{x_a}{r_a} > 7 \div 8$) потоки рассеяния оказывают решающее влияние на характер электромагнитного процесса, поэтому при расчете величиной r_a пренебрегают. В результате упрощается анализ режима коммутации электрического тока с одного вентиля на другой, представляющего собой режим короткого замыкания трансформатора, аварийных режимов преобразователя и др.

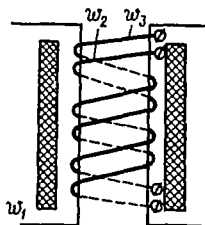


Рис. 3.2. Стержень трансформатора с двумя вторичными обмотками, жестко вмотанными друг в друга

В трансформаторах преобразователей средней мощности параметр x_a по величине соизмерим с параметром r_a , поэтому потоками рассеяния пренебрегать нельзя, и необходимо учитывать оба параметра.

Методика определения индуктивного сопротивления x_a обмоток обычного силового трансформатора, обусловленного потоками рассеяния, подробно приведена в [23].

При аналитическом определении потоков рассеяния обмоток трансформаторов преобразователей электрического тока, так же как и обычных силовых трансформаторов, необходимо учитывать особенности расположения этих обмоток на сердечниках магнитопровода. Для выпрямителей существует два типа трансформаторов.

К первому типу относят трансформаторы, во вторичных обмотках которых за полный период ток протекает один раз и только в одном направлении. Вторичные обмотки таких трансформаторов включаются последовательно с электрическими вентилями, поэтому ток в обмотках содержит постоянную составляющую. Для компенсации постоянной намагничивающей силы (н. с.) необходимо на одном стержне магнитопровода располагать две вторичные обмотки, в которых токи, одинаковые по форме, протекают в противоположных направлениях. Трансформаторы подобного типа с тремя обмотками (одной первичной и двумя вторичными) используются в трехфазной схеме выпрямителя (см. рис. 4.4, а), в схеме двойного трехфазного выпрямителя с уравнительным реактором (см. рис. 4.12, а) и др.

С целью идентичного расположения двух вторичных обмоток по отношению к первичной их выполняют в виде спиралей, жестко вмотанных друг в друга (рис. 3.2). В результате потоки рассеяния между вторичными обмотками становятся минимальными.

Ко второму типу относят трансформаторы, у которых по вторичным обмоткам ток протекает дважды за период, причем за каждый полу-период в противоположных направлениях. Такие трансформаторы

не нуждаются в компенсации постоянных н. с. на стержнях магнитопровода и практически отличаются от обычных силовых трансформаторов более высокими значениями параметра x_a . Они используются в однофазных и трехфазных мостовых выпрямителях (рис. 3.1, в, д).

При составлении эквивалентных схем трансформаторов выпрямителей для замены индуктивной связи между первичной и вторичной обмотками эквивалентной электрической связью обычно первичную обмотку с числом витков ω_1 приводят ко вторичной обмотке с числом витков ω_2 . Это объясняется тем, что заданными величинами при расчете выпрямителей являются напряжение U_d и ток нагрузки I_d , подключаемой ко вторичной обмотке трансформатора.

При замене первичной обмотки эквивалентной с числом витков, равным числу витков вторичной обмотки ω_2 , изменяются параметры этой обмотки: L_{1s} — индуктивность, обусловленная потоками рассеяния первичной обмотки, и r_1 — активное сопротивление.

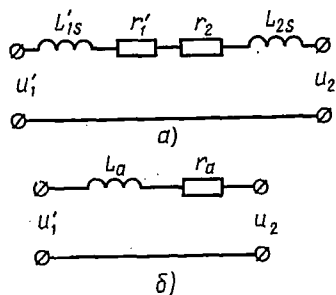


Рис. 3.3. Эквивалентные схемы однофазного трансформатора

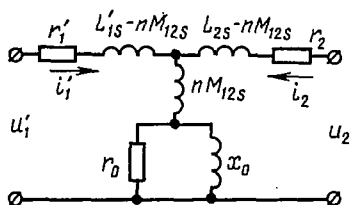


Рис. 3.4. Эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора с учетом взаимных потоков рассеяния

Для однофазного двухобмоточного трансформатора параметры приведенной первичной обмотки определяются следующими зависимостями:

$$r'_1 = n^2 r_1 = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 r_1,$$

$$L'_{1s} = n^2 L_{1s} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 L_{1s},$$

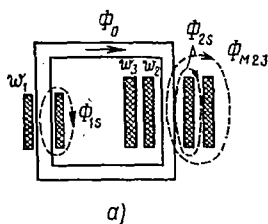
где $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — коэффициент трансформации трансформатора.

Эквивалентная схема однофазного трансформатора с приведенными обмотками без учета тока намагничивания показана на рис. 3.3, а. В упрощенном варианте этой схемы (рис. 3.3, б) эквивалентная индуктивность, обусловленная потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток, $L_a = L'_{1s} + L_{2s}$, а эквивалентное сопротивление обмоток трансформатора $r_a = r'_1 + r_2$.

Если первичная и вторичная обмотки трансформатора связаны между собой взаимным потоком рассеяния $M_{12s} i_2$ ($M_{12s} i_2$), то в эквивалентную схему вместо L'_{1s} и L_{2s} войдут параметры $L'_{1s} - nM_{12s}$ и

$L_{2s} - nM_{12s}$, где M_{12s} — взаимная индуктивность обмоток по потоку рассеяния.

В общем случае, если учитывать потери в сердечнике трансформатора (параметр r_0), основной магнитный поток (параметр x_0) и взаимные потоки рассеяния, эквивалентная схема трансформатора, приведенного к числу витков вторичной обмотки, имеет вид, показанный на рис. 3.4.



Эквивалентная схема трехобмоточного трансформатора (рис. 3.5, а) с учетом, что две обмотки связаны между собой взаимным потоком рассеяния Φ_{M23} , а потери в сердечнике ничтожно малы, представлена на рис. 3.5, б. В этой схеме учитывается взаимная индуктивность M_{23} по потокам рассеяния между вторичными обмотками с числом витков w_2 и w_3 , которые обычно равны друг другу. Коэффициент трансформации такого трансформатора $n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{w_3}{w_1}$.

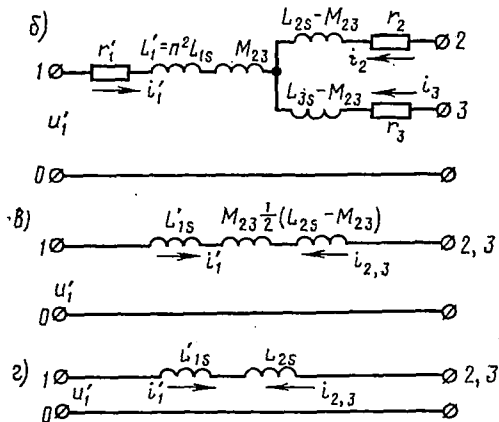


Рис. 3.5. Трехобмоточный трансформатор:

а — картина потоков рассеяния; б — эквивалентная схема с учетом, что две вторичные обмотки связаны взаимным потоком рассеяния; в — эквивалентная схема без учета потерь в обмотках; г — эквивалентная схема для случая, когда вторичные обмотки жестко вмотаны друг в друга

жестко вмотаны друг в друга, эквивалентная схема становится еще проще (рис. 3.5, г).

Параметры эквивалентных схем трансформатора обычно определяют опытным путем, с помощью опытов короткого замыкания и холостого хода.

§ 3.2. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ОДНОФАЗНОГО ТОКА С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Однополупериодный выпрямитель

Режим $r_a \neq 0, L_a = 0$

Рассмотрим работу однополупериодного выпрямителя (см. рис. 3.1, а), нагруженного на активное сопротивление, пренебрегая индуктивностью рассеяния трансформатора (выпрямители малой мощности).

На рис. 3.6, а показана эквивалентная схема выпрямителя для случая, когда потери в первичной обмотке трансформатора равны нулю ($u_1' = nu_1 = e_2$).

Под действием синусоидальной э. д. с. вторичной обмотки $e_2 = E_m \sin \varphi$, где $\varphi = \omega t$, ток в цепи нагрузки может проходить только в течение тех полупериодов, когда анод вентиля имеет положительный потенциал относительно катода. На рис. 3.6, б представлены временные диаграммы напряжений и токов, поясняющие работу выпрямителя. Вентиль B пропускает ток в первый полупериод, во второй полупериод, когда потенциал анода становится отрицательным, ток в цепи равен нулю. Учитывая это, мгновенное значение выпрямленного тока можно представить на интервалах следующим образом:

$$i_d = i_2 = \frac{E_{2m}}{r_d + r_a} \sin \varphi$$

$$(0 < \varphi < \pi),$$

$$i_d = i_2 = 0 \quad (\pi < \varphi < 2\pi).$$

Величина $\frac{E_{2m}}{r_d + r_a} = I_{am}$ означает максимальное значение выпрямленного тока.

Выпрямленное напряжение в любой момент времени меньше, чем э. д. с. вторичной обмотки, так как часть напряжения теряется на сопротивлении r_a :

$$u_d = r_a i_d = \frac{E_{2m} r_d}{r_d + r_a} \sin \varphi = \eta_a E_{2m} \sin \varphi = U_{dm} \sin \varphi,$$

$$(3.1)$$

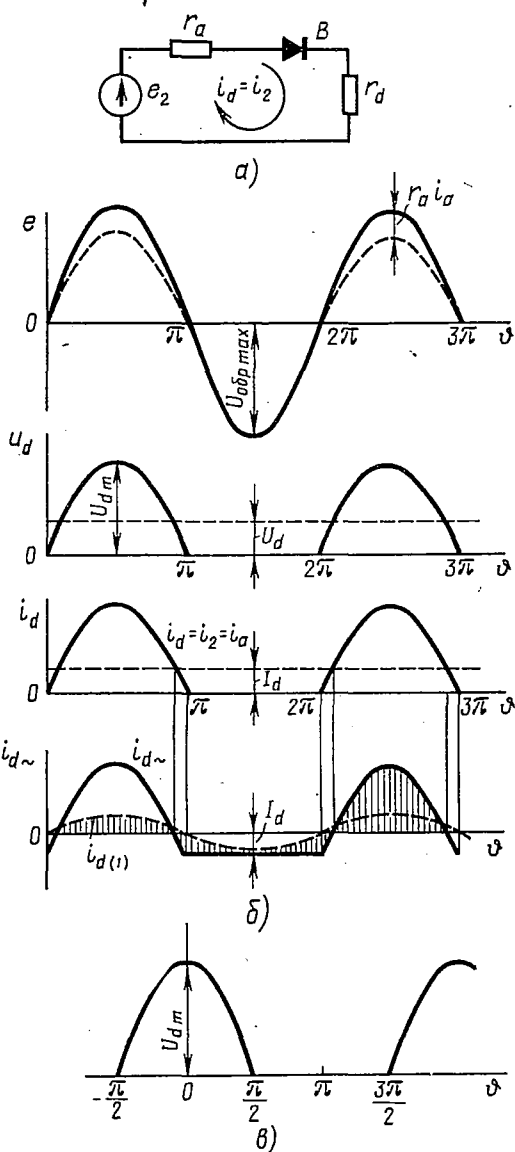


Рис. 3.6. Однополупериодный выпрямитель с активной нагрузкой ($L_a = 0, r_a \neq 0$):

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы напряжений и токов; в — диаграмма выпрямленного напряжения

где $\eta_a = \frac{r_d}{r_d + r_a}$ — условный к. п. д. анодной цепи;

$U_{dm} = \eta_a E_{2m}$ — максимальное значение выпрямленного напряжения.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{dm} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_{dm}}{\pi} = \frac{\eta_a}{\pi} E_2. \quad (3.2)$$

Среднее значение выпрямленного тока (а также тока вентиля)

$$I_d = I_a = \frac{U_d}{r_d} = \frac{1}{\pi} I_{am}. \quad (3.3)$$

Действующее значение тока вентиля

$$I_{a. \text{эфф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{am}^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{E_{2m}}{2(r_d + r_a)}. \quad (3.4)$$

Максимальное обратное напряжение на вентиле, как видно на рис. 3.6, б, достигает амплитудного значения э. д. с. вторичной обмотки:

$$U_{\text{обр max}} = E_{2m} = \frac{\pi}{\eta_a} U_d. \quad (3.5)$$

По найденным величинам I_a , I_{am} , $I_{a. \text{эфф}}$ и $U_{\text{обр max}}$ выбирается вентиль. Согласно полученным данным вентиль должен допускать амплитудное значение тока и максимальное напряжение, по крайней мере, в π раз превышающее среднее значение тока и напряжения на нагрузке.

Переменная составляющая выпрямленного напряжения и тока для данной схемы, как следует из временных диаграмм для u_d и i_d , велика, причем основная гармоника пульсаций имеет частоту, равную частоте питающей сети.

Для удобства вычисления амплитуды основной гармоники пульсаций выберем начало координат в точке, где выпрямленное напряжение имеет максимальное значение (рис. 3.6, в). Тогда мгновенное значение u_d можно представить как косинусоидальную функцию в пределах угла $-\frac{\pi}{2} \leq \vartheta \leq +\frac{\pi}{2}$.

$$u_d = U_{dm} \cos \vartheta.$$

Так как u_d — четная функция, то при разложении в ряд Фурье останутся только косинусоидальные члены. Амплитуда первой (основной) гармоники напряжения

$$U_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} u_d \cos \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} U_{dm} \cos^2 \vartheta d\vartheta = \frac{U_{dm}}{2} = \frac{\pi}{2} U_d. \quad (3.6)$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по первой гармонике

$$K_{п(1)} = \frac{U_{(1)m}}{U_d} = 1,57. \quad (3.7)$$

Рассмотрим режим работы трансформатора. Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = I_{a, \text{эфф}} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{\pi}{2} I_d. \quad (3.8)$$

Отношение действующего значения фазного тока I_2 к его среднему значению I_{2cp} называют коэффициентом формы тока:

$$D = \frac{I_2}{I_{2cp}}. \quad (3.9)$$

В одноктных схемах постоянная составляющая фазного тока определяется выражением

$$I_{2cp} = I_a = \frac{I_d}{m_2},$$

где m_2 — число фаз вторичной обмотки трансформатора.

Для данной схемы

$$D = \frac{I_2 m_2}{I_d} = \frac{I_2}{I_d} = \frac{\pi}{2}. \quad (3.10)$$

Действующее значение э. д. с. вторичной обмотки

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{2m} = \frac{\pi}{\eta_a \sqrt{2}} U_d = \frac{2,22}{\eta_a} U_d. \quad (3.11)$$

Отношение действующего значения э. д. с. E_2 к среднему значению выпрямленного напряжения U_d называют коэффициентом фазной э. д. с.:

$$B = \frac{E_2}{U_d} = \frac{2,22}{\eta_a}. \quad (3.12)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = E_2 I_2 = B U_d D I_d = B D P_d = 3,49 \frac{P_d}{\eta_a}, \quad (3.13)$$

где $P_d = U_d I_d$ — мощность постоянных составляющих выпрямленного напряжения и тока.

Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора можно определить из уравнения магнитного равновесия трансформатора, если пренебречь током намагничивания и учесть, что постоянная составляющая тока в первичную обмотку не трансформируется. Уравнение магнитного равновесия трансформатора по переменному току имеет вид

$$i_1 \omega_1 = - \omega_2 (i_2 - I_d). \quad (3.14)$$

Мгновенное значение тока первичной обмотки

$$i_1 = -\frac{\omega_2}{\omega_1}(i_2 - I_d) = -ni_{d\varphi}. \quad (3.15)$$

Из последнего выражения следует, что диаграмма первичного тока трансформатора подобна диаграмме вторичного тока, если из него исключить постоянную составляющую I_d .

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{n^2}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} (i_2 - I_d)^2 d\vartheta + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_d^2) d\vartheta \right]} = \\ &= n \sqrt{I_2^2 - I_d^2} = nI_d \sqrt{D^2 - 1} = 1,21nI_d. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Расчетная мощность первичной обмотки

$$S_1 = U_1 I_1 \frac{E_2}{n} n I_d \sqrt{D^2 - 1} = BU_d I_d \sqrt{D^2 - 1} = P_d B \sqrt{D^2 - 1} = 2,69 \frac{P_d}{\eta_a}. \quad (3.17)$$

Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 3,09 \frac{P_d}{\eta_a}. \quad (3.18)$$

Коэффициент использования трансформатора по мощности

$$K_P = \frac{P_d}{S_T} = \frac{1}{3,09} \eta_a = 0,324 \eta_a. \quad (3.19)$$

Полный коэффициент мощности выпрямителя в общем виде

$$\chi = \frac{P_{a1}}{S_1}, \quad (3.20)$$

где $P_{a1} = \sum_{q=1}^{q=n} U_{1(q)} I_{1(q)} \cos \varphi_q$ — активная мощность первичной обмотки, представляющая собой среднее значение мощности переменного тока за период и определяющаяся как сумма активных мощностей отдельных гармонических составляющих тока;

$$S_1 = U_1 I_1 = \sqrt{U_{1(1)}^2 + \dots + U_{1(q)}^2 + \dots} \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}$$

— полная мощность первичной обмотки.

Если полагать, что напряжение питающей сети есть синусоидальная функция, то

$$P_{a1} = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1. \quad (3.21)$$

Следовательно, коэффициент мощности

$$\chi = \frac{U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1}{U_1 \sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}} = \nu \cos \varphi_1, \quad (3.22)$$

где $\nu = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + \dots + I_{1(q)}^2 + \dots}}$ — коэффициент искажения, а

φ_1 — угол сдвига фаз между напряжением сети и первой гармоникой тока первичной обмотки.

В рассматриваемом случае $\varphi_1 = 0$, но коэффициент мощности меньше единицы, так как $\nu < 1$. Это является одной из причин, вызывающих увеличение размеров трансформатора.

Активная мощность выпрямленного тока вычисляется как среднее значение мощности пульсирующего тока за период

$$P_{ad} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d i_d d\vartheta = I_d^2 r_d = \frac{\pi^2}{4} P_d, \quad (3.23)$$

т. е. мощность P_{ad} больше мощности постоянных составляющих выпрямленного тока и напряжения примерно в 2,5 раза, что является также причиной увеличения размеров трансформатора. В сердечнике трансформатора за счет постоянной составляющей тока вторичной обмотки создается добавочный постоянный магнитный поток, насыщающий сердечник трансформатора. Это явление принято называть вынужденным намагничиванием трансформатора. В результате насыщения намагничивающий ток трансформатора возрастает в несколько раз по сравнению с током при нормальном режиме намагничивания сердечника. Возрастание намагничивающего тока связано с увеличением сечения провода первичной обмотки и размеров трансформатора в целом.

Однополупериодный выпрямитель из-за перечисленных недостатков применяется редко (в источниках электропитания маломощной аппаратуры). Однако рассмотренные особенности схемы имеют методическое значение при анализе регуляторов переменного напряжения, построенных по принципу фазового регулирования (см. § 5.3).

Выпрямитель с нулевым выводом

Режим $r_a \neq 0, L_a = 0$

Эквивалентная схема выпрямителя, а также временные диаграммы напряжений и токов показаны на рис. 3.7.

Выпрямитель с нулевым выводом по существу является двухфазным, так как вторичная обмотка трансформатора с нулевой точкой создает две э. д. с., равные по величине, но противоположные по направлению.

Вентили B_1 и B_2 пропускают ток поочередно; в течение первого полупериода положительный потенциал имеет анод вентиля B_1 , поэтому ток проходит через этот вентиль, сопротивление нагрузки и половину обмотки с э. д. с. e_1 ; в течение второго полупериода положительный потенциал имеет анод вентиля B_2 , ток проходит через половину обмотки с э. д. с. e_2 , вентиль B_2 и сопротивление нагрузки в том же направлении, что и в первый полупериод.

Таким образом, в отличие от простейшего однополупериодного выпрямителя в выпрямителе с нулевым выводом выпрямленный ток проходит по нагрузке в течение обоих полупериодов переменного тока, но каждая из половин вторичной обмотки трансформатора оказывается нагруженной током только в течение полупериода. В результате встречного направления н. с. постоянных составляющих токов в сердечнике трансформатора нет вынужденного намагничивания.

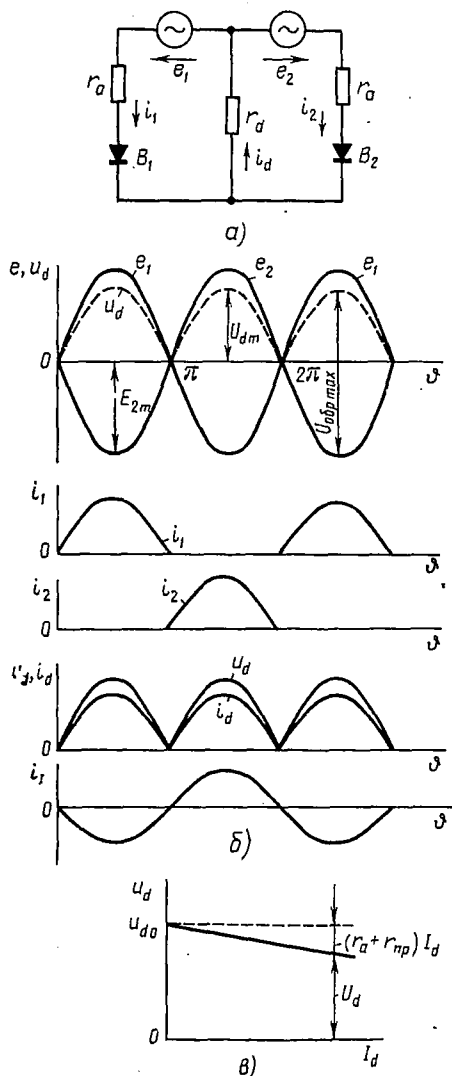


Рис. 3.7. Однофазный выпрямитель с нулевым выводом:

a — эквивалентная схема ($L_a = 0$, $r_a \neq 0$);
б — временные диаграммы напряжений и токов; *в* — внешняя характеристика с учетом потерь

мощностями обмоток. Часто, особенно для маломощных выпрямителей, применяют обычные стандартные трансформаторы с равными мощностями обмоток $S_1 = S_2 = S_T$. Мощность такого трансформатора

проходит по нагрузке в течение обоих полупериодов переменного тока, но каждая из половин вторичной обмотки трансформатора оказывается нагруженной током только в течение полупериода. В результате встречного направления н. с. постоянных составляющих токов в сердечнике трансформатора нет вынужденного намагничивания.

Основные электрические параметры выпрямителя без потерь, которые выводятся так же как и для однополупериодной схемы, приведены в табл. 4.1.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = 2E_2 I_2 = 1,73 P_d. \quad (3.24)$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = 1,23 P_d. \quad (3.25)$$

Во вторичной обмотке из-за наличия вентилей ток несинусоидален, что обуславливает появление мощности искажения. В первичной обмотке ток синусоидален и мощности искажения нет. Поэтому полная (расчетная) мощность $S_2 > S_1$.

Расчетная (типичная) мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,48 P_d. \quad (3.26)$$

оказалась меньше, чем в предыдущей схеме.

Для рассматриваемого выпрямителя следует проектировать специальный трансформатор с различными расчетными

тора S_T должна быть не меньше типовой мощности S_T , найденной при расчете выпрямителя. Но нужно учитывать, что в стандартном трансформаторе вторичная обмотка будет работать с перегрузкой, а первичная с недогрузкой. Тепловой режим трансформатора будет близок к номинальному.

Внешняя характеристика выпрямителя с учетом потерь в трансформаторе и вентилях определяется уравнением

$$U_d = U_{d0} - (r_a + r_{np}) I_d, \quad (3.27)$$

где $U_{d0} = \frac{2}{\pi} E_{2m}$ — среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе;

r_{np} — сопротивление вентиля в прямом направлении (считаем его постоянным).

Внешняя характеристика выпрямителя приведена на рис. 3.7, в.

Мостовая схема выпрямителя

С помощью однофазной мостовой схемы (см. рис. 3.1, в) можно также осуществить двухполупериодное выпрямление, как и в предыдущей схеме.

Мостовая схема состоит из двухобмоточного трансформатора и комплекта вентилях B_1, B_2, B_3, B_4 .

Эквивалентная схема выпрямителя для рассматриваемого режима представлена на рис. 3.8, а.

Переменное напряжение подводится к одной диагонали моста, а нагрузка подключается к другой его диагонали — между точкой соединения катодов двух вентилях, образующих катодную группу вентилях (B_1, B_3) и точкой соединения анодов двух вентилях, образующих анодную группу вентилях (B_2, B_4).

В схеме вентилях пропускают ток попарно: B_1, B_4 и B_2, B_3 ; они соединены между собой и нагрузкой последовательно. В каждую пару входит один вентиль из катодной группы и второй вентиль из анодной группы, поэтому нужно учитывать удвоенное напряжение на вентилях. В схеме начнет пропускать ток пара вентилях, у которой анод вентилях катодной группы (B_1 или B_3) имеет наиболее высокий потенциал, а катод вентилях анодной группы (B_2 или B_4) — наиболее низкий потенциал. Так, например, если потенциал точки а станет выше потенциала точки б (на рис. 3.8, б этот режим соответствует положительной полуволне э. д. с. e_2), то анод вентилях B_1 будет иметь наиболее высокий потенциал, а катод вентилях B_4 — наиболее низкий потенциал, т. е. в этом случае вентилях B_1 и B_4 пропускают электрический ток. В течение отрицательной полуволны э. д. с. e_2 катод вентилях B_2 имеет наиболее низкий потенциал, а анод вентилях B_3 — наиболее высокий потенциал, поэтому ток пропускают вентилях B_2 и B_3 .

Временные диаграммы для постоянного напряжения с учетом падения напряжения в выпрямителе (обусловленного сопротивлениями r_a и r_{np}) показаны на рис. 3.8, б. Напряжение на нагрузке меньше э. д. с. e_2 на величину падения напряжения в обмотке и двух последовательно соединенных вентилях.

Средние значения выпрямленного напряжения и тока, а также среднее и действующее значения тока вентиля мостовой схемы такие же, как и в схеме с нулевым выводом.

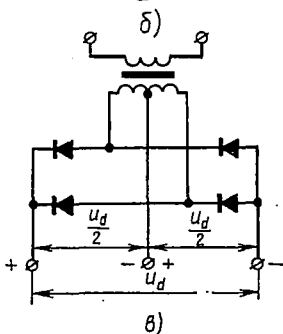
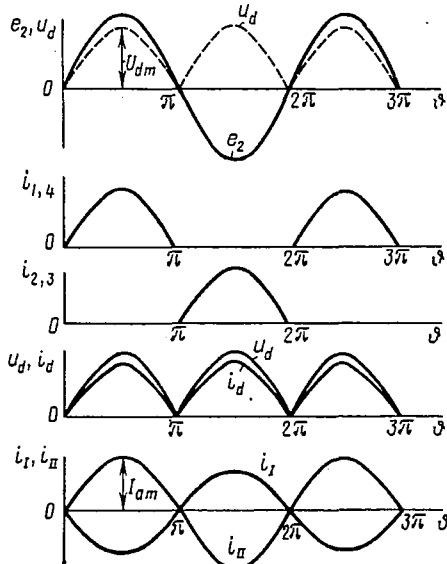
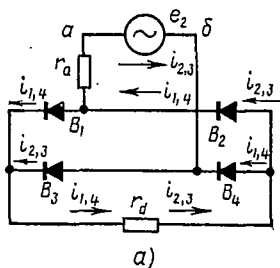


Рис. 3.8 Однофазный мостовой выпрямитель ($L_a = 0$, $r_a \neq 0$):

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений; в — схема с нулевым выводом

Обратное напряжение на вентиле меньше э. д. с. e_2 на величину падения напряжения во вторичной обмотке трансформатора и в одном работающем вентиле. Наибольшее значение обратного напряжения на вентиле будет при холостом ходе, когда оно достигает амплитуды э. д. с. вторичной обмотки трансформатора, что в два раза меньше, чем в схеме с нулевым выводом.

Во вторичной обмотке ток протекает дважды за период и при активной нагрузке имеет форму синусоиды. Вынужденного намагничивания сердечника трансформатора нет. Ток в первичной обмотке также синусоидален. Поэтому работу трансформатора при таком режиме выпрямления можно рассматривать как работу на обычное активное сопротивление без учета вентилей.

Расчетные мощности обмоток трансформатора и типовая мощность трансформатора равны между собой.

Основные электрические параметры схемы выпрямителя приведены в табл. 4.1.

По сравнению с предыдущими схемами в мостовой схеме выпрямителя коэффициент использования трансформатора выше, а максимальное обратное напряжение на вентилях меньше. Мостовой выпрямитель можно питать без трансформатора, если напряжение сети соответствует выпрямленному напряжению (схема с нулевым выводом без трансформатора неосущест-

вима), а использование в мостовой схеме трансформатора с нулевым выводом (рис. 3.8, в) позволяет получить два значения выпрямленного напряжения: U_d и $\frac{U_d}{2}$.

В настоящее время в качестве вентилях используются полупроводниковые приборы с малым значением $r_{пр}$, поэтому мостовая схема является наиболее приемлемой и перспективной по сравнению с другими схемами.

§ 3.3. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ОДНОФАЗНОГО ТОКА С АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Однополупериодный выпрямитель

$$\text{Режим } r_a = 0, r_{пр} = 0, L_a \neq 0$$

Эквивалентная схема простейшего однополупериодного выпрямителя, питающегося от источника синусоидального напряжения, представлена на рис. 3.9, а. Пренебрегая потерями, вентиль в этой схеме заменили ключом, замыкающимся в момент появления положительного напряжения между анодом и катодом и размыкающимся в момент погасания вентиля (в момент прохождения тока через нуль).

Периодические замыкания и размыкания цепи приводят к возникновению квазиустановившихся переходных процессов, которые можно просто рассчитать классическим методом.

Для эквивалентной схемы справедливо уравнение

$$e = L \frac{di}{dt} + ri, \quad (3.28)$$

где $e = E_{2m} \sin \vartheta$; $L = L_a + L_d$, $r = r_a + r_d$.

Решение уравнения (3.28) дает значение тока цепи

$$i = I_m \sin(\vartheta - \varphi) + I_m \sin \varphi e^{-\frac{r}{L}t}, \quad (3.29)$$

где $I_m = \frac{E_{2m}}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}}$.

Кривая тока, построенная по выражению (3.29), изображена на рис. 3.9, б. Ток в цепи оказался пульсирующим. Продолжительность импульса $\lambda = \omega t_p$ больше продолжительности положительной полуволны э. д. с. источника $\omega t_p > \pi$.

Величина угла ωt_p зависит от соотношения между величинами ωL и r . Чем больше $\frac{\omega L}{r}$, тем больше ωt_p . Если $\frac{\omega L}{r} \rightarrow \infty$, то $\omega t_p \rightarrow 2\pi$ и, наоборот, при $\frac{\omega L}{r} \rightarrow 0$ $\omega t_p \rightarrow \pi$.

На рис. 3.9, в представлено семейство кривых тока в относительных единицах при $L_a \neq 0$, $r_a = 0$, $L_d = 0$, $r_d \neq 0$ для разных значений $\frac{\omega L_d}{r_d}$. Предполагается, что активное сопротивление нагрузки r_d изменяется в диапазоне от $r_d = 0$ (режим короткого замыкания) до

$r_d = \infty$ (режим холостого хода). Максимальное значение тока в нагрузке будет при к. з. ($\vartheta = \pi$). Если выпрямленный ток i_d отнести к максимальному значению тока к. з. трансформатора $I_{к.з.м} = \frac{E_m}{\omega L_a}$, то в от-

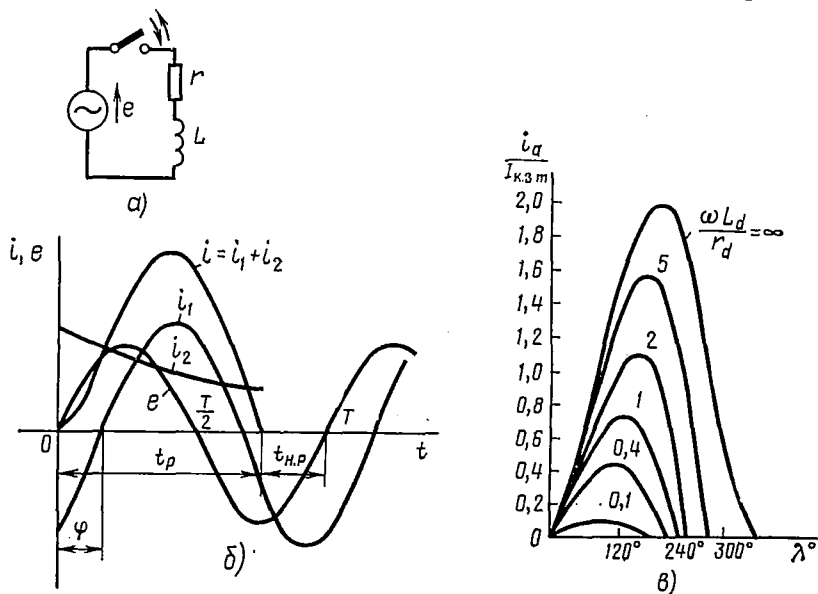


Рис. 3.9. Однополупериодный выпрямитель при активно-индуктивной нагрузке:

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений; в — временные диаграммы токов в относительных единицах

носительных единицах закономерность изменения тока к. з. определится выражением

$$\frac{i_d}{I_{к.з.м}} = \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{2}\right) + 1. \quad (3.30)$$

При $\vartheta = \pi$ $\frac{i_d}{I_{к.з.м}} = 2$, т. е. наибольшее значение тока к. з. в выпрямителе в два раза больше амплитуды установившегося тока к. з. в трансформаторе.

Выпрямитель с нулевым выводом

Явление коммутации

Одной из основных характеристик выпрямителей с числом фаз вторичной обмотки трансформатора две и более является угол коммутации (перекрывтия), оказывающий большое влияние на вид внешней характеристики выпрямителя.

Наличие потоков рассеяния в обмотках трансформатора приводит к тому, что продолжительность работы вентиля λ может оказаться

больше продолжительности положительных значений напряжений между анодом и катодом вентиля. Это было видно на примере рассмотренного однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой. Для выпрямителей при учете индуктивностей в анодных ветвях вентилях характерны интервалы работы, когда одновременно пропускают ток два смежных по фазе вентиля: в одном ток убывает, во втором — нарастает. Такие интервалы одновременной работы называют периодами коммутации, которые принято обозначать γ (рис. 3.10, б).

Рассмотрим явление коммутации в однофазном выпрямителе с нулевым выводом, эквивалентная схема которого изображена на рис. 3.10, а. Эта схема соответствует выпрямителю большой мощности, активными сопротивлениями обмоток трансформатора которого можно пренебречь. В схеме учтены индуктивности рассеяния обмоток трансформатора введенные индуктивностями L_a , а также индуктивность сглаживающего реактора L_d и сопротивление нагрузки r_a .

Для данной схемы можно выделить три характерных интервала за один период: интервал I, когда ток протекает только через вентиль B_2 ; интервал II, когда ток пропускают одновременно вентили B_1 и B_2 ; интервал III, когда ток протекает только через вентиль B_1 . Для каждого из этих интервалов можно составить эквивалентную схему. Рассмотрим электромагнитные процессы по интервалам. Эквивалентная схема для интервала I имеет вид, изображенный на рис. 3.9, а.

Как и в простейшем выпрямителе, ток i_{a2} вначале увеличивается, а затем, достигнув максимума, уменьшается. Чтобы определить момент времени, когда вентиль B_1 начнет пропускать ток, нужно знать, как изменяется потенциал анода этого вентиля. Как только он станет положительным, вентиль B_1 вступит в работу, и будут пропускать ток одновременно два вентиля.

Потенциал анода вентиля B_1 относительно потенциала катода равен

$$U_{B_1} = e_1 - u_{к0}, \quad (3.31)$$

где $u_{к0}$ можно определить из режима работы вентиля B_2 :

$$u_{к0} = e_2 - L_a \frac{di_{a2}}{dt} = e_2 - x_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta}. \quad (3.32)$$

Здесь $x_a = \omega L_a$.

До максимума тока i_{a2} э. д. с. $x_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta}$ противодействует нарастанию тока (действует против э. д. с. e_2). После максимума тока э. д. с. $x_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta}$ совпадает по направлению с током, т. е. усиливает действие э. д. с. e_2 . В точке M (рис. 3.10, б), соответствующей максимуму тока i_{a2} , э. д. с. $x_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta} = 0$, поэтому $u_{к0} = e_2$. В точке A $u_{к0} = e_1$, поэтому $u_{B_1} = 0$.

С этого момента потенциал анода вентиля B_1 становится положительным. Следовательно, точка A является началом интервала одновременной работы двух вентилях.

Эквивалентная схема для интервала II представлена на рис. 3.10, а. К моменту начала прохождения тока через вентиль B_1 энергией,

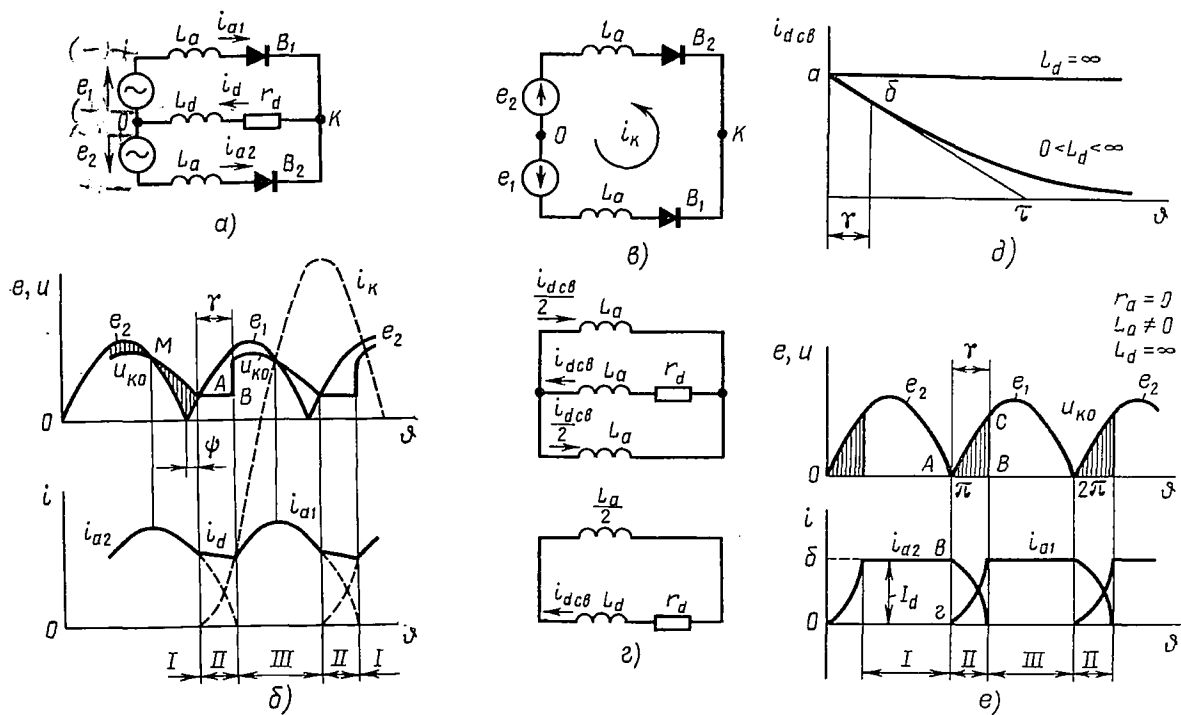


Рис. 3.10. Явление коммутации в выпрямителе с нулевым выводом:

a — эквивалентная схема выпрямителя; *б* — временные диаграммы токов и напряжений при коммутации, если $0 < L_d < \infty$; *в* — эквивалентная схема выпрямителя при действии э. д. с. e_1 и e_2 ; *г* — эквивалентная схема выпрямителя при действии э. д. с. самоиндукции индуктивности L_d ; *д* — временные диаграммы тока для свободного режима; *е* — временные диаграммы токов и напряжений при коммутации, если $L_d = \infty$

запасенной в индуктивности L_a ветви с вентилем B_2 , по сравнению с энергией в сглаживающем реакторе с индуктивностью L_d пренебрегаем, так как обычно $L_d > L_a$. Таким образом, в схеме к началу коммутации имеются две равные внешние э. д. с. e_1 и e_2 , находящиеся в противофазе, и свободная энергия, запасенная в индуктивности L_d , которая обуславливает свободный режим. В период коммутации цепь линейна, если считать $r_{np} = \text{const}$. Поэтому можно применить метод наложения действий внешних источников э. д. с. e_1 и e_2 и э. д. с. самоиндукции индуктивности L_d , обусловленной запасенной в ней энергией магнитного поля.

При действии э. д. с. e_1 и e_2 (рис. 3.10, в) ветвь нагрузки с элементами r_d , L_d можно не учитывать при номинальном режиме, так как она обладает значительно большим сопротивлением для всех гармоник пульсирующего тока по сравнению с ветвями, содержащими элементы L_a . При таком допущении ток i_k в контуре определяется из уравнения

$$e_1 - e_2 = 2x_a \frac{di_k}{d\vartheta}. \quad (3.33)$$

Но, так как $e_1 = e_2 = E_{2m} \sin(\vartheta + \psi)$, отсчет времени ведется с момента начала коммутации, поэтому

$$x_a \frac{di_k}{d\vartheta} = E_{2m} \sin(\vartheta + \psi). \quad (3.34)$$

Решение уравнения (3.34) в общем виде дает

$$i_k = \frac{E_{2m}}{x_a} \int \sin(\vartheta + \psi) d\vartheta = -\frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \psi) + A. \quad (3.35)$$

При этом напряжение на нагрузке $u_{кв} = 0$.

При действии э. д. с. самоиндукции индуктивности L_d (рис. 3.10, г) ток в цепи нагрузки i_{dcb} определяется из уравнения

$$\omega \left(L_d + \frac{L_a}{2} \right) \frac{di_{dcb}}{d\vartheta} + i_{dcb} r_d = 0. \quad (3.36)$$

Токи в анодных ветвях $i_{a1cb} = i_{a2cb} = \frac{i_{dcb}}{2}$. Если ток в индуктивности L_d к началу коммутации имел значение i_{d0} , то

$$i_{dcb} = i_{d0} e^{-\frac{r_d}{\omega \left(L_d + \frac{L_a}{2} \right) \vartheta} = i_{d0} e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau}}. \quad (3.37)$$

Напряжение на нагрузке при этом $u_{кв} = \frac{x_a}{2} \cdot \frac{di_{dcb}}{d\vartheta}$.

Таким образом, форма кривой тока i_{dcb} зависит от величины посто-

янной времени цепи $\tau = \frac{L_d + \frac{L_a}{2}}{r_d}$. Чем больше величина L_d по сравнению с r_d , тем более пологая кривая i_{dcb} в период коммутации. На рис. 3.10, д представлены кривые i_{dcb} для $L_d = \infty$ и $0 < L_d < \infty$. Если

длительность периода коммутации γ меньше величины τ , что справедливо при больших значениях L_d , то ток $i_{d\text{св}}$ на интервале можно считать изменяющимся по прямолинейному закону; тогда напряжение $u_{\text{к0}}$ будет неизменно по величине (линия AB на рис. 3.10, б).

Произведя наложение действий источников э. д. с., получим закономерность изменения токов в вентилях и выпрямленного напряжения на нагрузке в период коммутации в общем виде:

$$\begin{aligned} i_{a1} &= i_{a1\text{св}} + i_{\text{к}} = -\frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \psi) + A + \frac{i_{d0}}{2} e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}, \\ i_{a2} &= i_{a2\text{св}} - i_{\text{к}} = \frac{i_{d0}}{2} e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}} + \frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \psi) - A, \\ u_{\text{к0}} &= \frac{x_a}{2} \cdot \frac{di_{d\text{св}}}{d\vartheta}. \end{aligned}$$

В момент начала коммутации $\vartheta = 0$, $i_{a1} = 0$, поэтому

$$A = \frac{E_{2m}}{x_a} \cos \psi - \frac{i_{d0}}{2}. \quad (3.38)$$

Окончательные выражения для токов в вентилях и напряжения на нагрузке в период коммутации имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} &= \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos \psi - \cos(\vartheta + \psi)] - \frac{i_{d0}}{2} \left(1 - e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}\right), \\ i_{a2} &= \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos(\vartheta + \psi) - \cos \psi] + \frac{i_{d0}}{2} \left(1 - e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}\right), \\ |u_{\text{к0}}| &= \frac{x_a i_{d0}}{2\omega\tau} e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.39)$$

Период коммутации закончится в момент, когда $i_{a2} = 0$. Затем наступает интервал III, когда пропускает ток только вентиль B_1 . Этот интервал по существу не отличается по своему характеру от интервала I.

В выпрямителях со сглаживающим реактором обычно $L_d \gg L_a$, поэтому э. д. с. $x_a \frac{di_{a2}}{d\vartheta}$ мала по сравнению с э. д. с. полуобмоток трансформатора, и ею можно пренебречь. Тогда кривая напряжения $u_{\text{к0}}$ совпадет с кривыми э. д. с. e_1 и e_2 для интервалов I и III и с осью абсцисс для интервала II, где $u_{\text{к0}} = 0$ (рис. 3.10, в). Этот режим соответствует индуктивности $L_d = \infty$. Реактор с бесконечно большой индуктивностью L_d в течение интервалов I и III идеально сглаживает пульсации токов в вентилях B_1 и B_2 таким образом, что эти токи оказываются неизменными по величине, равными току нагрузки I_d . В течение интервала коммутации цепь нагрузки следует рассматривать как идеальный источник тока бесконечно большой мощности, обеспечивающий неизменный ток в нагрузке I_d .

Токи в вентильях в период коммутации при $L_d = \infty$ определяются из ранее приведенных выражений с учетом, что при $\tau = \infty \psi = 0$,

$$i_{d\text{св}} = i_{d0} = \text{const} = I_d:$$

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} &= \frac{E_{2m}}{x_a} (1 - \cos \vartheta), \\ i_{a2} &= \frac{E_{2m}}{x_a} (\cos \vartheta - 1) + I_d. \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

Так как в случае $\vartheta = \gamma$ $i_{a1} = I_d$, угол коммутации при $L_d = \infty$ определится из выражения

$$1 - \cos \gamma = \frac{x_a I_d}{E_{2m}}. \quad (3.41)$$

Таким образом, чем меньше индуктивность рассеяния трансформатора, тем меньше угол коммутации. Для маломощных выпрямителей x_a — величина малая, поэтому при расчете можно допустить, что $\gamma = 0$.

Рассмотрим основные параметры схемы выпрямителя с нулевым выводом для двух режимов работы.

$$\text{Режим } r_a = 0, L_a \neq 0, L_d = \infty$$

Эквивалентная схема выпрямителя для такого режима показана на рис. 3.10, а.

Прежде чем перейти к выводу основных расчетных величин схемы, определим внешнюю характеристику выпрямителя.

Среднее значение выпрямленного напряжения определим, используя временные диаграммы напряжений (рис. 3.11, а)

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_x,$$

где U_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе;

ΔU_x — среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией.

На рис. 3.11, а ΔU_x представляет собой среднее значение заштрихованных площадей ABC и $A'B'C'$, ограниченных кривыми e_1 и e_2 за период коммутации.

Если э. д. с. e_1 и e_2 изменяются по закону синуса, то среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе определится выражением

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{2E_{2m}}{\pi} = 0,9E_2, \quad (3.42)$$

где E_2 — действующее значение э. д. с. вторичной обмотки трансформатора.

Среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией,

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{\gamma} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 - \cos \gamma). \quad (3.43)$$

Подставляя выражение (3.41) в формулу (3.43), получим

$$\Delta U_x = \frac{x_n I_d}{\pi}. \quad (3.44)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_x = \frac{2E_{2m}}{\pi} - \frac{x_n I_d}{\pi}. \quad (3.45)$$

Данное уравнение представляет собой внешнюю характеристику выпрямителя, которая на графике выразится прямой линией.

В соответствии с уравнением внешней характеристики выпрямитель по отношению к нагрузочному сопротивлению можно представить в виде эквивалентного генератора постоянного тока, э. д. с. которого равна U_{d0} . Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора

$$r_{\text{эkv}} = \frac{\Delta U_x}{I_d} = \frac{x_n I_d}{\pi I_d} = \frac{x_n}{\pi}. \quad (3.46)$$

Таким образом, потоки рассеяния в обмотках трансформатора оказывают существенное влияние на величину выпрямленного напряжения: чем больше x_n , тем меньше U_d .

Определим среднее, действующее и максимальное значение тока в вентиле, необходимые для правильного выбора вентилей, а также действующие значения токов в обмотках трансформатора, необходимые для правильного выбора типовой мощности трансформатора. Временные диаграммы этих токов приведены на рис. 3.11, б.

Среднее значение тока в вентиле $I_a = \frac{I_d}{2}$, максимальное его значение $I_{am} = I_d$.

Действующее значение тока в вентиле (во вторичной обмотке трансформатора определим приближенно, заменяя действительный ток эквивалентным током, мгновенные значения которого изменяются по закону прямоугольника $ab\gamma\delta$ (рис. 3.11, б):

$$I_{a,\text{эфф}} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_a^2 d\vartheta} = 0,707 I_d. \quad (3.47)$$

При активной нагрузке $I_2 = 0,785 I_d$. Следовательно, сечение вторичной обмотки трансформатора при индуктивной нагрузке несколько уменьшается.

Действующее значение тока в первичной обмотке определим, используя кривую этого тока в мгновенных значениях, изображенную на

рис. 3.11, б. Кривая построена на основании уравнения равновесия н. с. трансформатора без учета н. с. холостого хода:

$$\omega_1 i_1 + (\omega_2 i_{a(2)} - \omega_2 i_{a(1)}) \approx 0; \quad \omega_1 i_1 = \omega_2 i_{a(1)} - \omega_2 i_{a(2)}.$$

Из уравнения равновесия н. с. вытекает выражение для тока первичной обмотки трансформатора в мгновенных значениях:

$$i_1 = n (i_{a(1)} - i_{a(2)}). \quad (3.48)$$

Для упрощения вычислений, заменив действительную кривую первичного тока кривой $i_1 = n I_d$ в виде прямоугольника $a'b'e'z'$ (см. рис. 3.11, б), определим действующее значение первичного тока:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta} = n \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d\theta} = n I_d. \quad (3.49)$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле при индуктивной нагрузке такое же, как и в случае активной нагрузки:

$$U_{обр\max} = \pi U_d.$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = 2E_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_2 \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = \frac{\pi}{2} U_d I_d = 1,57 P_d. \quad (3.50)$$

При активной нагрузке $S_2 = 1,73 P_d$. Следовательно, при индуктивной нагрузке трансформатор используется лучше. Следует отметить, что мощность постоянной составляющей выпрямленного тока P_d в случае $L_d = \infty$ равна полезной мощности, потребляемой нагрузкой.

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_1 = U_1 I_1 = \frac{1}{n} E_2 n I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_d = 1,11 P_d. \quad (3.51)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,11 + 1,57}{2} P_d = 1,34 P_d. \quad (3.52)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки оказалась больше расчетной мощности первичной обмотки, как и в случае активной нагрузки. Объясняется это следующим образом. Напряжения первичной и вторичной обмоток трансформатора — синусоидальные функции. Токи же в этих обмотках, как было показано, несинусоидальны. Токи во вторичных обмотках содержат постоянную составляющую и гармонические составляющие. Ток в первичной обмотке содержит только гармонические составляющие. Известно, что полная мощность может быть определена через активную мощность, реактивную мощность и мощность искажения. Мощность искажения вторичной обмотки больше мощности искажения первичной обмотки. Этим и объясняется то, что $S_2 > S_1$.

Коэффициент мощности выпрямителя χ можно определить с достаточной степенью точности по фазовому углу ϕ сдвига первой гармо-

ники первичного тока $i_{1(1)}$ (см. рис. 3.11, б) по отношению к первичному напряжению (e_1).

Ток $i_{1(1)}$ в выпрямителе с учетом реально существующих магнитных полей рассеяния отстает по фазе от приложенного внешнего напряже-

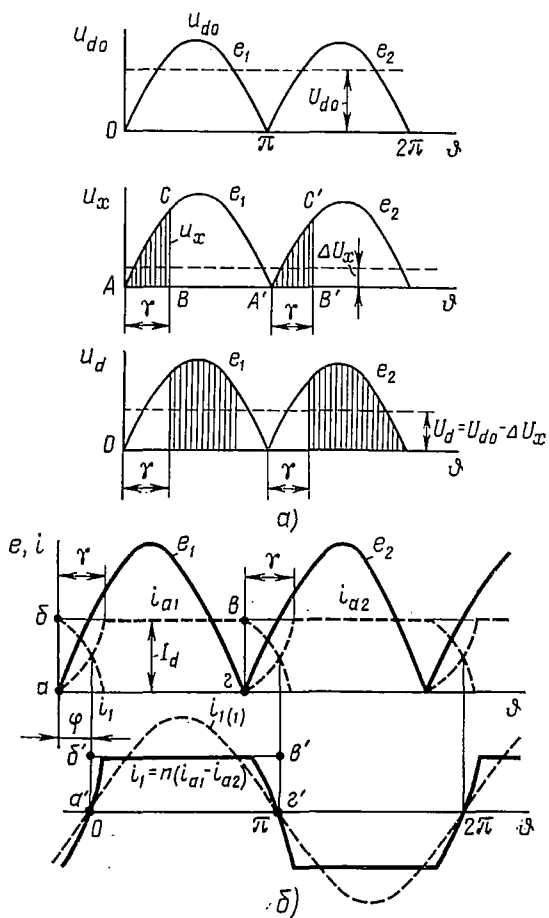


Рис. 3.11. Временные диаграммы выпрямленного напряжения однофазного выпрямителя с нулевым выводом при $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$ (а); временные диаграммы токов в обмотках трансформатора (б)

ния. Таким образом, обычные выпрямители для внешних источников электропитания представляют активно-индуктивную нагрузку, способствующую ухудшению коэффициента мощности предприятия, на котором установлен данный выпрямитель, так как он является потребителем реактивной мощности.

Внешние характеристики выпрямителей часто выражают в относительных единицах. В этом случае наиболее удобно обе части урав-

нения внешней характеристики отнести к величине среднего значения выпрямленного напряжения при холостом ходе U_{d0} .

Тогда

$$\frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{U_{d0} - \Delta U_x}{U_{d0}} = 1 - \frac{\Delta U_x}{U_{d0}} = 1 - \frac{I_d x_a}{2\sqrt{2} E_2}, \quad (3.53)$$

где

$$\Delta U_x = \frac{I_d x_a}{\pi}, \quad U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2.$$

Учитывая, что коэффициент трансформации трансформатора $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ связан с номинальными электрическими параметрами v_1 , E_2 , I_{dH} и I_{1H} зависимостями $\frac{1}{n} = \frac{U_1}{E_2}$ и $\frac{1}{n} = \frac{I_{dH}}{I_{1H}}$ (получено из формулы $I_1 = nI_d$ для номинального режима), будем иметь

$$\begin{aligned} \frac{U_d}{U_{d0}} &= 1 - \frac{1}{2\sqrt{2} U_1 n} \cdot \frac{I_{1H}}{n} x \frac{I_d}{I_{dH}} = 1 - \frac{1}{2\sqrt{2} n^2} x_a \frac{I_{1H}}{U_1} \cdot \frac{I_d}{I_{dH}} = \\ &= 1 - A \frac{U_{\kappa\%}}{100} \cdot \frac{I_d}{I_{dH}}, \end{aligned} \quad (3.54)$$

где $u_{\kappa\%} = \frac{x_a}{n^2} \cdot \frac{I_{1H}}{U_1} \cdot 100$ — относительное напряжение короткого замыкания трансформатора;

$x_a = x_{2s} + n^2 x_{1s}$, если трансформатор приведен ко вторичной обмотке, и

$x_a = x_{1s} + x_{2s} \frac{1}{n^2}$, если трансформатор приведен к первичной обмотке;

A — постоянная, характеризующая наклон внешней характеристики к оси абсцисс (для рассматриваемого выпрямителя $A = \frac{1}{2\sqrt{2}} = 0,35$).

Выражение внешней характеристики в относительных единицах пригодно и для других выпрямителей, что будет использовано в дальнейшем.

Основные параметры схемы выпрямителя с нулевым выводом сведены в табл. 4.2.

Режим $r_a \neq 0$, $L_a = 0$, $0 < L_d < \infty$

Данный режим имеет место в выпрямителях малой мощности с индуктивным фильтром. Так как при $L_a = 0$ коммутация мгновенная, в схеме в любой момент времени пропускает ток только один вентиль.

Значение тока определяется из уравнения

$$ri + \omega L \frac{di}{d\theta} = E_{2m} \sin \theta, \quad (3.55)$$

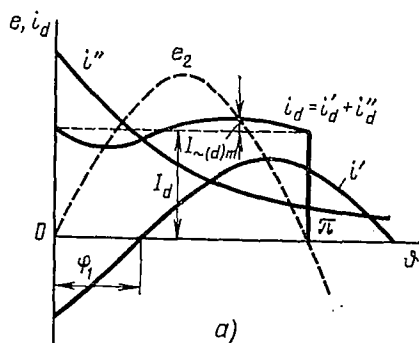
где $r = r_a + r_d$, $L = L_d$.

Решение уравнения в общем виде имеет вид

$$i = i' + i'' = I_m \sin(\theta - \varphi) + A e^{-\frac{\theta}{\omega L}}.$$

$$\text{Здесь } I_m = \frac{E_m}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{r}.$$

Постоянную интегрирования A находят из граничных условий. При $\vartheta = 0$ и $\vartheta = \pi$ ток в вентиле имеет одну и ту же величину:



$$I_m \sin(-\varphi) + A = I_m \sin(\pi - \varphi) + A e^{-\frac{r}{\omega L} \pi}. \quad (3.56)$$

Из выражения (3.56) получаем

$$A = \frac{2I_m \sin \varphi}{1 - e^{-\frac{r}{\omega L} \pi}}. \quad (3.57)$$

Таким образом, закономерность изменения тока в каждом вентиле определяется формулой

$$i = I_m \sin(\vartheta - \varphi) + \frac{2I_m \sin \varphi}{1 - e^{-\frac{r}{\omega L} \pi}} e^{-\frac{r}{\omega L} \vartheta}. \quad (3.58)$$

Форма кривой тока вентиля, построенная в соответствии с этим уравнением, представлена на рис. 3.12, а.

Как видно из рисунка, ток в вентиле содержит постоянную составляющую I_d и переменную составляющую с амплитудой $I_{\sim(d)m}$. Соотношение между величинами I_d и $I_{\sim(d)m}$ зависит от отношения $\frac{\omega L}{r}$. Кривая тока сглаживается по мере роста

отношения $\frac{\omega L}{r}$. Наибольшие пульсации получаются при холостом ходе; с увеличением нагрузки (уменьшением величины r) пульсации снижаются. При $\frac{\omega L}{r} > 2 I_{\sim(d)m} <$

Рис. 3.12. Временные диаграммы тока вентиля (а), а также токов и напряжений однофазной схемы выпрямителя с нулевым выводом для режима $r_a \neq 0, L_a = 0, 0 < L_d < \infty$ (б)

$< 0,1 I_d$, поэтому ток в вентиле практически имеет прямоугольную форму.

Электрические параметры схемы выпрямителя с нулевым выводом определим, используя временные диаграммы, представленные на рис. 3.12, б. Если не учитывать потери напряжения на индуктивности L_d , то среднее значение напряжения на выходе выпрямителя U'_d будет равно среднему значению выпрямленного напряжения на нагрузке.

Величина U'_d при $r_d \gg r_a$ может быть определена так же, как и для выпрямителя с активной нагрузкой с учетом потерь на активном сопротивлении r_a :

$$U'_d = \frac{2}{\pi} U'_{dm} = \frac{2}{\pi} \eta_a E_{2m}, \quad (3.59)$$

где $\eta_a = \frac{r_d}{r_a + r_d}$.

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U'_d}{r_d} = \frac{2U'_{dm}}{\pi r_d} = \frac{2}{\pi} I'_{am}, \quad (3.60)$$

где $I'_{am} = \frac{U'_{dm}}{r_d} = \frac{E_{2m}}{r_a + r_d}$ — максимальное значение тока в вентиле при чисто активной нагрузке.

В рассматриваемой схеме значение I'_{am} иное оно определяется согласно рис. 3.12, а суммой

$$I_d + I_{-(d)m}. \quad (3.61)$$

Таким образом, средние значения выпрямленного тока и напряжения в режиме $r_a \neq 0$, $L_a = 0$, $0 < L_d < \infty$ определяются также, как и для выпрямителя с чисто активной нагрузкой.

При $\frac{\omega L}{r} > 2$ пульсациями тока можно пренебречь, при этом среднее I_a и максимальное I_{am} значения тока в вентиле, максимальное обратное напряжение на вентиле $U_{обр. \max}$, действующие значения токов в обмотках трансформатора, расчетные мощности обмоток и типовая мощность трансформатора определяются так же, как и для режима $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$.

Мостовая схема выпрямителя

Режим $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$

Эквивалентная схема однофазного мостового выпрямителя с учетом индуктивностей рассеяния в обмотках трансформатора и катодном реакторе показана на рис. 3.13, а, а соответствующие временные диаграммы — на рис. 3.13, б.

Наличие индуктивности L_a обуславливает и в этой схеме коммутационные периоды. Но в отличие от схемы с нулевым выводом в период

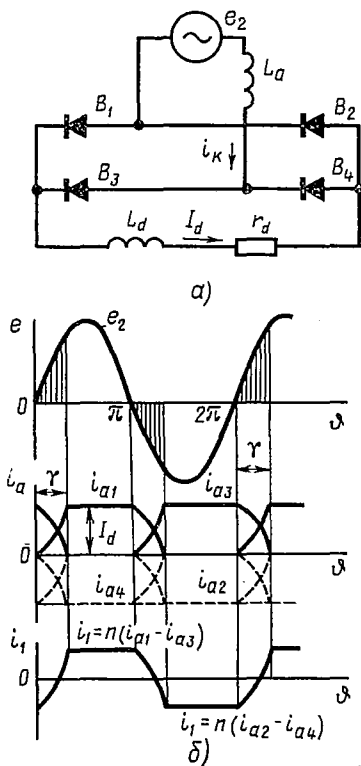


Рис. 3.13. Однофазный мостовой выпрямитель при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$:

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений

коммутации одновременно пропускают ток все четыре вентиля. В результате вторичная обмотка трансформатора в течение интервала γ оказывается короткозамкнутой. Ток в вентилях в период коммутации можно определить точно так же, как и в схеме с нулевым выводом, применяя метод наложения действий источников э. д. с. и источника тока:

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} = i_{a4} &= \frac{I_d}{2} - \frac{i_k}{2} = \frac{E_{2m}}{2x_a} (\cos \vartheta - 1) + I_d, \\ i_{a3} = i_{a2} &= \frac{I_d}{2} + \frac{i_k}{2} = \frac{E_{2m}}{2x_a} (1 - \cos \vartheta), \end{aligned} \right\} \quad (3.62)$$

где $i_k = \frac{E_m}{x_a} (1 - \sin \vartheta) - I_d$.

По сути мостовая схема в течение каждого полупериода ничем не отличается от схемы с нулевым выводом, только здесь пропускает ток не один вентиль, а два вентиля, соединенные последовательно и для каждого полупериода используются не отдельные половины вторичной обмотки, а одна обмотка, что повышает эффективность использования трансформатора. В мостовой схеме действующее значение тока во вторичной обмотке $I_2 = I_d$.

Вследствие аналогии электромагнитных процессов мостовая схема и схема с нулевым выводом имеют аналогичные внешние характеристики. Но из-за более эффективного использования вторичной обмотки в мостовой схеме типовая мощность трансформатора несколько ниже.

Расчетные мощности обмоток и типовая мощность трансформатора мостовой схемы для рассматриваемого режима одинаковы:

$$S_T = S_1 = S_2 = 1,11 U_d I_d = 1,11 P_d. \quad (3.63)$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентилях, как и в случае активной нагрузки, не превышает амплитудного значения вторичного напряжения трансформатора.

НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА,

Схемы выпрямителей трехфазного питания применяются в основном для питания потребителей средней и большой мощности. Первичная обмотка трансформаторов таких выпрямителей состоит из трех фаз и соединяется либо в звезду, либо в треугольник. Вторичные обмотки трансформатора (их может быть несколько) также трехфазные. С помощью специальных схем соединения вторичных обмоток и всего выпрямителя можно получить выпрямленное напряжение с числом пульсаций за период m_n , кратным трем. С увеличением числа пульсаций в выпрямленном напряжении значительно сокращаются габаритные размеры сглаживающих электрических фильтров, либо вообще отпадает необходимость в них.

Выпрямители трехфазного питания равномерно нагружают сеть трехфазного тока и отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора.

Схемы выпрямителей трехфазного питания используются для питания статических нагрузок активного и активно-индуктивного характера, статических нагрузок с противо-э. д. с. (электролиз и др.), а также динамических нагрузок в виде электродвигателей постоянного тока. Последний вид нагрузки следует рассматривать как противо-э. д. с. с индуктивностью.

Составным элементом сложных схем выпрямителей трехфазного питания является простая трехфазная схема с нулевым выводом, предложенная Миткевичем (см. рис. 3.1, з). Рассмотрим процессы в этой схеме.

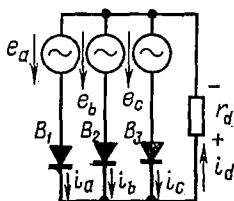
§ 4.1. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА С АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом

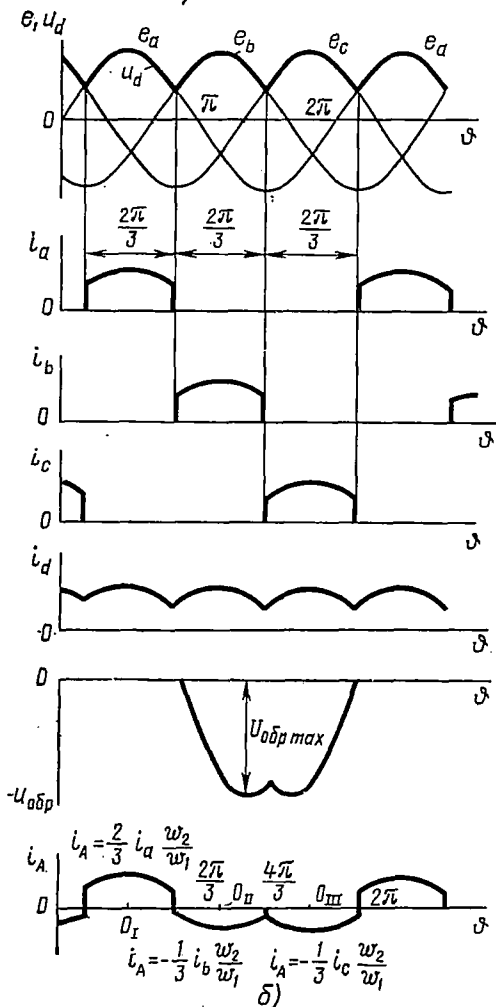
Эквивалентная схема выпрямителя изображена на рис. 4.1, а. В схеме не учитывают индуктивности рассеяния в обмотках трансформатора, что допустимо для выпрямителей малой мощности; предполагается также, что вентиль и трансформатор идеальны.

В идеализированной схеме коммутация осуществляется мгновенно, т. е. в любой момент времени ток пропускает только один вентиль, анод которого имеет наиболее высокий потенциал. Продолжительность работы каждого вентиля $\lambda = \frac{2\pi}{3}$. Выпрямленное напряжение и ток имеют одинаковую форму и содержат трехкратные пульсации за период. Максимальное значение обратного напряжения на вентиле $U_{обр\max}$ в $\sqrt{3}$ раз больше амплитудного значения э. д. с. вторичной обмотки.

Электрические параметры определим в общем виде для многофазного выпрямителя с числом пульсаций выпрямленного напряжения за период $m_1 = m_2$.



а)



б)

Рис. 4.1. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом при активной нагрузке: а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы токов и напряжений

Рассмотрим вначале электрические параметры цепи нагрузки.

Среднее значение выпрямленного напряжения согласно рис. 4.2

$$U_d = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} u_d d\vartheta = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} E_{2m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (4.1)$$

При $m_2 = 3$ (схема Миткевича) $U_d = 0,83 E_{2m} = 1,17 E_2$.

При активной нагрузке формы кривых выпрямленного напряжения и тока одинаковы, поэтому среднее значение выпрямленного тока определится аналогично (4.1):

$$I_d = \frac{m_2}{\pi} I_{am} \sin \frac{\pi}{m_2}, \quad (4.2)$$

где $I_{am} = \frac{E_{2m}}{r_d}$ — амплитудное значение тока вентиля.

При $m_2 = 3$ $I_d = 0,83 I_{am}$.

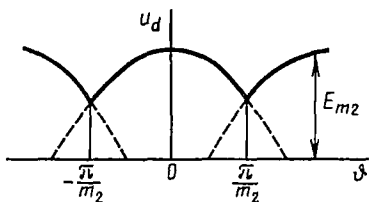


Рис. 4.2. Временная диаграмма выпрямленного напряжения многофазного выпрямителя

Определим пульсации выпрямленного напряжения. Амплитуда q -гармоники пульсаций при учете, что период переменной составляющей выпрямленного напряжения равен $\frac{2\pi}{m_2}$

$$\begin{aligned}
 U_{(q)m} &= \frac{m_2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} u_d \cos qm_2\vartheta \, d\vartheta = \frac{2m_2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} E_{2m} \cos \vartheta \cos qm_2\vartheta \, d\vartheta = \\
 &= E_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{\frac{\pi}{m_2}} \cdot \frac{2}{q^2 m_2^2 - 1}.
 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Коэффициент пульсаций для q -й гармоники с учетом выражений (4.3) и (4.1) равен

$$K_{n(q)} = \frac{U_{(q)m}}{U_d} = \frac{2}{q^2 m_2^2 - 1}. \quad (4.4)$$

Частота пульсаций для q -й гармоники

$$f_q = qm_2 f_c, \quad (4.5)$$

где f_c — частота напряжения питающей сети.

Определим электрические параметры вентилей. В многофазной схеме с нулевым выводом число вторичных обмоток трансформатора равно числу пульсаций выпрямленного напряжения за период, поэтому каждый ventиль пропускает ток в течение части периода, равной $\frac{2\pi}{m_2}$. Среднее значение тока в m_2 раз меньше тока нагрузки:

$$I_a = \frac{I_d}{m_2} = \frac{1}{\pi} I_{am} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (4.6)$$

При $m_2 = 3$ $I_a = 0,277 I_{am}$ или $\frac{I_{am}}{I_a} = 3,63$.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{3} E_{2m} = \sqrt{3} \frac{\pi}{m_2} \cdot \frac{U_d}{\sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad (4.7)$$

При $m_2 = 3$ $U_{\text{обр max}} \approx 2,1 U_d$.

Определим электрические параметры трансформатора. Действующее значение э. д. с. вторичной обмотки

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2} m_2} \cdot \frac{U_d}{\sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad (4.8)$$

При $m_2 = 3$ $E_2 = 0,855 U_d$.

Если учитывать активные сопротивления обмоток трансформатора r_a и вентилей в прямом направлении r_{np} , то

$$E_2 = 0,855 \frac{U_d}{\eta_a}, \quad (4.9)$$

где $\eta_a = \frac{r_d}{r_d + r_a + r_{np}}$ — условный к. п. д. анодной цепи.

Ток во вторичной обмотке (так же как и ток в вентиле) протекает в течение времени, определяемого углом $\frac{2\pi}{m_2}$ за каждый период, поэтому действующее значение этого тока

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} I_{am}^2 \cos^2 \vartheta \, d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{m_2}} I_{am}^2 \left(\frac{1 + \cos 2\vartheta}{2}\right) d\vartheta} = I_{am} \sqrt{\frac{1}{2m_2} + \frac{\sin \frac{2\pi}{m_2}}{4\pi}}. \quad (4.10)$$

При $m_2 = 3$ $I_2 = 0,484$, $I_{am} = 0,583 I_d$.

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора трехфазного выпрямителя с нулевым выводом

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 0,855 U_d \cdot 0,583 I_d = 1,48 P_d. \quad (4.11)$$

Определим токи в первичных обмотках трансформатора, соединенных звездой, пренебрегая током намагничивания.

Составим уравнения, характеризующие магнитное состояние сердечника трансформатора. Если в схеме ток пропускает один вентиль, например B_1 , то уравнения равновесия намагничивающих сил по замкнутым контурам магнитопровода (рис. 4.3, а) и уравнение, составленное по первому закону Кирхгофа, запишутся в виде системы:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 i_A - \omega_1 i_B - \omega_2 i_a &= 0, \\ \omega_1 i_B - \omega_1 i_C &= 0, \\ i_A + i_B + i_C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Из системы уравнений (4.12) определяются закономерности изменения токов в первичных обмотках в течение интервалов времени, когда ток пропускает вентиль B_1 :

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{2}{3} \frac{\omega_2}{\omega_1} i_a = \frac{2}{3} n i_a, \\ i_B &= \frac{1}{3} \frac{\omega_2}{\omega_1} i_a = -\frac{1}{3} n i_a, \\ i_C &= \frac{1}{3} \frac{\omega_2}{\omega_1} i_a = -\frac{1}{3} n i_a. \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

Аналогично определяются токи i_A , i_B , i_C в последующие интервалы, когда ток пропускает вентили B_2 , а затем B_3 . На основании этих закономерностей построена кривая тока i_A , приведенная на рис. 4.1, б.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора в общем виде

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 \, d\vartheta}. \quad (4.14)$$

Ток i_A изменяется за период по трем закономерностям, поэтому интеграл за период следует рассматривать как сумму трех интегралов. Функцию i_A для каждого интервала удобнее выражать относительно начала координат, соответствующего максимальному значению данной функции на интервале (точки O_I, O_{II}, O_{III} на рис. 4.1, б).

При таком отсчете переменного угла нижние и верхние пределы каждого интервала одинаковы, причем интегралы для второго и третьего

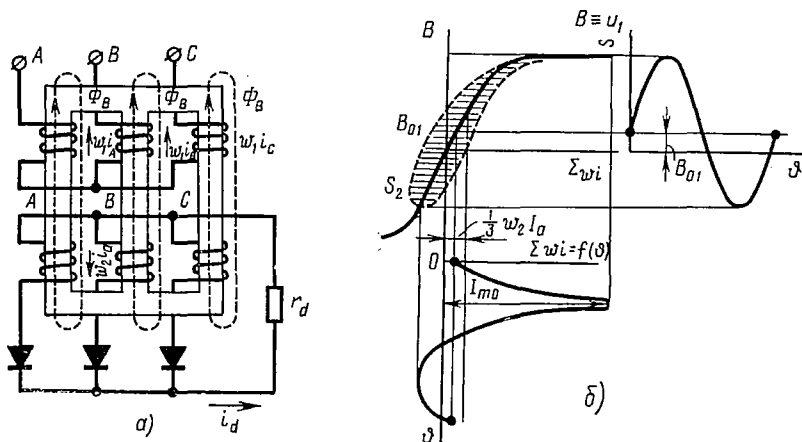


Рис. 4.3. Магнитное состояние сердечника трансформатора трехфазного выпрямителя с нулевым выводом:

а — распределение намагничивающих сил; б — временные диаграммы изменения магнитной индукции и тока намагничивания с учетом вынужденного намагничивания

интервалов равны друг другу. Поэтому действующее значение тока в первичной обмотке

$$I_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_{am} \cos \vartheta \right)^2 d\vartheta + 2 \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \left(\frac{1}{3} I_{am} \cos \vartheta \right)^2 d\vartheta \right]} =$$

$$= I_{am} n \sqrt{\frac{3}{27} + \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{6\pi}} = 0,395 n I_{am} = 0,476 n I_d, \quad (4.15)$$

где $I_{am} = \frac{E_{2m}}{r_d}$.

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$S_i = m_1 U_1 I_1 = 3 \frac{\omega_1}{\omega_2} E_2 I_1 = 1,22 P_d. \quad (4.16)$$

Типовая мощность трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = 1,35 P_d. \quad (4.17)$$

Вынужденное намагничивание сердечника трансформатора. В трех-фазном выпрямителе с нулевым выводом имеет место явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора. Чтобы объяснить это явление, следует рассмотреть распределение намагничивающих сил в стержнях сердечника трансформатора в период прохождения тока через каждый вентиль.

В период, когда ток пропускает вентиль B_1 , суммарные значения н. с. в каждом стержне сердечника трансформатора (см. рис. 4. 3, а) будут отличны от нуля:

$$\left. \begin{aligned} \text{Сердечник } A: \omega_1 i_A - \omega_2 i_a &= -\frac{1}{3} \omega_2 i_a, \\ \text{Сердечник } B: \omega_1 i_B &= -\frac{1}{3} \omega_2 i_a, \\ \text{Сердечник } C: \omega_1 i_C &= -\frac{1}{3} \omega_2 i_a. \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

Эти нескомпенсированные н. с. создают в сердечнике трансформатора дополнительные пульсирующие магнитные потоки одинакового направления во всех стержнях. Аналогичные потоки возникают и в последующие периоды, когда ток пропускает вентили B_2 и B_3 .

Магнитные потоки в сердечнике трансформатора, обусловленные нескомпенсированным н. с. в стержнях, называют п о т о к а м и в ы н у ж д е н н о г о н а м а г н и ч и в а н и я. Так как нескомпенсированные н. с. содержат постоянную и переменную составляющие, то и поток вынужденного намагничивания Φ_B содержит постоянную Φ_{B0} и переменную Φ_B составляющие при соединении первичной и вторичной обмоток трансформатора звездой.

Потоки вынужденного намагничивания составляют (20 ÷ 25)% от основного магнитного потока трансформатора. Они замыкаются частично по сердечнику, частично по воздуху и стальной арматуре, окружающей сердечник трансформатора. В результате сердечник трансформатора насыщается, а в стальной арматуре возникают тепловые потери за счет вихревых токов, индуцируемых переменной составляющей потока вынужденного намагничивания.

На рис. 4.3, б приведена кривая тока холостого хода трансформатора, выраженная суммарной намагничивающей силой $\sum \omega i$ с учетом вынужденного намагничивания, обусловленного постоянной составляющей нескомпенсированной в стержнях сердечника намагничивающей силы, равной $\frac{1}{3} \omega_2 I_a$.

Вследствие насыщения сердечника трансформатора ток холостого хода значительно возрастает по амплитуде, причем форма его становится несинусоидальной. Увеличивается также и площадь петли перемагничивания S_2 .

В результате действующее значение тока холостого хода $I_0 = \sqrt{I_a^2 + I_\mu^2}$, где I_a — составляющая, обусловленная потерями в стали, а I_μ — составляющая, обусловленная величиной магнитного потока в сердечнике, возрастает.

Следует также отметить, что кривая тока холостого хода содержит гармонические составляющие, которые попадают в питающую сеть. Таким образом, явление вынужденного намагничивания сердечника трансформатора в трехфазном выпрямителе с нулевым выводом приводит к нежелательным последствиям, избежать которых можно или увеличивая сечение сердечника трансформатора, а следовательно, и типовую мощность трансформатора, или уменьшая амплитуду магнитной индукции в сердечнике по сравнению с расчетной величиной.

Для устранения дополнительных потерь, вызванных переменной составляющей потока вынужденного намагничивания, первичные

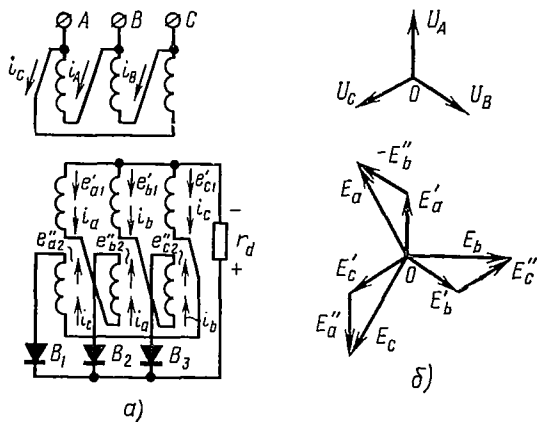


Рис. 4.4. Трехфазный выпрямитель с соединением обмоток трансформатора по схеме «треугольник — зигзаг» (а), векторная диаграмма напряжений обмоток трансформатора (б)

обмотки трансформатора необходимо соединять в треугольник. При этом в потоке вынужденного намагничивания остается только постоянная составляющая; переменная же составляющая с явно выраженной третьей гармоникой компенсируется потоками, которые образуют токи высших гармонических с частотой, кратной трем, содержащиеся в токах первичных обмоток трансформатора и замыкающиеся по контуру, образованному этими обмотками.

Расчетная мощность трансформатора при соединении обмоток в треугольник не изменяется.

Для устранения в сердечнике трансформатора постоянной составляющей потока вынужденного намагничивания применяют расщепление каждой вторичной обмотки на две части с последующим соединением шести обмоток способом «зигзаг».

Схема трехфазного выпрямителя, первичные обмотки трансформатора которого соединены в треугольник, а вторичные — в зигзаг, показана на рис. 4.4, а. В такой схеме потока вынужденного намагничивания нет, так как в каждом стержне постоянные составляющие намагничивающих сил полубмоток компенсируются. Однако нужно

учесть, что использование вторичных обмоток трансформатора по мощности при этом ухудшается. Это объясняется тем, что на вторичной стороне трансформатора результирующе э. д. с. каждой фазы, определяющиеся геометрической суммой э. д. с. двух полуобмоток, находящихся на разных стержнях, будут в $\frac{2}{\sqrt{3}}$ раза меньше суммарной э. д. с. двух полуобмоток, расположенных на одном стержне; в результате ухудшается использование меди вторичных обмоток трансформатора.

Из векторных диаграмм рис. 4.4, б следует, что действующее значение фазной э. д. с. на вторичной стороне трансформатора при соединении обмоток в зигзаг $E_{a, \text{зиг}} = \sqrt{3} E'_a$, где $E'_a = \frac{E_{a\lambda}}{2}$ — э. д. с. одной полуобмотки, равная половине э. д. с. нерасщепленной обмотки.

Таким образом,

$$E_{a, \text{зиг}} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{a\lambda} = 0,87 E_{a\lambda}. \quad (4.19)$$

Следовательно, расчетная мощность вторичных обмоток увеличится, хотя расчетная мощность первичных обмоток останется без изменения по сравнению с обычной трехфазной схемой. В результате типовая мощность трансформатора также увеличится и станет равной

$$S_T = 1,46 P_d. \quad (4.20)$$

Трехфазный мостовой выпрямитель

Схема и временные диаграммы токов и напряжений трехфазного мостового выпрямителя (схема Ларионова) при идеализированных условиях ($L_a = 0$, $r_a = 0$, $r_{np} = 0$) изображены соответственно на рис. 4.5, а и б.

В схеме последовательно соединены две трехфазные выпрямительные группы: анодная B_4, B_6, B_2 и катодная B_1, B_3, B_5 , каждая из которых повторяет работу трехфазной схемы с нулевым выводом. Следовательно, при таком же значении э. д. с. вторичной обмотки трансформатора E_2 , как и в трехфазной схеме с нулевым выводом, данная схема имеет среднее выпрямленное напряжение U_d в два раза больше, или, наоборот, при том же значении U_d э. д. с. E_2 будет в два раза меньше ($E_2 = 0,43 U_d$).

В мостовой схеме одновременно пропускают ток два вентиля: один — с наиболее высоким потенциалом анода относительно нулевой точки трансформатора из катодной группы вентилях, а другой — с наиболее низким потенциалом катода из анодной группы вентилях. Так, например, в интервале $N_0 - M_1$ (рис. 4.5, б) пропускают ток вентили B_1 и B_6 , в интервале $N_1 - M_1$ — вентили B_1 и B_2 , в интервале $N_1 - M_2$ — вентили B_2 и B_3 и т. д.

В интервале $N_0 - M_1$ выпрямленное напряжение u_d определяется разностью фазных э. д. с. $e_a - e_b$ (на рис. 4.5, б эта разность заштрихована), в интервале $N_1 - M_1$ напряжение $u_d = e_a - e_c$ и т. д. Таким

образом, выпрямленное напряжение имеет шестифазные пульсации, хотя продолжительность работы каждого вентиля осталась такая же, как и трехфазной схеме с нулевым выводом.

В мостовой выпрямителе нет вынужденного намагничивания сердечника трансформатора, так как ток во вторичной обмотке протекает за период дважды, причем в противоположных направлениях.

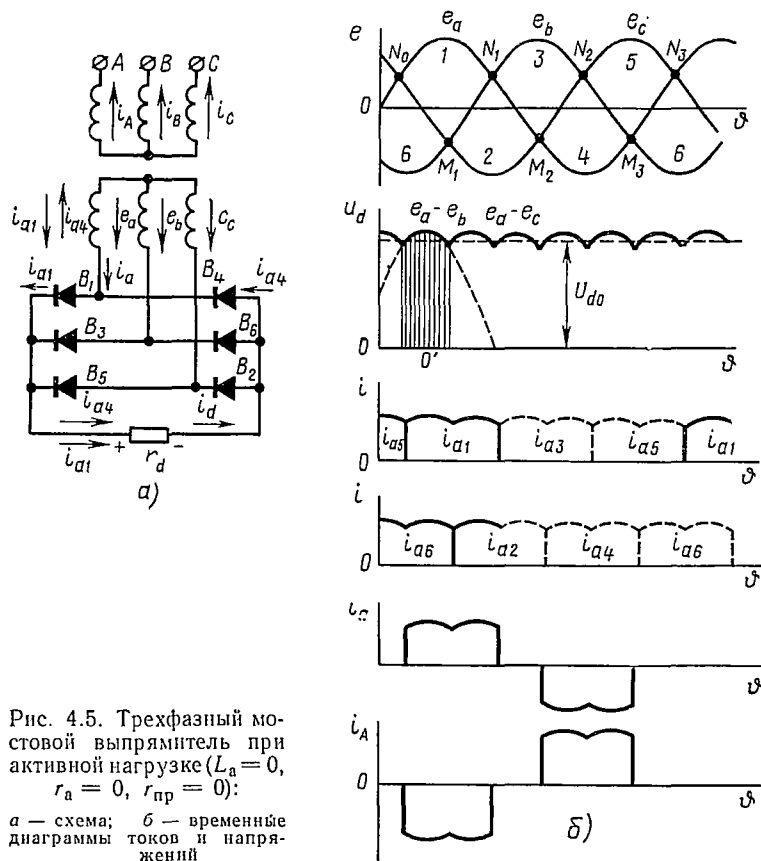


Рис. 4.5. Трехфазный мостовой выпрямитель при активной нагрузке ($L_a = 0$, $r_a = 0$, $r_{np} = 0$):

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений

Электрические параметры схемы Ларионова рассчитываются по формулам, приведенным ранее в общем виде для многофазного выпрямителя. Следует только считать, что $m_2 = 6$, а также вместо фазной э. д. с. E_{2m} учитывать линейную э. д. с. $\sqrt{3} E_{2m}$. При определении действующего значения тока во вторичной обмотке, учитывая, что ток в этой обмотке близок по форме к прямоугольнику, можно считать $i_a \approx I_a$. Параметры мостовой трехфазной схемы приведены в табл. 4.1.

В настоящее время, когда в основном применяются силовые полупроводниковые вентили, схема Ларионова получила широкое применение вследствие ее хороших технико-экономических показателей: эффективного использования трансформатора, малой величины обрат-

ного напряжения на вентиле, сравнительно малого коэффициента пульсаций, высокого к. п. д. и др.

Т а б л и ц а 4.1

Основные параметры схем выпрямителей при активной нагрузке
($r_a = 0$, $L_a = 0$)

Схема выпрямителя	Трансформатор						Вентили			На- грузка $K_{п} (1)$
	$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{nI_d}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{обр\ max}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_{ам}}{I_d}$	
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	1,11	0,79	1,11	1,23	1,73	1,48	3,14	0,5	1,57	0,667
Однофазная мостовая	1,11	1,11	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57	0,5	1,57	0,667
Трехфазная с нулевым выводом	0,855	0,583	0,476	1,22	1,48	1,35	2,09	0,33	1,21	0,25
Трехфазная мостовая	0,427	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	1,04	0,057

§ 4.2. СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА С АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом

Режим $r_a = 0$, $L_a = 0$, $0 < L_d < \infty$

В выпрямителях трехфазного питания для уменьшения переменной составляющей выпрямленного тока обычно последовательно с нагрузкой включают индуктивный сглаживающий фильтр, индуктивность которого L_d имеет конечное значение (рис. 4.6, а).

Временные диаграммы идеального выпрямителя, первичная обмотка которого соединена в треугольник, приведены на рис. 4.6, б. Кривая тока в вентиле здесь строится точно так же, как и для однофазного выпрямителя с нулевым выводом, работающего в аналогичном режиме.

При малых пульсациях в кривой выпрямленного тока данный режим работы выпрямителя практически мало отличается от режима при активной нагрузке, поэтому здесь может быть использована рассмотренная выше методика расчета трехфазного выпрямителя с нулевым выводом при активной нагрузке. Это можно показать на примере определения действующего значения тока вторичной обмотки трансформатора без учета пульсаций:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} I_a^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,58I_d. \quad (4.21)$$

При активной нагрузке $I_2 = 0,583 I_d$, т. е. разница незначительная. Для выпрямителя, работающего в таком же режиме, но с числом пульсаций за период в выпрямленном напряжении m_2

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{m_2}}. \quad (4.22)$$

Пульсации в линейном токе первичной стороны трансформатора практически отсутствуют, так как они имеют трехкрат-

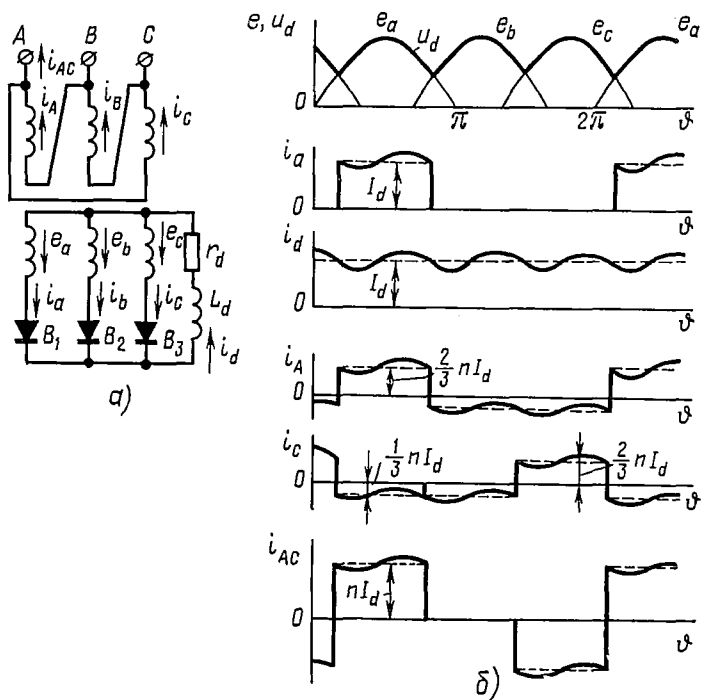


Рис. 4.6. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке ($r_a = 0$, $L_a = 0$, $0 < L_d < \infty$):

a — схема; *б* — временные диаграммы токов и напряжений

ную частоту и замыкаются в контуре, образованном первичными обмотками трансформатора.

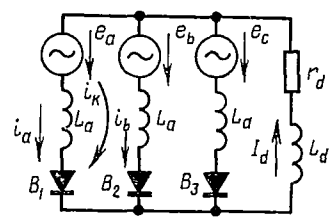
Режим $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$

Эквивалентная схема и временные диаграммы выпрямителя изображены на рис. 4.7, *a* и *б*.

Рассмотрим режимы, соответствующие двум интервалам периода: интервалу одиночной работы вентиля, когда ток в вентиле равен току нагрузки (рис. 4.7, *б*) и интервалу одновременной работы двух смежных по фазе вентилях, называемому интервалом коммутации. В те-

чение интервала коммутации ток в одном вентиле уменьшается от I_d до нуля, а в другом — увеличивается от нуля до I_d .

В период коммутации анализ схемы удобно производить методом наложения действий источников синусоидальных э. д. с. вторичных обмоток трансформатора и источника постоянного тока I_d , действующего за счет энергии, запасенной в магнитном поле сглаживающего реактора L_d к началу коммутации, как это было выполнено для однофазной схемы с нулевым выводом (см. § 3.3).



а)

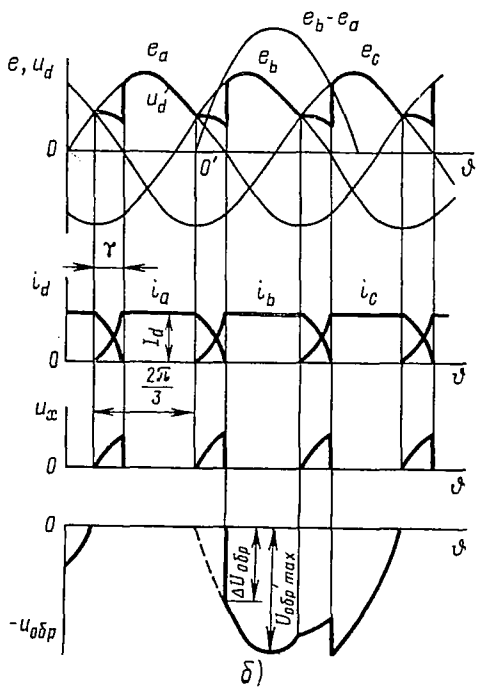


Рис. 4.7. Эквивалентная схема (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б) трехфазного выпрямителя при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$

Опуская промежуточные выкладки, приведем закономерности изменения токов в вентилях B_1 и B_2 в период коммутации:

$$i_a = \frac{I_d}{2} - i_k = I_d - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} (1 + \cos \vartheta), \quad (4.23)$$

$$i_b = \frac{I_d}{2} + i_k = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{2m}}{x_a} (1 - \cos \vartheta) \quad (4.24)$$

и среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_x = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{2m} - \frac{3}{2\pi} I_d x_a, \quad (4.25)$$

где U_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при холостом ходе;

ΔU_x — среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией за треть периода.

Среднее значение выпрямленного напряжения с числом пульсаций m_2

$$U_d = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2} - \frac{m_2}{2\pi} x_a I_d. \quad (4.26)$$

Уравнение (4.25) представляет собой внешнюю характеристику трехфазного выпрямителя с нулевым выводом в абсолютных единицах.

Выражение внешней характеристики в относительных единицах в общем виде (3.53) сохраняется и для трехфазного выпрямителя, только значение коэффициента $A = 0,87$.

Максимальное значение обратного напряжения $U_{обр. \max}$ на вентиле определяется амплитудой линейного вторичного напряжения трансформатора.

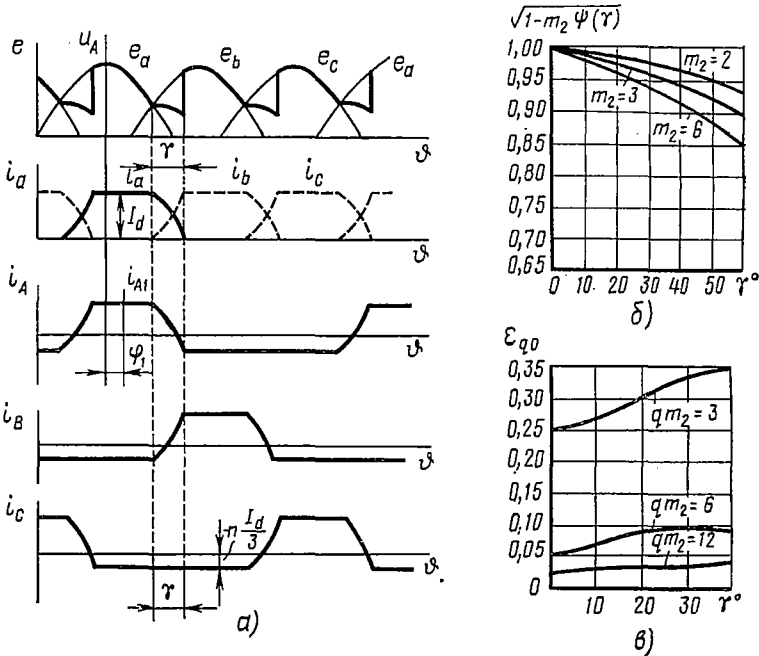


Рис. 4.8. Временные диаграммы токов первичных обмоток трехфазного выпрямителя с нулевым выводом при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$ (а), поправочные кривые для определения действующего значения тока во вторичной обмотке трансформатора (б) и пульсаций выпрямленного напряжения (в)

Значение первоначального скачка обратного напряжения $\Delta U_{обр}$ на вентиле, которое является важным параметром при анализе аварийных режимов схемы, определяется согласно рис. 4.7, б:

$$\Delta U_{обр} = \sqrt{3} E_{2m} \sin \gamma.$$

Кривые первичных токов представлены на рис. 4.8, а. На этом рисунке показаны оси i_{A1} и u_A , с которыми совпадают по направлению амплитуды основной гармоники тока первичной обмотки и напряжения сети для фазы А. Основная гармоника тока i_{A1} оказывается сдвинутой в сторону отставания от напряжения u_A на угол φ_1 .

Точное определение электрических параметров выпрямителя значительно усложняется, так как форма кривых токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора зависит от угла коммутации.

Действующее значение тока вторичной обмотки в общем случае можно определить, учитывая для идеального режима поправочные кривые, приведенные на рис. 4.8, б:

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{m_2}} \sqrt{1 - m_2 \Psi(\gamma)}, \quad (4.27)$$

$$\Psi(\gamma) = \frac{\sin \gamma (2 + \cos \gamma) - \gamma (1 - 2 \cos \gamma)}{2\pi (1 - \cos \gamma)^2}. \quad (4.28)$$

Для трехфазного выпрямителя с нулевым выводом ток I_2 с учетом угла коммутации снижается на 5 ÷ 10%, поэтому в расчетах поправочный коэффициент можно не учитывать. Аналогично определяется и ток I_1 .

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения для гармоники q в общем виде

$$K_{п(q)} = \frac{U_{(q)} m}{U_d} = \frac{U_{(q)} m}{U_{d0} - \frac{m^2}{2\pi} x_a I_d} = \varepsilon_{q0} \frac{U_{d0}}{U_{d0} - \frac{m^2}{2\pi} x_a I_d}, \quad (4.29)$$

где поправочный коэффициент

$$\varepsilon_{q0} = \frac{U_{(q)} m}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{1 + \sin \gamma (q^2 m_2^2 \sin \gamma + 2q m_2 \sin q m_2 \gamma) + \cos \gamma (\cos \gamma + 2 \cos q m_2 \gamma)}}{q^2 m_2 - 1} \quad (4.30)$$

при различных значениях $q m_2$ представлен графическими зависимостями на рис. 4.8, в.

Режим $r_a \neq 0$, $L_a = 0$, $L_d = \infty$

Данный режим наблюдается в трехфазных выпрямителях малой мощности при использовании в качестве вентилях кенотронов или селеновых вентилях.

Работа схемы в данном режиме, как и в предыдущем, характеризуется двумя интервалами: интервалом, в течение которого пропускает ток только один клапан, и интервалом коммутации, когда одновременно пропускают ток два вентиля (рис. 4.9, а). Коммутация здесь обусловлена сопротивлением r_a , в предыдущем режиме коммутация была обусловлена индуктивностью L_a .

В период одиночной работы вентиля (например, вентиля B_1) ток в нем равен выпрямленному току I_d , а потеря напряжения в анодной цепи равна $r_a I_d$. Полагая, что э. д. с. e_a, e_b, e_c синусоидальны и представляют собой симметричную трехфазную систему, получим выпрямленное напряжение в период одиночной работы вентиля B_1 :

$$u'_{к0} = e_a - r_a i_a = E_{2m} \cos \vartheta - r_a I_d. \quad (4.31)$$

Кривая $u'_{к0}$ (рис. 4.9, а) расположится ниже кривой e_a на величину постоянной составляющей $r_a I_d$. Точка пересечения кривых $u'_{к0}$ и e_b

(точка a) соответствует моменту появления положительного потенциала на аноде вентиля B_2 . С этого момента начинается коммутация — интервал одновременной работы вентилях B_1 и B_2 . Закономерность измене-

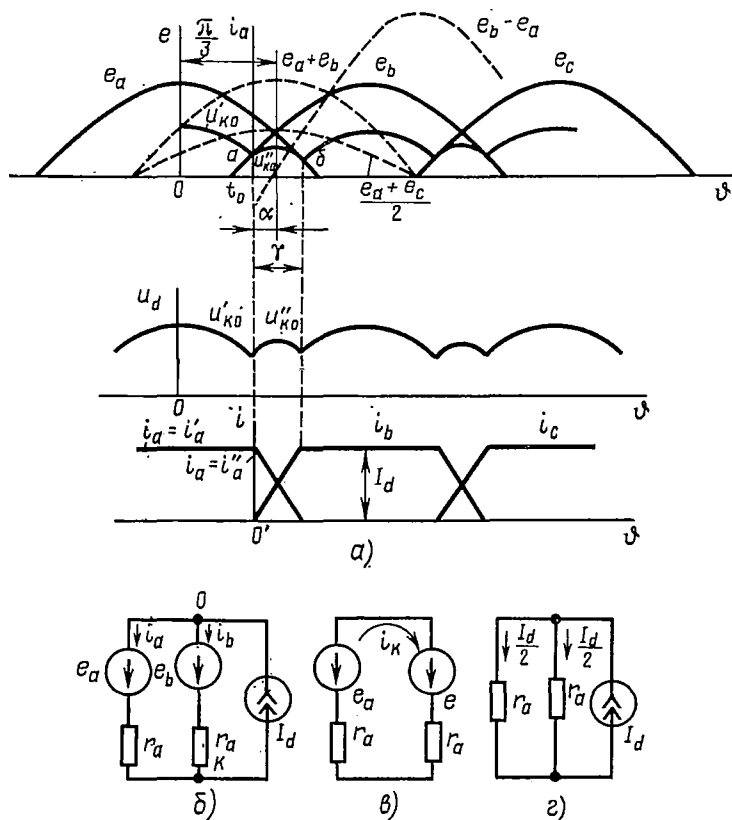


Рис. 4.9. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом при $r_a \neq 0$, $L_a = 0$, $L_d = \infty$:

a — временные диаграммы; b — эквивалентная схема выпрямителя для интервала коммутации; c, z — расчетные схемы при использовании метода наложения

ния выпрямленного напряжения в течение интервала коммутации определится уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} u''_{K0} &= e_a - r_a i_a, \\ u''_{K0} &= e_b - r_a i_b. \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

Сложив оба уравнения, получим

$$u''_{K0} = \frac{e_a + e_b}{2} - r_a \frac{i_a + i_b}{2}. \quad (4.33)$$

Но по первому закону Кирхгофа

$$i_a + i_b = i_d = I_d, \quad (4.34)$$

поэтому

$$u_{к0}'' = \frac{e_a - e_b}{2} - \frac{r_a I_d}{2}. \quad (4.35)$$

Кривая напряжения $u_{к0}''$ в период коммутации представлена на рис. 4.9, а участком *аб*.

В период одновременной работы вентиляей B_1 и B_2 выпрямитель можно представить эквивалентной схемой (рис. 4.9, б), содержащей два источника э. д. с. e_a и e_b и один идеальный источник постоянного тока I_d .

Согласно эквивалентной схеме токи в вентилях определим методом наложения действий источников э. д. с. e_a и e_b и источника тока I_d . При действии только источников э. д. с. e_a и e_b (рис. 4.9, в) токи в вентилях B_1 и B_2 равны по величине, но противоположны по направлению:

$$i_{a\sim} = -i_{b\sim} = i_k = \frac{e_b - e_a}{2r_a} = \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2r_a} \sin(\vartheta - \alpha). \quad (4.36)$$

В последнем выражении отсчет времени ведется с момента t_0 , соответствующего точке *a* (см. рис. 4.9, а). Следует обратить внимание на то, что ток i_k совпадает по фазе с э. д. с. $(e_b - e_a)$ и что участок кривой тока i_k , соответствующий периоду коммутации, практически прямолинейный.

При действии только источника тока I_d токи в вентилях одинаковы по величине и по направлению и равны $\frac{I_d}{2}$ (рис. 4.9, г). Таким образом, в период коммутации токи в одновременно работающих вентилях равны:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \frac{I_d}{2} - i_k, \\ i_b &= \frac{I_d}{2} + i_k. \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

При $\gamma \leq 40^\circ$ токи i_a и i_b практически изменяются по прямолинейному закону, при этом $\alpha = \frac{\gamma}{2}$.

В момент, когда $\vartheta = \gamma$, ток $i_b = I_d$. В этом случае

$$I_d = \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2r_a} \sin\left(\vartheta - \frac{\gamma}{2}\right), \quad (4.38)$$

откуда угол коммутации

$$\gamma = 2 \arcsin \frac{r_a I_d}{\sqrt{3} E_{2m}}. \quad (4.39)$$

Продолжительность работы каждого вентиля с учетом угла коммутации будет равна $\frac{2\pi}{3} + \gamma$.

Определим внешнюю характеристику трехфазной схемы выпрямителя с нулевым выводом. Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} u_{\kappa 0} d\vartheta = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}-\alpha} u'_{\kappa 0} d\vartheta + \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha}^{\frac{\pi}{3}} u''_{\kappa 0} d\vartheta, \quad (4.40)$$

где напряжения $u'_{\kappa 0}$ и $u''_{\kappa 0}$ определяются из выражений (4.31), (4.35), а э. д. с. e_a и $\frac{e_a + e_b}{2}$ — из рис. 4.9, а.

Вычисления (4.40) приближенно дают выражение внешней характеристики выпрямителя:

$$U_d = U_{d0} - r_a I_d. \quad (4.41)$$

Определим закономерности изменения тока в вентиле на интервале одиночной его работы и одновременной работы двух вентилях (при отсчете времени от точки $0'$):

$$\left. \begin{aligned} i'_a &= I_d, \\ i''_a &= \frac{I_d}{2} - i_{\kappa} = \frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2r_a} \sin(\vartheta - \alpha). \end{aligned} \right\} \quad (4.42)$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора I_2 , подсчитанное по (4.42), получается незначительно меньше, чем вычисленное по (4.22) для случая идеального выпрямителя. То же касается и величины тока I_1 в первичной обмотке трансформатора. Поэтому практически можно рекомендовать вести расчет данного режима, используя методику для идеального режима при активной нагрузке.

Погрешность, вносимая коммутацией при вычислении коэффициента пульсации выпрямленного напряжения, также незначительна. Так, например, при $\frac{r_a}{r_d} \leq 0,2$; $K_{n(1)}$ возрастает только на 3% (с 25 до 28%).

Шестифазный выпрямитель с нулевым выводом

Тенденция к увеличению частоты пульсации, что способствует сглаживанию кривой выпрямленного напряжения, привела к созданию выпрямителей с шестифазным вторичным напряжением анодного трансформатора. Простейшим из них является шестифазный выпрямитель с нулевым выводом (рис. 4.10).

Анодный трансформатор этого выпрямителя имеет одну первичную трехфазную обмотку, соединенную звездой, либо треугольником, и

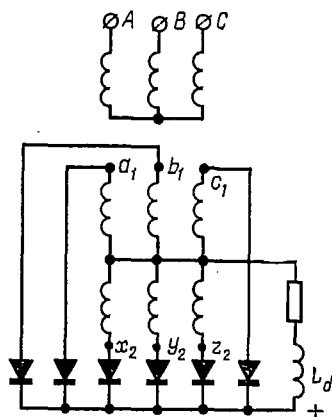


Рис. 4.10. Схема шестифазного выпрямителя с нулевым выводом

две вторичные трехфазные обмотки, соединенные в шестифазную звезду таким образом, что э. д. с. вторичных обмоток оказываются сдвинутыми относительно друг друга по фазе на угол 60° . В результате каждый вентиль пропускает ток в течение времени, определяемого углом $60^\circ + \gamma$, а кривая выпрямленного напряжения имеет шестикратные пульсации.

Однако данная схема практически не применяется, так как обладает низким коэффициентом использования трансформатора (0,7), недостаточно эффективным использованием вентиляей (вентиль пропускает ток приблизительно в течение одной шестой части периода), наличием в сердечнике трансформатора потока вынужденного намагничивания, который обусловлен нескомпенсированным н. с. на стержнях трансформатора, крутопадающей внешней характеристикой ($A = 1,23$). Электрические параметры шестифазной схемы приведены в табл. 4.2.

Т а б л и ц а 4.2

Основные параметры схем выпрямителей при активно-индуктивной нагрузке
($r_a = 0, L_a \neq 0, L_d = \infty$)

Схема выпрямителя	Трансформатор						Вентили		Нагрузка $K_{П(1)}$	Коэффициент внешней характеристики Λ
	$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{nI_d}$	$\frac{S_1}{P_d}$	$\frac{S_2}{P_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	$\frac{U_{обр. max}}{U_d}$	$\frac{I_a}{I_d}$		
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом	1,11	0,707	1	1,11	1,57	1,34	3,14	0,5	0,67	0,35
Трехфазная с нулевым выводом	0,855	0,58	0,47	1,21	1,48	1,35	2,1	0,33	0,25	0,87
Трехфазная «звезда—зигзаг»	0,855	0,58	0,47	1,21	1,71	1,46	2,1	0,33	0,25	0,87
Трехфазная мостовая	0,427	0,817	0,817	1,05	1,05	1,05	1,05	0,33	0,057	0,5
Шестифазная с нулевым выводом	0,741	0,41	0,58	1,28	1,81	1,55	1,05	0,17	0,057	1,23
Двойная трехфазная с уравнительным реактором	0,855	0,29	0,405	1,05	1,48	1,26	2,1	0,17	0,057	0,5

Трехфазный мостовой выпрямитель

Процессы в схеме при активно-индуктивной нагрузке для режима $r_a = 0, L_a \neq 0, L_d = \infty$ представлены временными диаграммами рис. 4.11.

Электрические параметры схемы приведены в табл. 4.2. Каждый вентиль в мостовой схеме пропускает ток в течение времени, опреде-

ляемого углом $\frac{2\pi}{3} + \gamma$; выпрямленное напряжение имеет шестикратные пульсации, обратное напряжение на вентиле определяется линейным напряжением. Схема отличается высоким коэффициентом использования трансформатора ($\frac{P_d}{S_T} = 0,95$), эффективным использованием вентиля, отсутствием в сердечнике потоков вынужденного намагничивания, что обусловило ее широкое практическое применение.

**Двойной трехфазный
выпрямитель
с уравнивающим реактором
(схема Кюблера)**

В схему (рис. 4.12, а) входят два трехфазных выпрямителя, питающихся от различных трехфазных вторичных обмоток трансформатора, каждая из которых соединена в звезду. Системы напряжений вторичных обмоток сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол $\pi/3$. Первичная обмотка трансформатора соединяется либо звездой, либо треугольником. Наличие уравнивающего реактора с большой индуктивностью обеспечивает независимую работу каждого трехфазного выпрямителя. В результате продолжительность работы вентиля такая же, как и в трехфазной схеме с нулевым выводом, но частота пульсаций выпрямленного напряжения получается шестикратной по сравнению с частотой питающего напряжения сети.

Коэффициент полезного действия данной схемы выше по сравнению с мостовой схемой, так как здесь работающие вентили включены по отношению к нагрузке параллельно (что имеет существенное значение при использовании ионных вентилях). Но амплитудные значения обратных напряжений больше, чем в мостовой схеме. Схема с уравнивающим реактором широко применяется для питания выпрямленным напряжением различных установок большой мощности, для которых повышение к. п. д. является одним из важных требований.

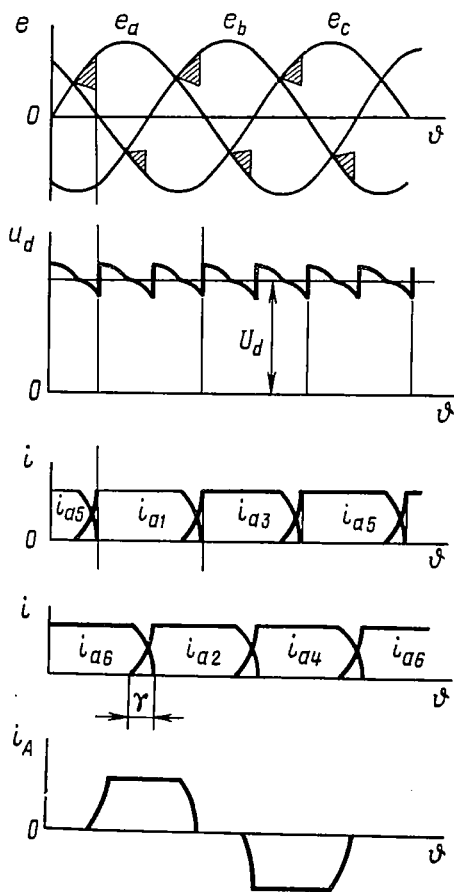


Рис. 4.11. Временные диаграммы трехфазного мостового выпрямителя при $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$

Принцип действия схемы можно объяснить составляя временные диаграммы, представленные на рис. 4.12, б для идеального режима $r_a = 0$; $L_a = 0$, $L_d = \infty$, $L_{yp} = \infty$. Коммутация тока осуществляется только между вентилями одного трехфазного выпрямителя. При идеальных условиях коммутация осуществляется мгновенно, поэтому в каждом трехфазном выпрямителе в любой момент времени ток про-

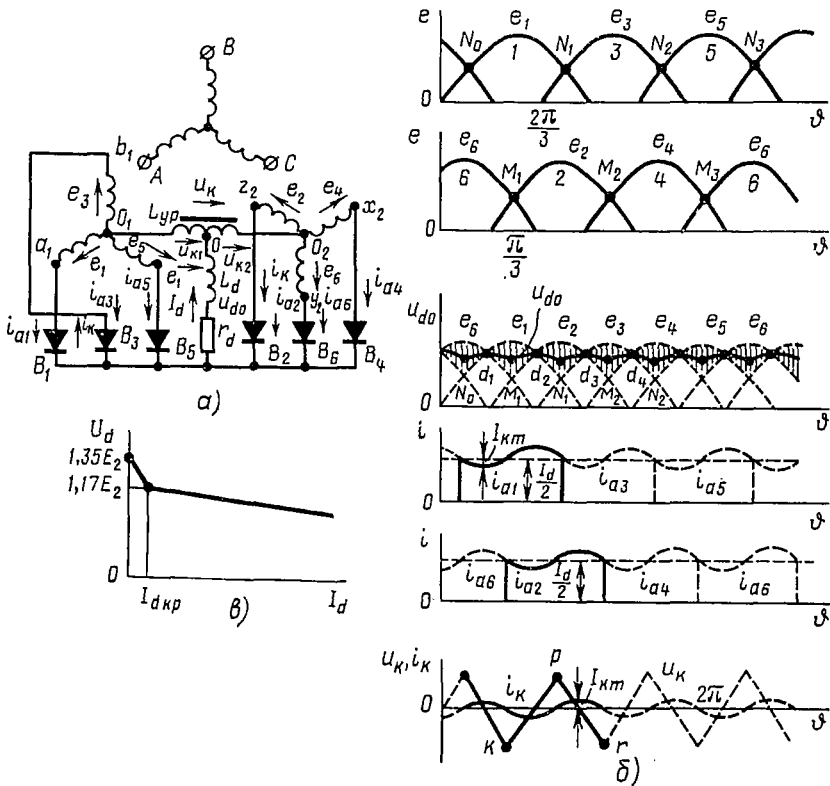


Рис. 4.12. Двойной трехфазный выпрямитель с уравнивающим реактором:
 а — схема; б — временные диаграммы; в — внешняя характеристика

пускает только один вентиль, а следовательно, во всей схеме — два вентиля. Например, в интервале $N_0 - M_1$ (рис. 4.12, б) одновременно пропускают ток вентили B_1 и B_0 , в интервале $N_1 - M_1$ — вентили B_1 и B_2 , в интервале $N_1 - M_2$ — вентили B_3 и B_2 и т. д. При этом разность фазных э. д. с. анодных ветвей, одновременно пропускающих ток, уравнивается противо-э. д. с. уравнивающего реактора. На рис. 4.12, б эта разность показана заштрихованными площадками.

Так, например, если одновременно работают вентили B_1 и B_2 в интервале $N_1 - M_1$, то напряжение, приложенное к уравнивному реактору, будет равно

$$u_k = e_2 - e_1. \quad (4.43)$$

На рис. 4.12, б это напряжение изобразится в виде линии $кр$. Для следующего интервала $N_1 - M_2$ напряжение $u_k = e_2 - e_3$ (соответствует линии pr) и т. д. Напряжение, приложенное к уравнительному реактору, имеет приблизительно треугольную форму и изменяется с тройной частотой по отношению к частоте питающей сети. Ток намагничивания уравнительного реактора i_k протекает в контуре, состоящем из работающих вентиля и уравнительного реактора; если не учитывать потерь в контуре, то ток i_k отстает по фазе от напряжения u_k на угол $\frac{\pi}{2}$. Ток i_k , налагаясь на токи работающих вентиля, изменяет их форму, в анодных токах появляются пульсации тройной частоты.

Выпрямленное напряжение в цепи нагрузки можно определить по двум контурам:

$$\left. \begin{aligned} u_{d0} &= e_1 + u_{k1}, \\ u_{d0} &= e_2 - u_{k2}, \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

где u_{k1} и u_{k2} — напряжения на левой и правой частях уравнительного реактора.

Полагая, что обе половины уравнительного реактора идентичны, т. е. $u_{k1} = u_{k2}$, из (4.44) получим

$$u_{d0} = \frac{e_1 - e_2}{2}. \quad (4.45)$$

Уравнение (4.45) выражает закономерность изменения мгновенного значения выпрямленного напряжения при идеальных условиях. Временная диаграмма для u_{d0} изображена на рис. 4.12, б.

Следует обратить внимание, что при слишком малых токах нагрузки, если амплитудное значение тока намагничивания реактора $I_{км}$ становится равным максимальному значению тока вентиля одной фазы выпрямителя (соответствующий этому режиму ток нагрузки называют критическим и обозначают $I_{дкр}$), реактор перестает выполнять функции разделяющего. Схема становится обычной шестифазной схемой с нулевым выводом, и коммутация происходит в точках d_1, d_2, d_3 и т. д. (рис. 4.12, б). Продолжительность работы вентиля уменьшается до значения, определяемого углом $\frac{\pi}{3}$, выпрямленное напряжение несколько увеличивается, и при холостом ходе кривая u_{d0} совпадает с верхушками синусоид e_1, e_2, e_3 и т. д. При этом среднее значение выпрямленного напряжения холостого хода увеличивается от $1,17 E_2$ до $1,35 E_2$.

При учете анодных индуктивностей величина выпрямленного напряжения зависит от тока нагрузки, так как ток нагрузки определяет угол коммутации, а следовательно, и потери напряжения в выпрямителе. Внешняя характеристика выпрямителя с разделяющей катушкой для реального режима имеет два участка (рис. 4.12, в). Участок от 0 до $I_{дкр}$ соответствует шестифазному режиму работы выпрямителя, участок от $I_{дкр}$ и выше — трехфазному режиму, причем наклоны участков разные. Наклон внешней характеристики шестифазного выпрямителя характеризуется коэффициентом $A = 1,23$, в то время как для выпрямителя с уравнительным реактором, работающего в режиме

трехфазного выпрямления, $A = 0,5$. Электрические параметры двойного трехфазного выпрямителя приведены в табл. 4.2.

Шестифазный режим в схеме с уравнительным реактором является аномальным. Чтобы его избежать, разделяющую катушку необходимо шунтировать либо балластным резистором, либо специальным генератором — утроителем частоты.

Двойной трехфазный выпрямитель с уравнительным реактором в обычном режиме является потребителем реактивной мощности. Улучшение коэффициента мощности таких выпрямителей является актуальной задачей, так как их мощности, как правило, очень большие (например, мощность выпрямителей на преобразовательных подстанциях алюминиевых заводов определяется десятками мегаватт).

§ 4.3. 12-ПУЛЬСАЦИОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямленное напряжение с 12-кратными пульсациями может быть получено при составлении сложных схем выпрямления.

Различают 12-пульсационные схемы последовательного и параллельного типа. Схема последовательного типа представляет

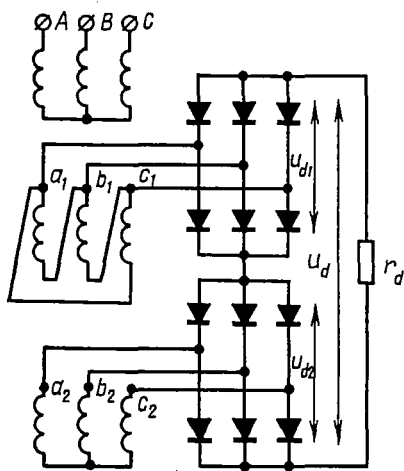


Рис. 4.13. 12-пульсационный выпрямитель

этом коэффициент пульсаций по основной гармонике

$$K_{п(1)} = \frac{2}{(qm_2)^2 - 1} = 0,0135. \quad (4.46)$$

Максимальное обратное напряжение на вентиле

$$U_{обр\ max} = 0,525 U_d, \quad (4.47)$$

где U_d — среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке.

Остальные расчетные данные определяются так же, как и для трехфазной мостовой схемы.

12-пульсационное выпрямленное напряжение можно также получить, соединяя параллельно либо две трехфазные мостовые схемы, либо две схемы с уравнительным реактором. При этом для ограничения уравнительного тока между отдельными схемами их включают не просто параллельно, а через уравнительный реактор с нулевым выводом.

Осуществляя более сложные соединения выпрямителей, можно получить выпрямленное напряжение с числом пульсаций 18, 24 и т. д.

§ 4.4. ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ВНУТРЕННЕЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Внешняя характеристика в абсолютных единицах выпрямителей большой мощности, для которых $r_a = 0$, $L_a \neq 0$, определяется зависимостью (4.25):

$$U_d = U_{d0} - r_{x_a} I_d, \quad (4.48)$$

где $r_{x_a} = \frac{m_2 \omega L_a}{2\pi}$ — эквивалентное внутреннее сопротивление выпрямителя;

ω — угловая частота питающего напряжения;

m_2 — число фаз вторичной обмотки трансформатора.

У выпрямителей малой мощности, для которых можно принять $r_a \neq 0$, $L_a = 0$, внешняя характеристика определяется зависимостью (3.27):

$$U_d = U_{d0} - r_a I_d. \quad (4.49)$$

Для неуправляемых выпрямителей с учетом, что $r_a \neq 0$, $L_a \neq 0$, внешняя характеристика определяется уравнением

$$U_d = U_{d0} - r_{x_a} I_d - r_a I_d = U_{d0} - r_b I_d, \quad (4.50)$$

где

$$r_b = r_{x_a} + r_a = \frac{m_2 \omega L_a}{2\pi} + r_a \quad (4.51)$$

называют эквивалентным внутренним сопротивлением выпрямителя. Уравнение (4.51) справедливо для выпрямителей с полупроводниковыми вентилями, сопротивлением которых в прямом направлении можно пренебречь. Для мостовых выпрямителей трехфазного питания этой характеристике соответствует режим одновременной работы поочередно двух-трех вентилях. Следует отметить, что величина r_{x_a} не связана с потерями энергии в выпрямителе, она учитывает лишь уменьшение среднего значения выпрямленного напряжения вследствие закорачивания цепи нагрузки в период коммутации тока с одного вентиля на другой.

При использовании в выпрямителе ионных вентилях внешняя характеристика определяется зависимостью

$$U_d = U_{d0} - r_{x_a} I_d - r_a I_d - g \Delta U_{np}, \quad (4.52)$$

где g — число последовательно включенных вентилях, через которые проходит ток в один и тот же момент времени;

ΔU_{np} — падение напряжения на вентиле в прямом направлении.

Для выпрямителей с ионными вентилями эквивалентное внутреннее сопротивление

$$r_n = \frac{I m_2 \omega L_n}{2\pi} + r_a + \frac{g \Delta U_{np}}{I_d}. \quad (4.53)$$

§ 4.5. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Коэффициентом полезного действия (к. п. д.) выпрямителей называют в самом общем случае отношение активной мощности $P_{a, n}$, выделяющейся в нагрузку к суммарной активной мощности $P_{a, вх}$, поступающей в выпрямительное устройство из питающей сети

$$\eta = \frac{P_{a, n}}{P_{a, вх}}. \quad (4.54)$$

Активная мощность, поступающая из питающей сети в выпрямительное устройство, не полностью используется в нагрузке. Она частично теряется в трансформаторе ($\Delta P_{тр}$), в вентилях (ΔP_n), в сглаживающем фильтре ($\Delta P_{ф}$), а также во всех вспомогательных устройствах выпрямителя ($\Delta P_{всп}$), таких, как устройство пуска, защиты, управления, сигнализации и др. Таким образом,

$$P_{a, вх} = P_{a, n} + \Delta P_{тр} + \Delta P_n + \Delta P_{ф} + \Delta P_{всп}. \quad (4.55)$$

Активная мощность, выделяющаяся в нагрузку, с учетом пульсаций выпрямленного напряжения

$$P_{a, n} = U_d I_d + r_a I_{эфф(1)}^2 + \dots + r_a I_{эфф(q)}^2 + \dots, \quad (4.56)$$

где $I_{эфф(q)}$ — действующее значение q гармонической составляющей выпрямленного тока.

При идеальной фильтрации пульсации тока в нагрузке отсутствуют и к. п. д. выпрямителя (выпрямители большой мощности)

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Sigma \Delta P}. \quad (4.57)$$

Здесь $P_d = U_d I_d$ — полезная мощность нагрузки, равная мощности постоянных составляющих выпрямленного тока и напряжения;

$\Sigma \Delta P$ — суммарная мощность всех потерь в выпрямительном устройстве.

§ 4.6. ВЫПРЯМИТЕЛИ, ПИТАЮЩИЕ НАГРУЗКУ С ПРОТИВО-Э.Д.С.

При практическом использовании выпрямителей нагрузка зачастую содержит противо-э. д. с. (электролизные устройства, аккумуляторы, двигатели постоянного тока и др.) и пассивные элементы, ограничивающие пульсирующий ток (индуктивность или активное сопротивление).

Если в качестве ограничивающего элемента применяется активное сопротивление, то при постоянной противо-э. д. с. в цепи нагрузки

выпрямитель следует рассматривать как работающий на активно-емкостную нагрузку с учетом, что емкость конденсатора равна бесконечно большой величине. Подобный режим работы выпрямителя описывается в гл. 11.

Рассмотрим режим, когда для сглаживания тока в цепи нагрузки с противо-э. д. с. используется реактор. Расчет выпрямителя с такой нагрузкой, если считать, что величина индуктивности сглаживающего реактора L_d бесконечно большая, не отличается от расчета выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой при идеальном сглаживании тока в цепи нагрузки. Это связано с тем, что в цепи с постоянным током активное сопротивление, на котором будет постоянное

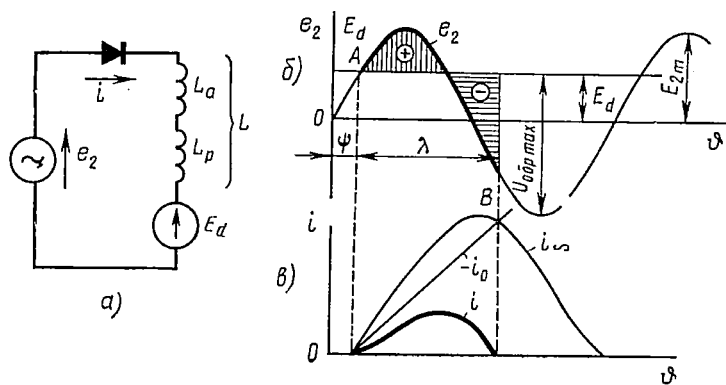


Рис. 4.14. Однополупериодный выпрямитель, нагруженный двигателем постоянного тока:

a — эквивалентная схема; *б* — временные диаграммы; *в* — определение тока по двум составляющим

падение напряжения, согласно теореме о компенсации можно заменить постоянной противо-э. д. с., и наоборот.

Если индуктивность сглаживающего реактора учитывается как реальная величина, то расчет выпрямителя необходимо производить с учетом пульсаций тока в цепи нагрузки. Рассмотрим работу простейшего выпрямителя.

Эквивалентная схема однофазного однополупериодного выпрямителя с идеальным вентилем ($r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $r_{np} = 0$), питающего нагрузку с постоянной противо-э. д. с., последовательно с которой включен сглаживающий реактор, представлена на рис. 4.14, *a*.

Обозначения на схеме: E_d — постоянная противо-э. д. с., L_d — индуктивность, определяемая как сумма индуктивностей L_a и L_p .

Расчет тока в схеме наиболее просто можно произвести, используя метод наложения действий источников переменной э. д. с. e_2 и постоянной э. д. с. E_d на интервале, когда вентиль пропускает ток в прямом направлении, так как в течение этого интервала электрическая цепь линейна.

Момент, с которого вентиль начинает пропускать ток, определяется точкой, в которой потенциал анода становится положительным

по отношению к потенциалу катода. На рис. 4.14, б этому моменту соответствует точка А, для которой фазовый угол ψ определяется из уравнения

$$E_d = E_{2m} \sin \psi. \quad (4.58)$$

Действие источника переменной э. д. с. $e_2 = E_{2m} \sin \vartheta$ в схеме при закороченном источнике постоянной э. д. с. E_d (полагаем, что его внутреннее сопротивление равно нулю) характеризуется уравнением

$$E_{2m} \sin \vartheta = \omega L \frac{di_{\infty}}{d\vartheta}, \quad (4.59)$$

где $L = L_a + L_p$.

Решение уравнения (4.59) имеет вид

$$i_{\infty} = \frac{E_{2m}}{\omega L} \int_{\psi}^{\vartheta} \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\omega L} (\cos \psi - \cos \vartheta). \quad (4.60)$$

Действие источника постоянной э. д. с. E_d в схеме при закороченном источнике переменной э. д. с. e_2 (внутренним сопротивлением сети пренебрегаем) характеризуется уравнением

$$-E_d = \omega L \frac{di_0}{d\vartheta}. \quad (4.61)$$

Решение уравнения (4.61) дает

$$i_0 = -\frac{E_d}{\omega L} \int_{\psi}^{\vartheta} d\vartheta = -\frac{E_d}{\omega L} (\vartheta - \psi). \quad (4.62)$$

Ток в схеме при одновременном действии источников э. д. с. e_2 и E_d

$$i = i_{\infty} + i_0 = \frac{E_{2m}}{\omega L} (\cos \psi - \cos \vartheta) - \frac{E_d}{\omega L} (\vartheta - \psi). \quad (4.63)$$

Чтобы определить длительность λ прохождения тока через вентиль, необходимо решить уравнение

$$\int_{\psi}^{\psi+\lambda} (E_{2m} \sin \vartheta - E_d) \, d\vartheta = 0. \quad (4.64)$$

Выражение (4.64) является результатом решения уравнения $(E_{2m} \sin \vartheta - E_d) = \omega L \frac{di}{d\vartheta}$ с учетом, что при $\vartheta = \lambda$ $i = 0$. Выражение (4.64) определяет площадь, ограниченную синусоидой e_2 , относительно линии E_d (рис. 4.14, б). Эта площадь имеет как положительные значения (выше линии E_d), так и отрицательные значения (ниже линии E_d), поэтому равенство (4.64) удовлетворяется, если положительная площадь будет равна отрицательной. Уравнение (4.64) удовлетворяет также условию равенства нулю среднего значения напряжения на индуктивности L .

На рис. 4.14, в построены кривые токов i_∞ , i_0 и i соответственно по уравнениям (4.60) и (4.62). Для удобства графических построений кривые токов i_∞ и i_0 на рисунке размещены в одном квадранте. Точка пересечения этих кривых (точка В) определяет момент, когда ток вентиля проходит через нуль. Из рисунка видно, что длительность пропускания тока вентилем зависит от расположения синусоиды, представляющей функцию i_∞ , и прямой линии, представляющей функцию i_0 , относительно друг друга.

Если выпрямитель питает двигатель постоянного тока, противо-э. д. с. которого E_d изменяется по величине (что связано с изменением его скорости), то основные расчетные величины удобнее представить в виде графических зависимостей, являющихся функциями E_d .

На рис. 4.15, а показаны зависимости изменения длительности λ прохождения тока через вентиль (кривая 1), относительного среднего значения выпрямленного тока $\frac{I_d}{I_2}$, где $I_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}\omega L}$ (кривая 2), и относительного максимального значения тока в вентиле $\frac{I_{2m}}{I_d}$ как функции относительного значения противо-э. д. с. $\frac{\sqrt{2} E_d}{E_{2m}}$ (кривая 3).

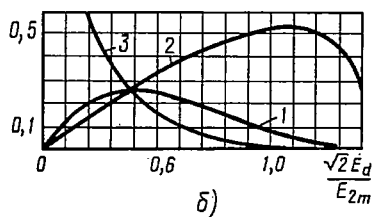
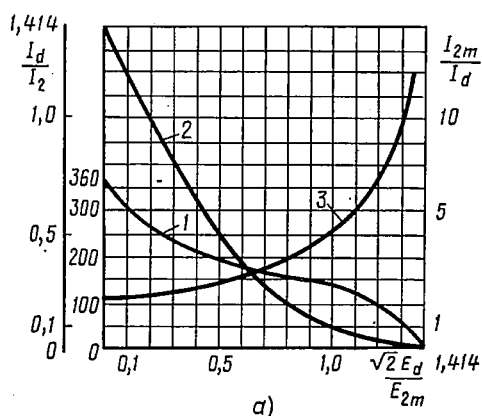


Рис. 4.15. Зависимости изменения относительных токов (а) и мощностей (б) в схеме однополупериодного выпрямителя, работающего на двигатель постоянного тока

На рис. 4.15, б приведены зависимости изменения:

относительной мощности двигателя постоянного тока $\frac{P_d 2\omega L}{E_{2m}^2}$, где $\frac{E_{2m}^2}{2\omega L}$ — условная мощность при $E_d = 0$ (кривая 1);

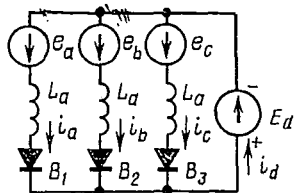
коэффициента использования трансформатора $K_P = \frac{P_d}{S_2}$, где $S_2 = E_2 I_2$ — типовая мощность вторичной обмотки трансформатора (кривая 2);

относительной мощности сглаживающего реактора $\frac{S_P}{P_d}$ как функции величины $\frac{\sqrt{2} E_d}{E_{2m}}$ (кривая 3).

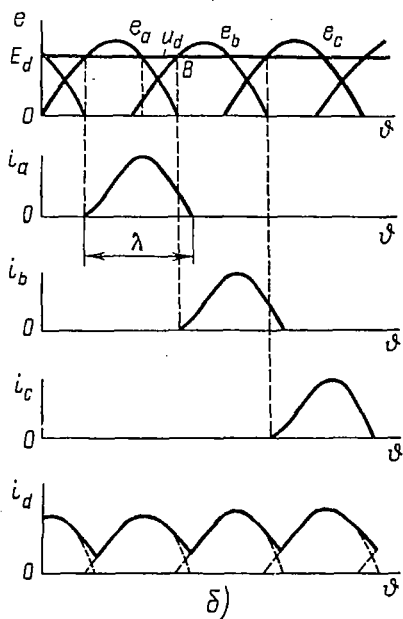
Приведенные графические зависимости дают возможность рассчитать однофазный выпрямитель, питающий двигатель постоянного тока, последовательно с которым включается сглаживающий реактор.

В многофазных выпрямителях, питающих нагрузку с противо-э. д. с., следует различать два режима работы цепи нагрузки: 1) режим

с прерывистым током и 2) режим с непрерывным током. В режиме с прерывистым током каждая фаза с вентиляем работает независимо от других как однофазный однополупериодный выпрямитель. Токи в фазах протекают в течение времени, определяемого углом меньше $\frac{2\pi}{m_2}$.



а)



б)

Рис. 4.16. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом, работающий на противо-э. д. с.:

а — эквивалентная схема; б — временные диаграммы

В цепи нагрузки токи всех фаз суммируются. Для этого режима применима методика анализа однополупериодного выпрямителя.

В режиме с непрерывным током также применима рассмотренная в параграфе методика, если в цепи нагрузки учитывать лишь противо-э. д. с. E_d , полагая $L_p = 0$. Продолжительность прохождения тока через каждый вентиль в течение периода здесь больше, чем $\frac{2\pi}{m_2}$.

Ток в цепи нагрузки (результат наложения фазных токов) содержит постоянную и переменную составляющие. Для трехфазного выпрямителя большой мощности с нулевым выводом, работающего на противо-э. д. с., эквивалентная схема и временные диаграммы представлены на рис. 4.16, а, б.

Если ток пропускает вентиль B_1 , то закономерность изменения этого тока определится из уравнения

$$x_a \frac{di_a}{d\theta} = e_a - E_d. \quad (4.65)$$

Момент времени, определяющий начало работы вентиля B_2 (точка B на рис. 4.16, б), вычислится из условия возникновения между анодом и катодом вентиля положительного напряжения

$$u_{a2} = e_b - E_d \geq 0, \quad (4.66)$$

которое оказалось независимым от тока i_a .

Таким образом, при данном режиме ток в вентиле B_1 не оказывает влияния на режим работы вентиля B_2 , т. е. вентили в многофазном выпрямителе пропускают ток независимо друг от друга так же, как и в однофазном однополупериодном выпрямителе.

Если мощность выпрямителя мала относительно общей мощности питающей сети, то влияние выпрямителя на режим работы сети можно не учитывать. Напряжение сети при этом имеет синусоидальную форму.

Если мощность выпрямителя соизмерима с мощностью сети, то влияние выпрямителя на режим работы сети необходимо учитывать. В этом случае, вследствие содержания высших гармоник тока в первичной обмотке трансформатора, а следовательно, и в питающей сети падение напряжения, обусловленное внутренним сопротивлением сети, вызывает искажение формы напряжения на входе выпрямителя. Чтобы ослабить влияние высших гармоник тока в первичной обмотке, на входе выпрямителя включают электрические фильтры, настроенные на соответствующие гармоники. Порядок высших гармоник в питающей сети определяется в общем случае следующей закономерностью:

$$q = km_n \pm 1, \quad (4.67)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$; m_n — число пульсаций выпрямленного напряжения за период.

Если не учитывать угол коммутации γ и считать, что ток питающей сети имеет прямоугольно-ступенчатую форму ($L_d = \infty$), то относительное содержание гармонических составляющих в общем случае будет определяться закономерностью

$$\frac{I_q}{I_1} = \frac{1}{q}, \quad (4.68)$$

где I_1 и I_q — действующие значения токов основной и q -й гармоник.

Гармонические составляющие напряжения сети определяются, если известны внутренние сопротивления питающей сети,

УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ И ИНВЕРТОРЫ, ВЕДОМЫЕ СЕТЬЮ.

Преобразовательные устройства с управляемыми вентилями часто работают в реверсивном режиме, представляющем собой сочетание двух режимов. Первый режим — выпрямление, когда энергия переменного тока преобразуется в энергию постоянного тока и передается потребителю, представляющему собой статическую либо двигательную нагрузку. Второй режим — инвертирование, когда энергия постоянного тока преобразуется в энергию переменного тока и передается в электрическую сеть переменного тока. В этом случае преобразователь называют инвертором, ведомым сетью.

Оба режима работы преобразовательных устройств имеют много общего, поэтому их целесообразно рассматривать совместно.

§ 5.1. СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Потребители постоянного тока требуют питающих устройств с различными свойствами. Для некоторых потребителей применяются источники тока, напряжение которых не регулируется, а определяется внешней характеристикой выпрямительной установки. Напряжение таких источников имеет разброс, определяемый разностью напряжений холостого хода и напряжения при нагрузке или колебаниям напряжения сети переменного тока.

Современные полупроводниковые выпрямительные устройства, как правило, имеют системы автоматического регулирования выходных электрических параметров (стабилизация напряжения и тока силовых устройств электролизных агрегатов, программное управление режимов заряда аккумуляторов и т. п.).

Мощные выпрямители требуют большого числа вентилях, соединенных в последовательно-параллельные группы. При использовании для таких выпрямителей тиристоров большую сложность приобретает система управления. Кроме того, надежность управляемых полупроводниковых вентилях ниже, чем простых диодов, а стоимость выше. Эти причины заставляют в ряде случаев отказаться от применения тиристоров и изыскивать возможность регулирования выпрямленного напряжения выпрямителей, оборудованных диодами.

Выпрямленное напряжение выпрямителя с неуправляемыми вентилями можно регулировать:

на стороне постоянного тока — при помощи реостата или потенциометра;

на стороне переменного тока:

а) изменением подведенного к выпрямителю переменного напряжения (переключением под нагрузкой отпаек трансформатора или

автотрансформатора, питающего выпрямитель, а также плавным изменением подводимого к выпрямителю напряжения при помощи трансформаторов с подвижными катушками или выдвижными сердечниками);

б) использованием дросселей насыщения, подмагничиваемых постоянным током; при этом дроссели насыщения могут быть выполнены в виде отдельных аппаратов, либо сам трансформатор может содержать насыщаемый постоянным током сердечник.

Отдельную область представляет регулирование выпрямленного напряжения с помощью управляемых вентилях (тиристоров, тиратронов, экситронов, игнитронов), которое может быть осуществлено несколькими способами:

1) регулирование путем изменения параметров вентилях, входящих непосредственно в выпрямитель;

2) регулирование параметров вентилях, включенных в первичную обмотку трансформатора (фазовое регулирование на стороне переменного тока);

3) широтно-импульсное регулирование на стороне постоянного тока.

Регулирующее устройство необходимо выбирать исходя из ряда факторов, важнейшими из которых являются требования к диапазону регулирования, величине и числу ступеней напряжения или плавности изменения напряжения, коэффициенту мощности и коэффициенту полезного действия.

§ 5.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ НА СТОРОНЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Все способы регулирования на стороне переменного тока сводятся к тому, что напряжение, питающее выпрямитель, плавно или скачкообразно регулируется при помощи реактивных элементов и трансформаторов.

Регулирование при помощи трансформатора или автотрансформатора с отпайками (рис. 5.1)

Данный способ регулирования напряжения является наиболее экономичным, так как при регулировании на всех ступенях сохраняется наиболее высокий коэффициент мощности.

Коммутация тока с отпайки на отпайку при ступенчатом регулировании напряжения может осуществляться либо коммутационными аппаратами механического типа, либо тиристорными переключателями.

Регулирование с помощью коммутаторов механического типа характеризуется рядом принципиальных недостатков (регулирование не плавное, а ступенчатое, инерционность, малая надежность, низкий к. п. д., искрение и др.).

Регулирование с помощью тиристорных переключателей не имеет указанных недостатков. Оно весьма перспективно, так как позволяет

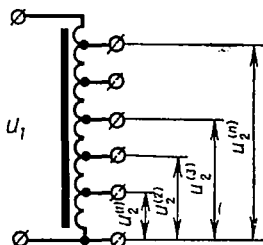


Рис. 5.1. Автотрансформатор с отпайками

наряду со ступенчатым безыскровым переключением осуществлять плавное регулирование напряжения между ступенями. Принцип действия тиристорных переключателей будет рассмотрен в следующем параграфе.

Регулирование при помощи автотрансформатора с короткозамкнутой подвижной обмоткой

Автотрансформаторы с короткозамкнутой обмоткой (рис. 5.2) выпускаются в однофазном и трехфазном исполнении на мощности от 25 до 250 квт.

Автотрансформатор состоит из Ш-образного сердечника, на среднем стержне которого намотаны две обмотки *A* и *B*. Вдоль среднего стержня движется короткозамкнутая обмотка (часто просто алюминиевая рамка) *B*. Высота обмотки *B* такова, что она полностью перекрывает любую из обмоток *A* и *B* или, находясь в среднем положении, —

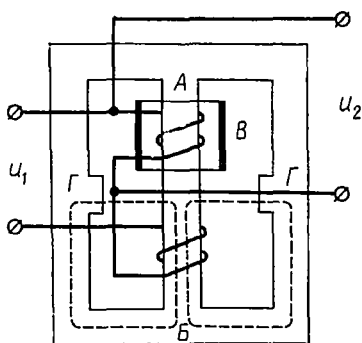


Рис. 5.2. Автотрансформатор с короткозамкнутой обмоткой

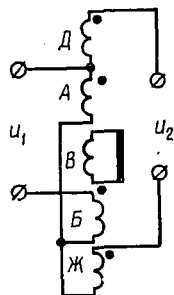


Рис. 5.3. Автотрансформатор с короткозамкнутой и двумя компенсационными обмотками

одновременно половины этих обмоток. При положении обмотки *B*, показанном на рис. 5.2, в ней индуцируется э. д. с. и образуется ток короткого замыкания, магнитный поток которого почти полностью уничтожает поток, образованный обмоткой *A*. Вследствие этого реактивное сопротивление обмотки *A* очень мало и приблизительно равно нулю, первичное напряжение u_1 практически приложено к обмотке *B*, а вторичное напряжение u_2 составляет $(0,1 \div 0,15) u_1$ и практически считается равным нулю.

В крайнем нижнем положении обмотки *B* реактивное сопротивление обмотки *B* очень мало, а $u_2 \approx u_1$.

В среднем положении короткозамкнутой обмотки *B* ее поток частично компенсирует потоки, образуемые обмотками *A* и *B*, и величина u_2 изменяется от 0 до u_1 .

Намагничивающие силы обмоток *A* и *B* действуют встречно, что делает магнитные потоки этих обмоток практически независимыми.

Магнитные потоки обмоток замыкаются через башмаки Γ и частично по воздуху.

Чтобы осуществить регулирование выходного напряжения от нуля до значения немного больше u_1 , надо в схему рис. 5.2 добавить две компенсационные обмотки D и $Ж$ (рис. 5.3).

В верхнем положении обмотка B полностью перекрывает обмотки D и A .

При использовании автотрансформатора с короткозамкнутыми обмотками не требуется коммутационных аппаратов; регулирование может осуществляться плавно, однако система обладает большой инерционностью и наличием подвижных частей. Кроме того, такие автотрансформаторы имеют низкий коэффициент мощности ($\cos \varphi \approx 0,7 \div 0,9$), что снижает экономичность выпрямительной установки.

Регулирование при помощи трансформатора с подмагничиваемым шунтом

Сердечник трансформатора имеет четыре стержня, из которых два средних вместе со средними участками ярм составляют основную магнитную цепь (рис. 5.4).

На эти стержни расположена первичная обмотка трансформатора, две секции которой соединены между собой так, чтобы переменный магнитный поток замыкался по контуру $abcd$. Крайние стержни представляют собой магнитные шунты, в которые может ответвляться магнитный поток средних стержней. Доля основного потока, ответвляющегося в крайние стержни, зависит от их магнитного сопротивления, которое изменяется посредством подмагничивания этих стержней постоянным током. Для этого крайние стержни снабжены обмотками подмагничивания, соединенными между собой так, чтобы переменные э. д. с., индуцируемые в них ответвляющимся переменным потоком, взаимно компенсировались. При этом постоянный ток замыкается по средним стержням, однако вследствие большого поперечного сечения подмагничивание их сказывается значительно слабее.

Секции вторичной обмотки охватывают как средние, так и крайние стержни. Поэтому потокосцепление вторичной обмотки определяется разностью потока основного стержня и потока, ответвляющегося в магнитный шунт.

При сильном подмагничивании крайних стержней их магнитное сопротивление переменному магнитному потоку весьма велико и доля ответвляющегося потока незначительна. Поэтому потокосцепление

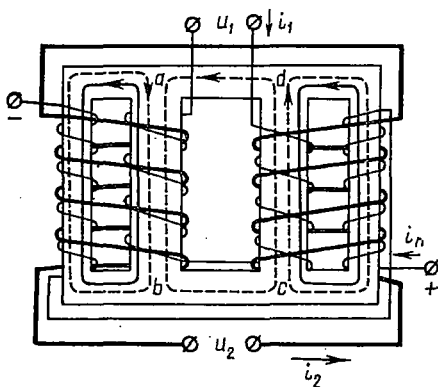


Рис. 5.4. Трансформатор с подмагничиваемым шунтом

вторичной обмотки, а следовательно, и напряжение на ее зажимах будут иметь наибольшие значения. По мере снижения тока подмагничивания насыщение крайних стержней ослабевает, их магнитное сопротивление падает и вызывает увеличение магнитного потока, ответвляющегося в крайние стержни. Это влечет за собой уменьшение потокоцепления и напряжения вторичной обмотки. Наинизшее вторичное напряжение соответствует отсутствию постоянного подмагничивания магнитных шунтов.

Регулирование при помощи дросселей насыщения

Дроссели насыщения включаются либо в первичную цепь трансформатора (рис. 5.5), либо во вторичную обмотку трансформатора, либо непосредственно в схему выпрямителя последовательно с каждым из вентиляей (рис. 5.6, а) (для мостовых схем второй и третий способы включения дросселей различны, для схем с нулевым выводом они совпадают).

Действие дросселей насыщения в системе управления выпрямителями можно пояснить на примере схемы рис. 5.6, а. В этой схеме

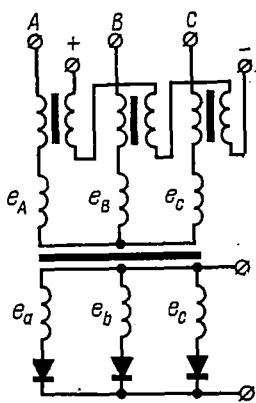
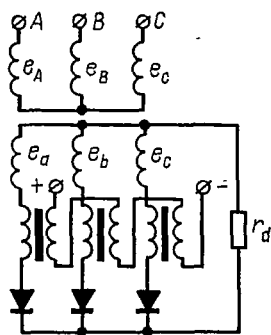


Рис. 5.5. Выпрямитель с дросселем насыщения в первичной цепи трансформатора



а)

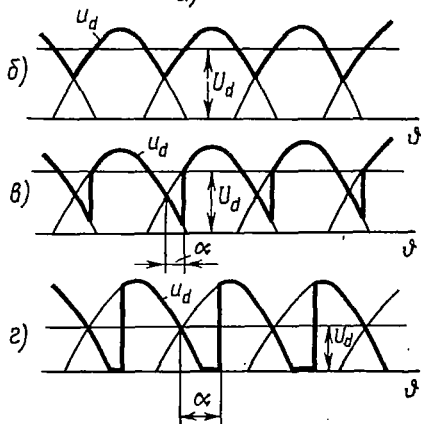


Рис. 5.6. Выпрямитель с дросселями насыщения, включенными последовательно с каждым вентилем:

а — схема; б, в, г — временные диаграммы выпрямленного напряжения

насыщающиеся реакторы можно рассматривать как балластные индуктивные сопротивления, величину которых можно изменять путем подмагничивания постоянным током.

Чем больше ток подмагничивания, тем дольше задерживается момент вступления очередного вентиля в работу (увеличивается угол регулирования α). В результате форма кривой выпрямленного напряжения изменяется таким образом (рис. 5.6, б, в, г), что среднее его значение уменьшается.

При использовании дросселей насыщения регулирование осуществляется плавно, инерционность значительно меньше, чем у трансформаторов с отпайками или короткозамкнутыми обмотками, отсутствуют подвижные части. Вследствие этого вся система регулирования оказывается более надежной. Однако применение дросселей насыщения ухудшает коэффициент мощности установки. Принципы работы систем с отдельными дросселями насыщения и специальными трансформаторами с подмагничиваемыми сердечниками весьма близки, однако конструкции выпрямительных агрегатов в обоих случаях не равноценны. Многочисленные разработки тех и других конструкций показывают, что в большинстве практических случаев система с дросселями насыщения обладает меньшим весом, габаритами и лучшими характеристиками, чем система, имеющая специальные трансформаторы с подмагничиваемыми сердечниками.

§ 5.3. ФАЗОВОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Принцип фазового регулирования

Фазовое регулирование напряжения потребителей, питающихся от источников переменного тока, осуществляется с помощью изменения угла регулирования управляемых вентилей, включаемых между источником питания и нагрузкой. Этот способ применяется для регулирования мощности, потребляемой различного рода статическими и динамическими устройствами переменного тока, а также выпрямителями.

Существуют разные способы фазового регулирования с помощью управляемых вентилей. На рис. 5.7 показаны схемы, с помощью которых регулируется напряжение потребителей переменного тока. В первом случае (рис. 5.7, а) применяется встречно параллельное включение управляемых вентилей, имеющих электрически несвязанные системы управления $СУ_1$ и $СУ_2$. Во втором случае (рис. 5.7, б) используются два управляемых последовательно встречно соединенных вентиля, шунтируемых параллельно встречно включенными диодами; при этом управляемые вентили имеют единую систему управления $СУ$.

Основные электрические параметры схем при активной нагрузке в относительных единицах представлены на рис. 5.7, в в виде графиков, где $U_{н, ср}$, $U_{н, эфф}$ — среднее и действующее значения напряжения на нагрузке, U_m — амплитудное значение напряжения источника, $U_{н, max}$ — максимальное значение напряжения на нагрузке, $P_{н, max}$, $P_{н}$ — средняя мощность на нагрузке при угле регулирования $\alpha = 0$ и при $0 < \alpha < 180^\circ$ соответственно.

Фазовое регулирование выпрямленного напряжения можно осуществить двумя способами: включением управляемого вентиля либо в цепь нагрузки, либо в цепь переменного тока. В первом случае

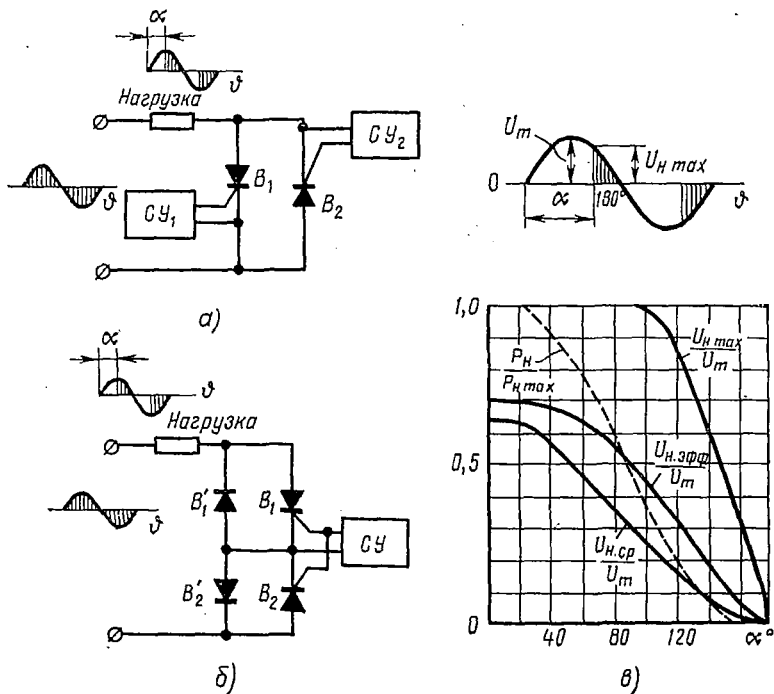


Рис. 5.7. Фазовое регулирование мощности потребителей переменного напряжения:

а — с отдельными системами управления двумя тиристорами; б — с одной системой управления двумя тиристорами; в — графические зависимости изменения основных параметров при активной нагрузке

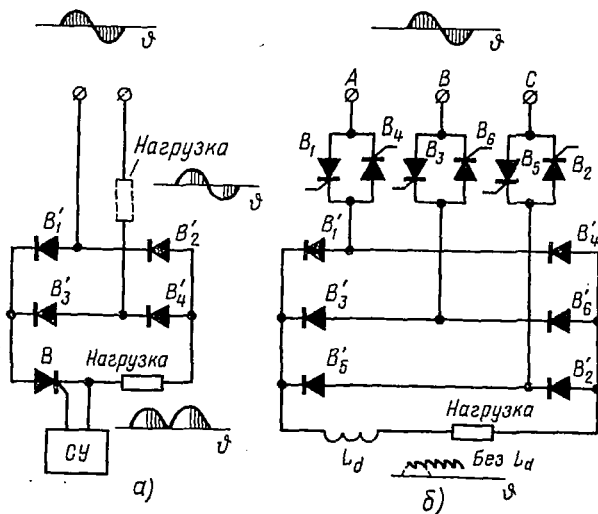


Рис. 5.8. Фазовое регулирование выпрямленного напряжения:

а — с управляемым вентилям в цепи нагрузки; б — с управляемыми вентилями в цепи переменного тока

(рис. 5.8, а) выпрямитель выполняется из неуправляемых вентилях (диодов), а управляемый вентиль включается последовательно с нагрузкой. Расчетные соотношения, приведенные на рис. 5.7, в, пригодны и для данной схемы. Во втором случае (рис. 5.8, б) между неуправляемым выпрямителем и сетью переменного тока включают вентильные регуляторы, представляющие собой либо управляемые вентили — тиристоры, либо симметричные управляемые вентили — симисторы.

Когда необходимо питать одновременно потребители переменного и постоянного тока регулируемого напряжения, можно применить схему рис. 5.8, а с включением нагрузок как в цепь переменного тока (показано пунктиром), так и в цепь постоянного тока.

Фазовое регулирование напряжения на стороне переменного тока

Рассмотрим работу трехфазной мостовой схемы (см. рис. 5.8, б), полагая, что тиристорные регуляторы включены в первичную обмотку анодного трансформатора.

Временные диаграммы токов и напряжений схемы при идеальных условиях ($r_a = 0$, $r_{np} = 0$, $L_a = 0$, $L_d = \infty$) представлены на рис. 5.9 для режима $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$.

Ток в первичной обмотке трансформатора имеет вид прямоугольных импульсов длительностью $\frac{2\pi}{3}$ (рис. 5.9, в). Напряжения во вторичных обмотках трансформатора по форме будут несинусоидальными (рис. 5.9, а), что обусловит выпрямленное напряжение такой формы, как показано на рис. 5.9, б. Напряжения на тиристорах требуется определять с учетом работы всех вентилях, которые одновременно пропускают токи парами. Например, если одновременно пропускают ток диоды B'_5 и B'_6 (включены тиристоры B_5 и B_6), то напряжение на тиристоре B_1 определится точно так же, как определяется напряжение в месте обрыва фазы А трехфазной системы:

$$u_{b1} = \frac{3}{2} U_{1m} \sin \varphi. \quad (5.1)$$

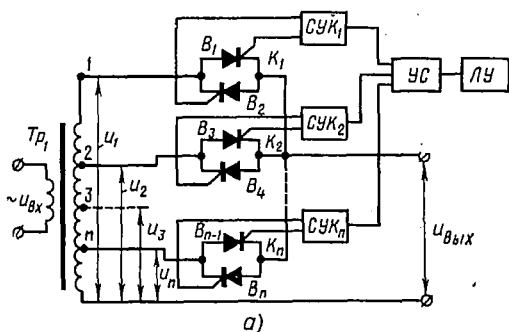
Таким образом, максимальное значение обратного напряжения на тиристоре в рассматриваемом режиме может достигать полуторакратного значения амплитуды фазного напряжения сети.

При $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ в схеме на отдельных интервалах периода имеет место трехполюсное короткое замыкание трансформатора через диоды $B'_1 \div B'_6$. В течение этих интервалов энергия магнитного поля индуктивности расходуется в нагрузке, колебания энергии между цепями постоянного и переменного тока нет, в результате коэффициент мощности выпрямителя повышается.

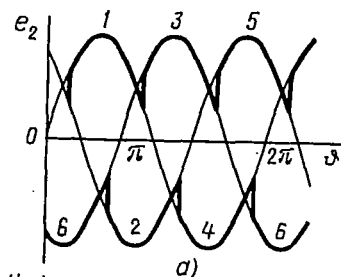
Безыскровое переключение отпаяк трансформатора

Безыскровое переключение отпаяк трансформатора под нагрузкой можно осуществить с помощью тиристорных переключателей, обеспечивающих фазовое регулирование напряжения между отдельными отпаяками трансформатора.

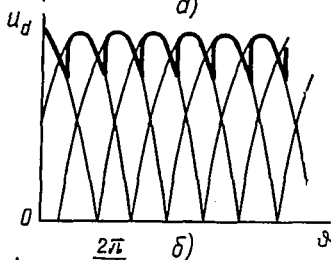
На рис. 5.10, а представлена одна из возможных схем безыскрового переключения отпаяк трансформатора. При переключении с по вышнего напряжения u_1 (отпаяка 1) на пониженное напряжение u_2 (отпаяка 2) тиристорный переключатель



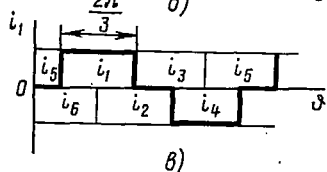
а)



а)

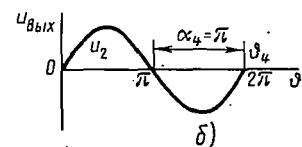
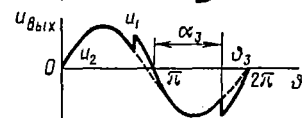
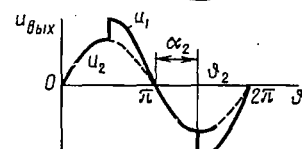
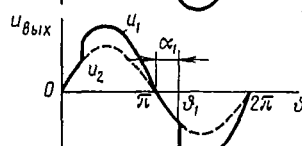
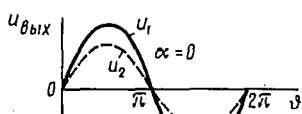


б)



в)

Рис. 5.9. Временные диаграммы схемы рис. 5.8, б



б)

Рис. 5.10. Безыскровое переключение отпаяк трансформатора:

а — схема; б — временные диаграммы

ть K_1 имеет регулируемое управление, а переключатель K_2 — нерегулируемое.

С помощью регулируемого управления на тиристоры B_1 и B_2

подаются управляющие импульсы, угол регулирования которых α изменяется во времени от $\alpha = 0$ до $\alpha = \alpha_4 = \pi$ (рис. 5.10, б). С помощью нерегулируемого управления на тиристоры B_3 и B_4 подаются управляющие импульсы в моменты начала полупериодов напряжения. В результате выходное напряжение плавно изменяется от значения u_1 до u_2 . Система управления тиристорными переключателями содержит устройство синхронизации $УС$ и логическое устройство $ЛУ$, обеспечивающие определенный закон регулирования напряжения.

§ 5.4. УПРАВЛЯЕМЫЙ ОДНОФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ ПРИ СТАТИЧЕСКОЙ НАГРУЗКЕ

Активная нагрузка

Регулирование выпрямленного напряжения путем изменения моментов отпирания управляемых вентилей связано с искажением формы напряжения и тока вентилей, обмоток трансформатора и цепи нагрузки, а также со сдвигом фаз основных гармоник тока по сравнению с неуправляемым режимом.

На рис. 5.11 представлены временные диаграммы напряжений и токов идеальной ($r_a = 0$, $r_{np} = 0$, $L_a = 0$) однофазной схемы с нулевым выводом при активной нагрузке для произвольного значения угла регулирования α , определяемого положением отпирающих импульсов управляемых вентилей u_{y1} и u_{y2} по отношению к э. д. с. полуобмоток трансформатора e_1 и e_2 . Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta \, d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (5.2)$$

Для нерегулируемого режима

$$\alpha = 0, \quad U_{d0} = \frac{2E_{2m}}{\pi},$$

поэтому при $\alpha \neq 0$

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (5.3)$$

Полученное выражение представляет собой регулировочную характеристику выпрямителя $U_d = f(\alpha)$. Для данного режима среднее значение выпрямленного напряжения будет равно нулю при $\alpha = \pi$.

В отличие от нерегулируемого режима в рассматриваемой схеме напряжение на вентиле на интервале α перед отпиранием имеет положительные значения. Прямое напряжение на вентиле будет максимальным, равным E_{2m} при $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$.

Обратное напряжение на вентиле после перехода тока через нуль на интервале α определяется отрицательным значением анодной э. д. с. того же вентиля. С момента вступления в работу очередного вентиля обратное напряжение определяется результирующей э. д. с. ($e_1 - e_2$) вторичной обмотки трансформатора. Обратное напряжение на вентиле будет максимальным,

равным $2E_{2m}$ при $\alpha \leq \frac{\pi}{2}$.

Среднее значение выпрямленного тока

$$\bar{I}_d = \frac{U_{d0}}{r_d} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}. \quad (5.4)$$

Среднее значение тока вентиля

$$I_a = \frac{I_d}{2}. \quad (5.5)$$

Действующее значение тока вентиля (или вторичной обмотки трансформатора)

$$I_{a, \text{эфф}} = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a^2 d\vartheta} = DI_a, \quad (5.6)$$

где $D = \frac{I_{a, \text{эфф}}}{I_a}$ — коэффициент формы кривой тока вентиля:

$$D = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right)}}{1 + \cos \alpha}. \quad (5.7)$$

С увеличением угла регулирования коэффициент формы кривой тока растет, что необходимо учитывать при проектировании стабилизированных выпрямителей.

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора определяется по известным формулам как величина

$$I_1 = \sqrt{2} n I_2. \quad (5.8)$$

Расчетные мощности обмоток и типовую мощность трансформатора определяют исходя из неуправляемого режима.

Активно-индуктивная нагрузка

При активно-индуктивной нагрузке схема может работать в двух режимах: в режиме непрерывного тока нагрузки ($\lambda = \pi$) и в режиме прерывистого тока нагрузки ($\lambda < \pi$). На рис. 5.12 показаны временные диаграммы токов и напряжений идеальной схемы для первого режима.

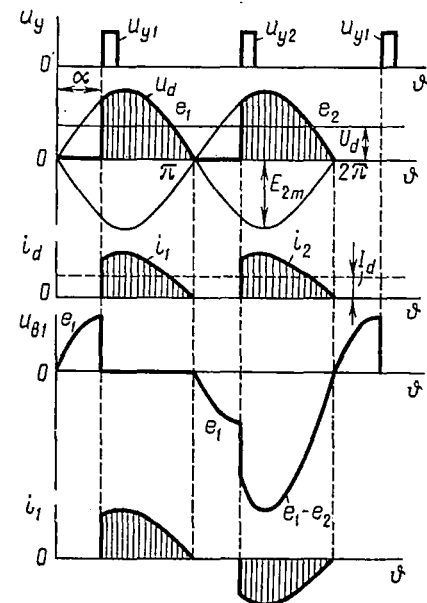


Рис. 5.11. Временные диаграммы управляемого однофазного выпрямителя с нулевым выводом при активной нагрузке

В отличие от режима при активной нагрузке здесь выпрямленное напряжение на интервале α имеет отрицательные значения. Это объясняется тем, что энергия магнитного поля индуктивности нагрузки поддерживает ток в вентиле и после перехода анодной э. д. с. через нуль (на интервале α). Поэтому среднее значение выпрямленного напряжения будет равно

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2} E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha. \quad (5.9)$$

Обратное напряжение на вентиле в отличие от режима при активной нагрузке определяется линейным значением э. д. с. вторичной обмотки ($e_1 - e_2$) как на интервале α , так и на интервале $(\pi - \alpha)$.

Форма токов в элементах схемы зависит от величины $\frac{x_d}{r_d}$.

При $x_d = \infty$ соотношения между токами определяются так же, как в случае неуправляемого режима.

Коэффициент мощности выпрямителя в данном режиме тем ниже, чем больше угол регулирования α . Это объясняется тем, что сдвиг по фазе основной гармоники тока первичной обмотки трансформатора φ_1 по отношению к напряжению сети с увеличением угла α также увеличивается. Более подробно данная схема с учетом угла γ будет рассмотрена ниже.

Активно-индуктивная нагрузка выпрямителя с нулевым вентилем

Нулевой вентиль B_0 , шунтирующий нагрузку (рис. 5.13, а), применяется при больших индуктивностях L_d для уменьшения потребляемой из сети реактивной мощности, а следовательно, для улучшения коэффициента мощности выпрямителя.

На рис. 5.13, б представлены временные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы без учета параметров r_a , r_{np} , L_a .

Нулевой вентиль B_0 включается в те моменты, когда вторичные э. д. с. меняют знак с положительного на отрицательный. На интервале α ток протекает через нагрузку и нулевой вентиль. Но так как нулевой вентиль шунтирует нагрузку, то выпрямленное напряжение

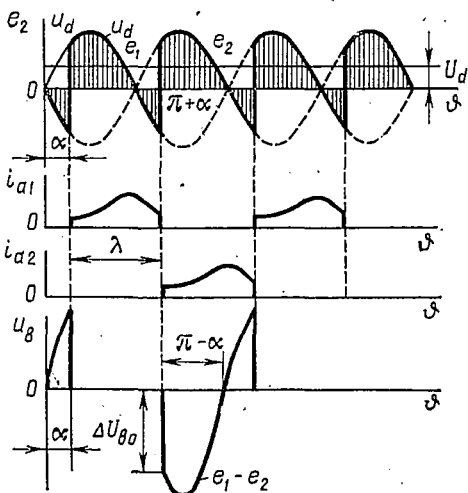


Рис. 5.12. Временные диаграммы управляемого однофазного выпрямителя с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке

в эти отрезки времени равно нулю. В результате первая гармоника тока в первичной обмотке при $L_d = \infty$ оказывается сдвинутой по фазе относительно напряжения сети на угол $\frac{\alpha}{2}$ (без нулевого вентиля этот угол равен α).

Среднее значение тока в вентилях полуобмоток при $L_d = \infty$

$$I_{a, \text{cp}} = \frac{I_d \pi - \alpha}{2\pi}. \quad (5.10)$$

Действующее значение тока в полуобмотках

$$I_{a, \text{эф}} = I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (5.11)$$

Действующее значение тока в первичной обмотке

$$I_1 = n I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}. \quad (5.12)$$

Среднее значение тока в нулевом вентиле

$$I_{0\text{cp}} = I_d \frac{\alpha}{\pi}. \quad (5.13)$$

Действующее значение тока в нулевом вентиле

$$I_0 = I_d \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}. \quad (5.14)$$

Обратное напряжение на рабочих вентилях, как и в обычной схеме, определяется линейным напряжением вторичной обмотки. Обратное напряжение на нулевом вентиле определяется фазным напряжением.

§ 5.5. ГРАНИЧНЫЙ РЕЖИМ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА В ЦЕПИ НАГРУЗКИ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Прерывистый режим тока в цепи нагрузки с индуктивностью в большинстве случаев является нежелательным ввиду увеличения коэффициента пульсаций и других причин. Поэтому ток в цепи нагрузки необходимо поддерживать непрерывным при глубоком регулировании выпрямленного напряжения. С этой целью в цепь нагрузки вводят фильтрующий дроссель, минимальную индуктивность которого можно выбрать, рассмотрев условие существования граничного режима непрерывного тока в цепи нагрузки.

В случае однофазного выпрямителя с нулевым выводом без учета потерь временные диаграммы выпрямленного напряжения и тока

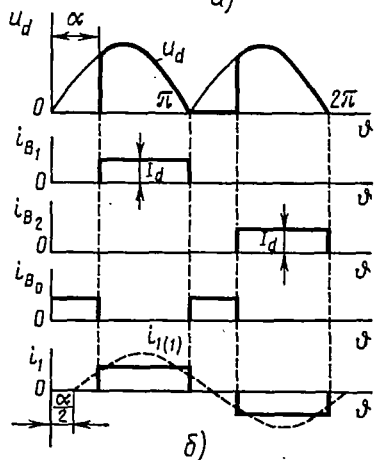
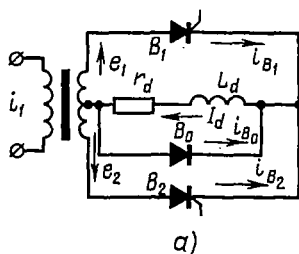


Рис. 5.13. Однофазный управляемый выпрямитель с нулевым выводом при активно-индуктивной нагрузке, шунтируемой нулевым вентилем:

a — схема; *b* — временные диаграммы

в цепи нагрузки на границе непрерывности имеют вид, представленный на рис. 5.14, а.

Оригинал квазиустановившегося тока в цепи нагрузки на интервале $0 \leq \omega t \leq \pi$ определим как разность переходного тока, выраженного с помощью аналитической функции напряжения на этом интервале $u_{анд}(t)$, и свободного тока, выраженного с помощью периодической функции напряжения $u_{Td}(t)$ [7,68]:

$$i_d(t) = i_{пер}(t) - i_{св}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} e^{pt} \frac{U_{анд}(p)}{Z_d(p)} dp - \frac{1}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} e^{pt} \frac{U_{Td}(p)}{Z_d(p)} dp \Big|_{p=\frac{-r}{L}}, \quad (5.15)$$

где $\frac{U_{анд}(p)}{Z_d(p)}$ — изображение переходного тока в первом полупериоде;

$\frac{U_{Td}(p)}{Z_d(p)} \Big|_{p=\frac{-r}{L}}$ — изображение свободного тока в первом полупериоде.

Изображение напряжения, выраженного аналитической зависимостью $u_{ан}(t) = U_m \sin(\omega t + \alpha)$ в первом полупериоде, если считать $U_m = 1$, согласно прямому преобразованию Лапласа

$$U_{ан}(p) = \frac{p \sin \alpha + \omega \cos \alpha}{p^2 + \omega^2}.$$

Учитывая, что $Z_d(p) = r + pL$, используя первый член выражения (5.15), получим оригинал переходного тока

$$i_{пер}(t) = \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} e^{-\frac{r}{L}t} + \frac{1}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi), \quad (5.16)$$

где $\varphi = \arctg \frac{\omega L}{r}$.

Изображение напряжения на нагрузке, являющегося периодической несинусоидальной функцией, согласно прямому преобразованию Лапласа

$$U_{Td}(p) = \frac{1}{1 - e^{-p \frac{\pi}{\omega}}} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} e^{-pt} \sin(\omega t + \alpha) dt = \frac{\omega \cos \alpha + p \sin \alpha}{\left(1 - e^{-p \frac{\pi}{\omega}}\right) (\omega^2 + p^2)} \left(e^{-p \frac{\pi}{\omega}} + 1\right). \quad (5.17)$$

Выражение оригинала свободного тока определим, используя второй член выражения (5.15) и выражение (5.17):

$$i_{св}(t) = \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \cdot \frac{1 + e^{-\frac{r}{L} \frac{\pi}{\omega}}}{1 - e^{-\frac{r}{L} \frac{\pi}{\omega}}} e^{-\frac{r}{L}t}. \quad (5.18)$$

Подставляя значения $i_{пер}(t)$ и $i_{св}(t)$ в общее выражение (5.15), определим квазустановившееся значение тока в первом полупериоде в относительных единицах:

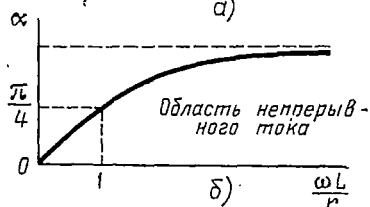
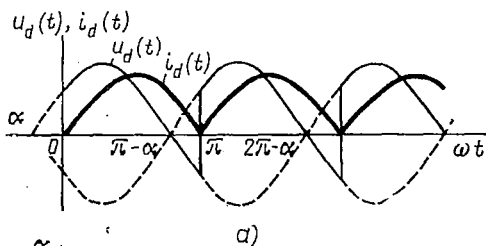


Рис. 5.14. Граничный режим непрерывного тока в цепи нагрузки (r_d, L_d) управляемого однофазного двухполупериодного выпрямителя:

a — временные диаграммы; b — зависимость $K' = f(\alpha)$, позволяющая определить минимальную индуктивность сглаживающего дросселя в цепи нагрузки

при котором ток $i_d(t)$ гранично непрерывен, необходимо выражение (5.19) приравнять нулю. Из этого равенства вытекает, что

$$\alpha \leq \arctg \frac{\omega L}{r}. \quad (5.20)$$

Выражение (5.20) позволяет определить минимальную индуктивность цепи нагрузки, при которой ток гранично непрерывен, в зависимости от угла регулирования. Соответствующая граничная кривая представлена на рис. 5.14, б.

§ 5.6. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ, ПИТАЮЩИЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одной из основных областей техники, где широко применяются тиристорные преобразователи, является вентильный электропривод постоянного и переменного тока.

Для питания цепи двигателя постоянного тока в зависимости от режима его работы, потребляемой мощности, допустимой пульсации тока, напряжения на нагрузке, степени использования двигателя по мощности и других факторов применяются схемы тиристорных управляемых выпрямителей, представленные на рис. 5.15, a — $ж$.

Схемы могут работать в двух режимах — непрерывного тока в цепи нагрузки и прерывистого тока.

Режим непрерывного тока цепи нагрузки

В общем случае установившийся режим работы любого выпрямителя при значениях тока нагрузки, близких к номинальному, можно характеризовать дифференциальными уравнениями, которые записываются для двух характерных интервалов работы каждого вентиля:

1) интервал коммутации тока между вентилями в ветвях э. д. с. e_k и e_n :

$$\omega L_a \frac{di_k}{d\vartheta} + r_a i_k + \omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + r_d i_d = e_k - e_n;$$

$$\omega L_a \frac{di_n}{d\vartheta} + r_a i_n + \omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + r_d i_d = e_n - e_n;$$

$$i_k + i_n = i_d$$

или

$$\omega \left(L_d + \frac{L_a}{2} \right) \frac{di_d}{d\vartheta} + \left(r_d + \frac{r_a}{2} \right) i_d = \frac{e_k + e_n}{2} - e_n; \quad (5.21)$$

2) интервал одиночной работы вентиля в ветви с э. д. с. e_n :

$$\omega (L_d + L_a) \frac{di_d}{d\vartheta} + (r_d + r_a) i_d = e_n - e_n, \quad (5.22)$$

где e_n — мгновенное значение противо-э. д. с. двигателя.

При этом ток в цепи нагрузки непрерывен. Решение уравнений (5.21) и (5.22) в общем виде при $0 < r_a < \infty$ и $0 < L_a < \infty$ не

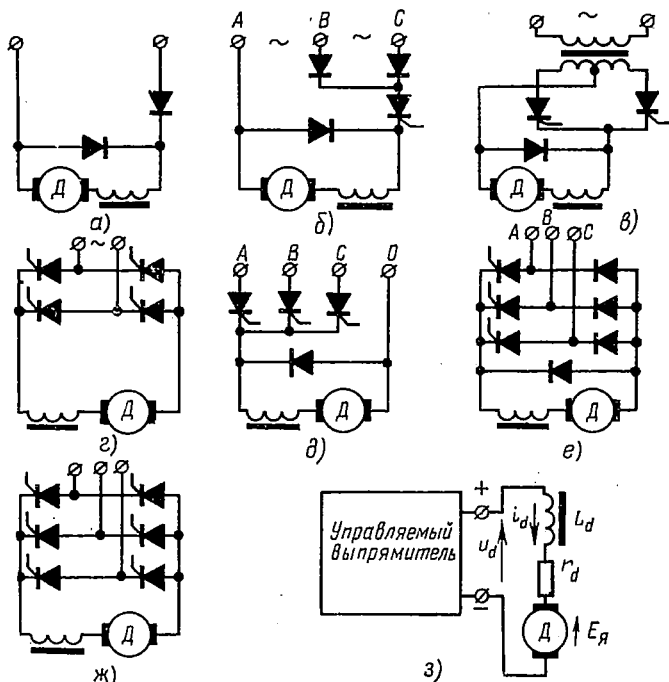


Рис. 5.15. Схемы выпрямителей, работающих на противо-э. д. с.

дает возможности определить непосредственную зависимость среднего значения выпрямленного напряжения U_d от среднего значения выпрямленного тока I_d при заданном угле регулирования α . Однако при $r_a = 0$, $L_d = \infty$ ток нагрузки i_d можно считать постоянным и рав-

ным I_d . Тогда будет справедливо выражение внешней характеристики (4.26), записываемое в общем виде для управляемого режима:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{m_2}{2\pi} \omega L_a I_d. \quad (5.23)$$

Аналогично запишется выражение регулировочной характеристики:

$$U_d = \frac{U_{d0}}{2} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]. \quad (5.24)$$

Вывод выражений (5.23) и (5.24) приведен в § 5.9.

Если учитывать сопротивление обмоток трансформатора r_a и потерю напряжения в вентилях ΔU_a , то можно пользоваться упрощенным выражением внешней характеристики:

$$U_d \approx U_{d0} \cos \alpha - \Delta U_a - \left(\frac{m_2}{2\pi} \omega L_a + r_a \right) I_d. \quad (5.25)$$

Рассмотрим приближенный метод анализа управляемых выпрямителей, питающих двигатели постоянного тока, позволяющий определить зависимость коэффициента пульсации от величины индуктивности в цепи нагрузки [42].

В общем виде без учета интервала коммутации управляемый выпрямитель можно представить расчетной схемой, показанной на рис. 5.15, з. Выходное напряжение выпрямителя u_d является функцией угла регулирования α и длительности протекания тока через рабочий вентиль λ . Это напряжение можно представить как сумму среднего значения U_d и переменной составляющей $u_{d\sim}$ выпрямленного напряжения. В свою очередь переменную составляющую $u_{d\sim}$ можно представить суммой высших гармонических $\sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)}$.

Таким образом,

$$u_d = U_d + \sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)}. \quad (5.26)$$

Аналогично разложим на составляющие ток нагрузки (ток якоря):

$$i_d = I_d + \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)}. \quad (5.27)$$

Запишем уравнение равновесия напряжений для расчетной схемы в общем виде:

$$u_d = E_a + r_a i_d + L_a \frac{di_d}{dt}, \quad (5.28)$$

где E_a — э. д. с. двигателя (среднее значение);
 r_a , L_a — эквивалентное сопротивление и индуктивность цепи нагрузки.

Подставляя в уравнение (5.28) выражения (5.26) и (5.27), получим

$$U_d + \sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)} = E_n + r_d \left(I_d + \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)} \right) + L_d \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)}. \quad (5.29)$$

При малых пульсациях тока в цепи нагрузки составляющей $r_d \sum i_{d(q)}$ можно пренебречь по сравнению с величиной $r_d I_d$. Тогда выражение (5.29) упрощается:

$$U_d + \sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)} = E_n + r_d I_d + L_d \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)}. \quad (5.30)$$

Из уравнения (5.30) следует, что переменная составляющая выпрямленного напряжения уравнивается э. д. с. самоиндукции эквивалентной индуктивности цепи нагрузки:

$$\sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)} = L_d \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)}, \quad (5.31)$$

где

$$\sum_{q=1}^{\infty} u_{d(q)} = u_d - U_d.$$

Таким образом,

$$L_d \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)} = u_d - U_d. \quad (5.32)$$

Ток в цепи нагрузки изменяется от минимального значения $i_{d \min}$, которое будет в момент отпирания очередного тиристора (на рис. 5.16 этот момент определяется углом α), до максимального значения $i_{d \max}$. Току $i_{d \max}$ соответствует момент времени, который определяется из условия

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)} = 0. \quad (5.33)$$

Учитывая выражение (5.33), из уравнения (5.30) получим

$$u_d - E_n - r_d I_d = 0. \quad (5.34)$$

Данное уравнение удовлетворяется только в том случае, если $E_n + r_d I_d = U_d$, что соответствует моменту, определяемому на рис. 5.16 углом β .

Проинтегрируем выражение (5.32) в пределах изменения временного угла ϑ от α до β , которым соответствуют $i_{d \min}$ и $i_{d \max}$:

$$\int_{i_{d \min}}^{i_{d \max}} \omega L_d \frac{d}{d\vartheta} \sum_{q=1}^{\infty} i_{d(q)} d\vartheta = \int_{\vartheta = \alpha}^{\vartheta = \beta} (u_d - U_d) d\vartheta. \quad (5.35)$$

После подстановки пределов, полагая, что ток в цепи нагрузки непрерывен, получим

$$\omega L_d (i_{d \max} - i_{d \min}) = \int_{\alpha}^{\beta} u_d d\vartheta - U_d (\beta - \alpha). \quad (5.36)$$

Преобразуем уравнение (5.36) следующим образом. Левую и правую части уравнения разделим на I_d и введем выражения относитель-

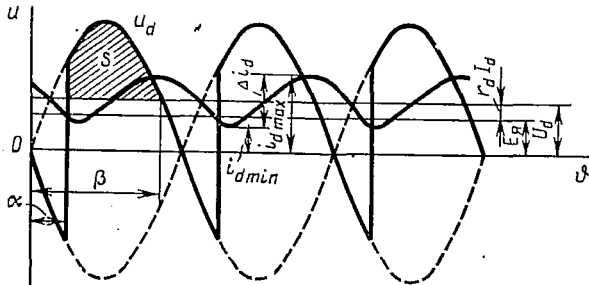


Рис. 5.16. Временные диаграммы режима непрерывного тока в цепи нагрузки выпрямителя, работающего на против-э. д. с.

ных мгновенного и среднего значения выпрямленного напряжения $u_d^* = \frac{u_d}{U_{d0}}$, $U_d^* = \frac{U_d}{U_{d0}}$, где U_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при $\alpha = 0$.

Введем в уравнение также коэффициент загрузки выпрямителя $K_{з.в} = \frac{I_d}{I_{d \text{ ном}}}$ и относительное значение сопротивления в цепи нагрузки

$r_d^* = \frac{r_d I_{d \text{ ном}}}{U_{d0}}$, где $I_{d \text{ ном}}$ — среднее значение выпрямленного тока при номинальном режиме. В результате преобразования получим выражение коэффициента пульсации выпрямленного тока:

$$K_n = \frac{i_{d \max} - i_{d \min}}{I_d} = \frac{\int_{\alpha}^{\beta} u_d^* d\vartheta - U_d^* (\beta - \alpha)}{\text{tg } \varphi_d K_{з.в} r_d^*}, \quad (5.37)$$

где $\text{tg } \varphi_d = \frac{\omega L_d}{r_d}$ — коэффициент, учитывающий параметры цепи нагрузки.

Выражение $\int_{\alpha}^{\beta} u_d^* d\vartheta - U_d^* (\beta - \alpha)$ определяет площадь S (см. рис. 5.16).

Уравнение (5.37) позволяет определить уровень пульсаций при заданных

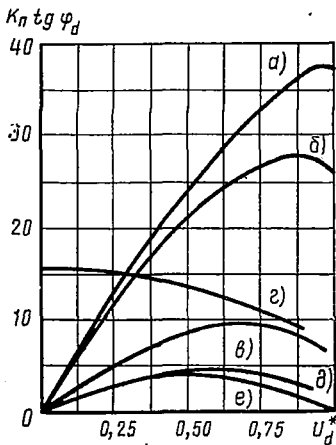
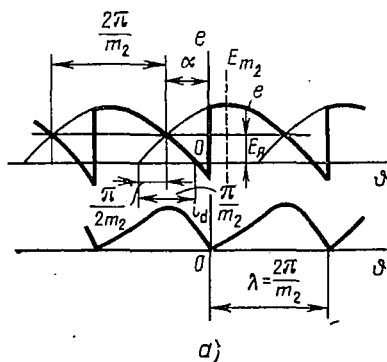


Рис. 5.17. Зависимости, позволяющие определить L_d по заданному коэффициенту пульсаций K_n при определенных значениях U_d^*

параметрах цепи нагрузки, или, наоборот, при заданном коэффициенте пульсаций определить необходимую величину индуктивности в цепи нагрузки.

На рис. 5.17 представлены зависимости $K_n \operatorname{tg} \varphi_d = f(U_d^*)$, вычисленные по формуле (5.37) для схем выпрямителей рис. 5.15 в случае, если ток нагрузки по величине поддерживается номинальным, т. е. $K_{3, n} = 1$, а соотношение $\frac{r_a^1 d_{\text{ном}}}{U_{d0}} \approx 0,1$, что имеет место в практических случаях.



Режим прерывистого тока цепи нагрузки

Режим прерывистого тока цепи нагрузки возникает в том случае, когда длительность протекания токов в вентилях λ становится меньше интервала $\frac{2\pi}{m_2}$.

На рис. 5.18, а показаны кривые тока нагрузки выпрямителя для граничного режима, когда $\lambda = \frac{2\pi}{m_2}$.

Определим внешнюю характеристику граничного режима, учитывая, что период коммутации $\gamma = 0$, а падение напряжения, обусловленное активным сопротивлением r_a , а также падение напряжения в полупроводниковом вентиле ΔU_a , — малые величины, которыми можно пренебречь. При таких условиях согласно выражению (5.25) среднее значение выпрямленного напряжения $U_d = U_{d0} \cos \alpha$. Это напряжение уравновешивается постоянными составляющими напряжения в цепи нагрузки. Пренебрегая потерями в двигателе и сглаживающем дросселе, получим, что

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha = e_n = E_{\gamma} = \text{const.} \quad (5.38)$$

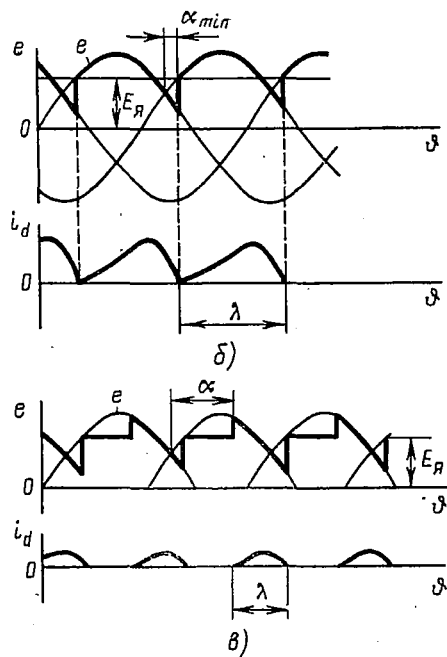


Рис. 5.18. Временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя с противо-э. д. с. в цепи нагрузки:

а — граничный режим непрерывного тока при $E_{\gamma} > e$ в момент $\vartheta = \alpha$; б — граничный режим $E_{\gamma} = e$ и $\alpha = \alpha_{\text{min}}$; в — прерывистый режим тока нагрузки

Выражение (5.38) представляет собой регулировочную характеристику выпрямителя.

Уравнение равновесия напряжений в мгновенных значениях с учетом принятых допущений, при подсчете переменного угла ϑ с момента $i_d = 0$ имеет вид

$$\omega(L_d + L_a) \frac{di_d}{d\vartheta} = E_{2m} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_2} + \alpha\right) - E_r. \quad (5.39)$$

В результате решения уравнения (5.39) получаем выражение для мгновенного значения тока в цепи нагрузки:

$$i_d = \frac{E_{2m}}{\omega(L_d + L_a)} \left[\cos\left(\frac{\pi}{2m_2} + \alpha\right) - \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{2m_2} + \alpha\right) \right] - \frac{E_r}{\omega(L_d + L_a)} \vartheta. \quad (5.40)$$

Определим среднее значение тока нагрузки:

$$I_d = \frac{m_2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m_2}} i_d d\vartheta. \quad (5.41)$$

Решение уравнения (5.41) с учетом уравнений (5.38) и (5.40) дает

$$I_d = \frac{U_{d0}}{\omega(L_d + L_a)} \left[\frac{\pi}{m_2} \cdot \frac{\cos \frac{\pi}{2m_2}}{\sin \frac{\pi}{m_2}} - \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha - \cos\left(\frac{3\pi}{2m_2} + \alpha\right) \right], \quad (5.42)$$

где

$$U_{d0} = \frac{m_2}{\pi} E_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}.$$

Уравнения (5.38) и (5.42) определяют внешнюю характеристику выпрямителя для граничного режима.

Выражение (5.42) справедливо при определенных углах α . Если при $\alpha = \alpha_{\min}$ $E_r = e$ (рис. 5.18, б), то при меньших углах α имеет место лишь прерывистый режим тока. Минимальные значения углов α_{\min} для различных схем выпрямителей различны. Так, при $m_2 = 3$ $\alpha_{\min} = 20^\circ 41'$, при $m_2 = 6$ $\alpha_{\min} = 10^\circ 05'$.

В случае прерывистого тока нагрузки (рис. 5.18, в) среднее значение выпрямленного напряжения, которое было бы при данном значении угла регулирования α в режиме непрерывного тока, по величине меньше противо-э. д. с. в цепи нагрузки:

$$U_{d0} \cos \alpha < E_r. \quad (5.43)$$

Выражение (5.43) определяет режим прерывистого тока. Уравнение равновесия напряжений для этого режима такое же, как и для граничного режима [см. уравнение (5.39)]. Расчет режима с прерывистым током нагрузки необходимо производить для каждого конкретного значения длительности протекания тока в вентиле λ , которое изменяется с изменением нагрузки, что усложняет расчет.

Следует отметить, что интервалы прерывистых токов в управляемых выпрямителях средней и большой мощности при двигательной нагрузке характеризуются малыми величинами среднего значения выпрямленного тока (проценты или доли процента номинального значения). Поэтому этими токами можно пренебречь и считать, что при прерывистом токе в нагрузке выпрямитель работает в режиме холостого хода [26].

**§ 5.7. УПРАВЛЯЕМЫЙ ОДНОФАЗНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ,
РАБОТАЮЩИЙ В РЕЖИМАХ ВЫПРЯМЛЕНИЯ И ИНВЕРТИРОВАНИЯ**

**Переход от режима выпрямления
к режиму инвертирования**

Рассмотрим работу управляемого однофазного преобразователя с нулевым выводом (рис. 5.19), в цепи постоянного тока которого включена электрическая машина постоянного тока, работающая либо как двигатель с противо-э. д. с. $E_{дв}$, либо как генератор с э. д. с. E_r , а также дроссель, идеально сглаживающий ток в цепи якоря электрической машины.

Процессы в таком преобразователе анализировались ранее (см. гл. 3) в неуправляемом выпрямительном режиме. При этом коммутация тока с вентиля на вентиль начиналась в момент прохождения э. д. с. трансформатора через нуль.

Временные диаграммы, соответствующие неуправляемому выпрямительному режиму, приведены на рис. 5.20, а. Выпрямленное напряжение u_d совпадает по фазе с э. д. с. работающей полуобмотки трансформатора в межкоммутационное время. Во время коммутации $u_d = 0$, поскольку суммарная э. д. с. вентильной обмотки трансформатора $e_1 - e_2 = 2e_1$ делится поровну между индуктивностями L_a полуобмоток, так что потенциалы точек K и O оказываются равны между собой. Напряжение u_a на вентиле, не проводящем ток в данный момент времени, равно э. д. с. вентильной обмотки трансформатора; в неуправляемом выпрямительном режиме оно всегда отрицательно. Коммутация начинается в момент, когда напряжение вентилья достигает нулевого значения.

С помощью управляющего импульса отпирание вентилья может быть задержано на угол α . В течение времени, соответствующего этому углу, э. д. с. работающей полуобмотки трансформатора отрицательна, поэтому выпрямленное напряжение также отрицательно; напряжение на неработающем вентиле в этот промежуток времени положительно (рис. 5.20, б). Поскольку в кривой выпрямленного напряжения появ-

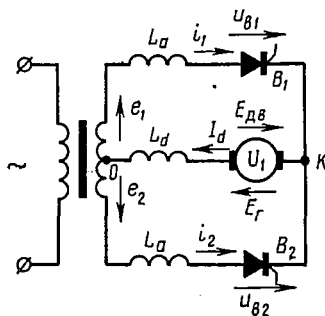


Рис. 5.19. Управляемый однофазный преобразователь с нулевым выводом

ляются отрицательные участки, среднее его значение уменьшается и в идеальном режиме при $\gamma = 0$ определяется выражением (5.9).

При $\gamma \neq 0$ выпрямленное напряжение снижается также за счет коммутации. Среднее значение потери выпрямленного напряжения, обусловленного коммутацией,

$$\Delta U_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{\gamma} E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha) d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (5.44)$$

С целью определения угла коммутации, что необходимо для точной оценки потери напряжения ΔU_x , установим закономерность изменения

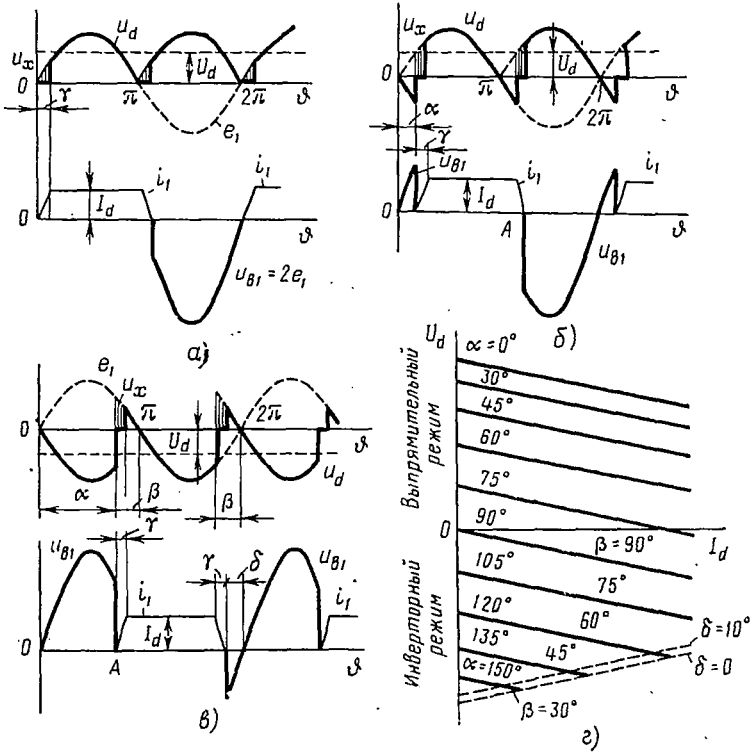


Рис. 5.20. Временные диаграммы управляемого однофазного преобразователя с нулевым выводом при работе в выпрямительном (а), (б) и инвертором (в) режимах; внешние характеристики преобразователя (г)

токов во время коммутации. Используя законы Кирхгофа, составим систему уравнений, полагая отсчет времени с начала коммутации:

$$\left. \begin{aligned} e_1 - e_2 = 2e_1 = 2E_{2m} \sin(\vartheta + \alpha) = x_n \left(\frac{di_1}{d\vartheta} - \frac{di_2}{d\vartheta} \right), \\ i_1 + i_2 = I_d. \end{aligned} \right\} \quad (5.45)$$

Из системы уравнений (5.45) получаем

$$\frac{di_1}{d\vartheta} = \frac{E_{2m}}{x_a} \sin(\vartheta + \alpha). \quad (5.46)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$i_1 = -\frac{E_{2m}}{x_a} \cos(\vartheta + \alpha) + C, \quad (5.47)$$

где C — постоянная интегрирования, которую находим из начальных условий.

Так, при $\vartheta = 0$ $i_1 = 0$, $C = \frac{E_{2m}}{x_a} \cos \alpha$ и окончательно получим

$$i_1 = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\vartheta + \alpha)]. \quad (5.48)$$

При $\vartheta = \gamma$ коммутация заканчивается, и $i_1 = I_d$:

$$I_d = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \quad (5.49)$$

Последнее выражение может быть использовано для определения угла γ .

Подставляя значение $[\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$ из (5.49) в (5.44), получим

$$\Delta U_x = \frac{x_a I_d}{\pi}. \quad (5.50)$$

Используя выражения (5.9) и (5.50), определим среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_x = \frac{2}{\pi} E_{2m} \cos \alpha - \frac{x_a I_d}{\pi}. \quad (5.51)$$

Из последнего выражения видно, что с увеличением угла регулирования α среднее значение выпрямленного напряжения снижается.

При $\alpha = \frac{\pi}{2}$ величина U_{d0} падает до нуля, а значение U_d становится отрицательным; при $\alpha > \frac{\pi}{2}$ напряжения U_{d0} и U_d отрицательны.

Соответствующие временные диаграммы изображены на рис. 5.20, в.

Из рисунка видно, что в течение большей части периода э. д. с. вентильной полуобмотки e_1 в отличие от предыдущих случаев (см. рис. 5.20, а, б) направлена против тока. Выпрямленное напряжение u_d , будучи в течение большей части периода отрицательным, препятствует протеканию тока в цепи постоянного тока преобразователя. Мгновенная мощность вентильной полуобмотки трансформатора, равная произведению $e_1 i_1$ в течение большей части периода отрицательна. Поэтому и среднее значение этой мощности за период, т. е. активная мощность вентильной полуобмотки будет отрицательной. Отрицательна также средняя мощность в цепи выпрямленного тока. Все это означает, что в данном случае мощность передается из цепи постоянного тока в цепь

переменного тока, при этом происходит не выпрямление тока, а его инвертирование.

Таким образом, инвертирование представляет собой процесс преобразования постоянного тока в переменный, т. е. процесс передачи электрической энергии из цепи постоянного тока в цепь переменного тока с помощью управляемых вентиляей. Вентильный преобразователь, работающий в режиме инвертирования электрического тока (или в инверторном режиме), называется инвертором.

Цепь переменного тока, питаемая инвертором, может и не иметь других источников энергии, тогда инвертор является неэависимым, или автономным (такие инверторы будут рассмотрены ниже). В рассматриваемом случае в сети переменного тока имеются посторонние источники синусоидального напряжения; мы считаем их источниками бесконечно большой мощности, именно поэтому э. д. с. трансформатора сохраняет свою форму синусоидальной и амплитуду неизменной при изменении режима работы преобразователя. Инвертор, питающий сеть переменного тока, в которой имеются другие источники энергии со значительно большей мощностью, называется эависимым, или ведомым, сетью.

Инверторы, ведомые сетью, довольно широко применяются в технике: в электрической тяге и электроприводе для рекуперации электрической энергии при торможении двигателей постоянного тока; в электроприводе по схеме вентильного каскада для возвращения в сеть переменного тока энергии скольжения из ротора синхронного двигателя; для передачи электроэнергии из линии электропередачи постоянного тока в линию переменного тока; в различного рода испытательных установках для возвращения энергии в сеть переменного тока, и т. д.

Принцип работы более сложных инверторов, в том числе трехфазных, таков же, как и принцип работы однофазного инвертора, изложенный в настоящем параграфе. Характеристики всех инверторов также подобны в основном характеристикам однофазного инвертора, которые рассматриваются дальше.

Основные характеристики инвертора

Основной для инвертора является входная характеристика, т. е. зависимость среднего значения выпрямленного напряжения U_d от тока I_d . С ростом тока I_d увеличивается угол коммутации γ инвертора (как и преобразователя в выпрямительном режиме). В результате при том же угле регулирования α уменьшаются положительные участки в кривой мгновенного значения выпрямленного напряжения (рис. 5.20, в), так что среднее значение U_d возрастает по абсолютной величине с увеличением тока.

Математически внешняя характеристика преобразователя как в выпрямительном, так и в инверторном режиме выражается уравнением (5.51); она представляет собой прямую линию, наклон которой не зависит от угла α , а определяется исключительно индуктивностью рассеяния трансформатора. В случае сети переменного тока конечной

мощности ее индуктивное сопротивление должно быть приведено к вентильной обмотке трансформатора и также включено в параметр x_a . При изменении угла α внешняя характеристика перемещается параллельно самой себе вдоль оси ординат. Семейство внешних характеристик вентильного преобразователя при разных значениях угла α приведено на рис. 5.20, з. Инверторы обычно характеризуют не углами регулирования α , а углами опережения β (см. рис. 5.20, в). Углом опережения в любом инверторе называется электрический угол между моментом начала коммутации и моментом времени, когда э. д. с. коммутирующих частей (например, фаз) вентильной обмотки трансформатора становятся равны между собой. Угол опережения связан с углом регулирования простой зависимостью: $\beta = \pi - \alpha$.

Уравнения (5.44) ÷ (5.51) справедливы и для инверторного режима. Ими удобно пользоваться, если подставить $\alpha = \pi - \beta$. В частности, из уравнений (5.49) и (5.51) получим:

$$I_d = \frac{E_{2m}}{x_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta], \quad (5.52)$$

$$U_d = -\frac{2}{\pi} E_{2m} \cos \beta - \frac{x_a I_d}{\pi}. \quad (5.53)$$

Поскольку инвертор в отличие от выпрямителя препятствует протеканию тока, вызываемого внешним источником в цепи постоянного тока, величины $-u_d = e_d$ и $-U_d = E_d$ часто называют соответственно мгновенным и средним значениями противо-э. д. с. инвертора.

§ 5.8. ТРЕХФАЗНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ, РАБОТАЮЩИЙ В ИНВЕРТОРНОМ РЕЖИМЕ

Трехфазный преобразователь с нулевым выводом (рис. 5.21, а), описанный в гл. 4 для выпрямительного режима, может работать также в инверторном режиме. Электромагнитные процессы в трехфазном инверторе с качественной стороны мало отличаются от процессов в однофазном инверторе.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу трехфазного инвертора, приведены на рис. 5.21, б.

В отличие от однофазного инвертора каждый вентиль проводит ток несколько более трети периода. Выпрямленное напряжение преобразователя $u_d = u_{к0}$ совпадает в межкоммутационное время с э. д. с. работающей фазы вентильной обмотки, а во время коммутации оно равно среднему арифметическому значению э. д. с. коммутирующих фаз. Как и в однофазном инверторе, выпрямленное напряжение отрицательно.

Напряжение на неработающем вентиле можно определить по второму закону Кирхгофа; оно равно разности э. д. с. фазы, в которой находится этот вентиль, и э. д. с. работающей фазы (в коммутационное время, когда ток проходит по двум фазам, вычитается их среднее арифметическое значение).

Среднее значение противо-э. д. с. инвертора при холостом ходе ($I_d = 0$ и $\gamma = 0$) согласно рис. 5.21, б

$$E_{d0} = -U_{d0} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{2m} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \beta\right) d\vartheta =$$

$$= \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos \beta = \frac{3}{2\pi} \sqrt{6} E_2 \cos \beta, \quad (5.54)$$

где E_{2m} и E_2 — амплитудное и действующее значения фазной э. д. с. вентильной обмотки трансформатора.

При $I_d \neq 0$ и $\gamma \neq 0$ противо-э. д. с. повышается за счет коммутации.

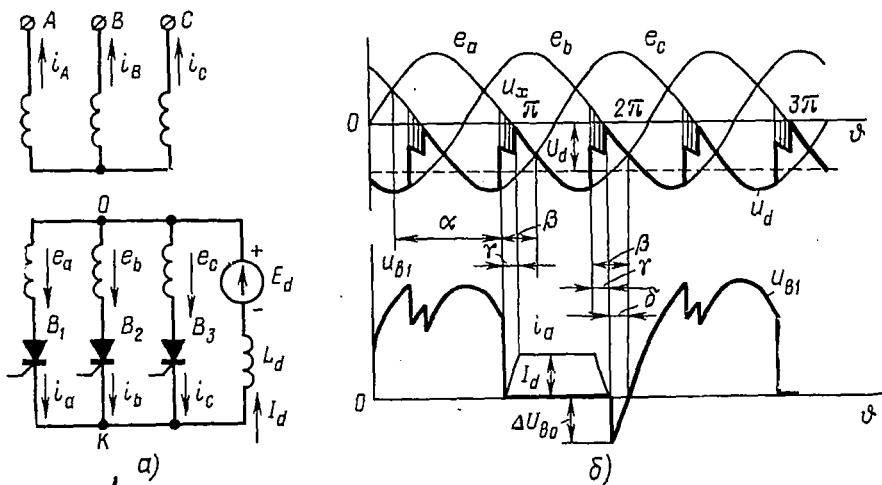


Рис. 5.21. Трехфазный инвертор с нулевым выводом:
а — схема; б — временные диаграммы

Для определения противо-э. д. с. инвертора с учетом коммутации необходимо рассчитать процесс коммутации. Пусть, например, происходит коммутация тока с фазы A на фазу B . По второму закону Кирхгофа составим уравнение для контура коммутации:

$$e_b - e_a = x_a \left(\frac{di_b}{d\vartheta} - \frac{di_a}{d\vartheta} \right). \quad (5.55)$$

Если отсчет времени вести с начала коммутации, то

$$e_a = E_{2m} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \beta\right), \quad e_b = E_{2m} \sin\left(\vartheta - \frac{5}{6}\pi - \beta\right),$$

$$e_b - e_a = -\sqrt{3} E_{2m} \sin(\vartheta - \beta).$$

Учитывая также, что $i_a + i_b = I_d$, получаем

$$-\sqrt{3} E_{2m} \sin(\vartheta - \beta) = 2x_a \frac{di_b}{d\vartheta}. \quad (5.56)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$i_b = \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} \cos(\vartheta - \beta) + C. \quad (5.57)$$

Постоянную интегрирования C находим из начальных условий $i_b = 0$ при $\vartheta = 0$

$$C = -\frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} \cos \beta.$$

Таким образом,

$$i_b = \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} [\cos(\vartheta - \beta) - \cos \beta]. \quad (5.58)$$

При $\vartheta = \gamma$ коммутация заканчивается и $i_b = I_d$:

$$I_d = \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]. \quad (5.59)$$

Из последнего уравнения может быть определен угол γ . Мгновенное напряжение на индуктивности рассеяния в период коммутации

$$u_x = x_a \frac{di_b}{d\vartheta} = -\frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2} \sin(\vartheta - \beta). \quad (5.60)$$

За счет этого напряжения мгновенная противо-э. д. с. инвертора в период коммутации повышается.

Увеличение средней противо-э. д. с. инвертора за счет коммутационного процесса с учетом равенства (5.59) определяется выражением

$$\begin{aligned} \Delta U_{dx} &= \frac{-3}{2\pi} \int_0^\gamma \frac{\sqrt{3}}{2} E_{2m} \sin(\vartheta - \beta) d\vartheta = \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} E_{2m} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta] = \frac{3}{2\pi} x_a I_d. \end{aligned} \quad (5.61)$$

Запишем окончательное выражение для среднего значения противо-э. д. с. инвертора:

$$U_d = U_{d0} + \Delta U_{dx} = \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos \beta + \frac{3}{2\pi} x_a I_d. \quad (5.62)$$

Сравнивая уравнения (5.53) и (5.62), приходим к заключению, что противо-э. д. с. трехфазного инвертора при идеальном холостом ходе превышает противо-э. д. с. однофазного инвертора при той же э. д. с. вентильной обмотки трансформатора в $\frac{3\sqrt{3}}{4} \approx 1,3$ раза, а наклон внешней характеристики трехфазного инвертора при той же индуктивности рассеяния больше в $\frac{3}{2\pi} \pi = 1,5$ раза. Увеличение наклона характеристики объясняется тем, что в течение периода в трехфазном инверторе происходит три коммутации, а в однофазном — только две.

Переменная составляющая противо-э. д. с. инвертора, как видно из рис. 5.21, б, имеет тройную частоту по отношению к частоте питающей сети.

Форма кривой напряжения на неработающем вентиле имеет существенное значение, она определяет условия работы вентиля в преобразователе. Особенно важны начальный скачок напряжения на вентиле после выхода его из работы и максимальное значение напряжения на вентиле.

Начальный скачок напряжения, определяющий вероятность возникновения обратных зажигания ионных вентилях в выпрямителях, определяется выражением

$$\Delta U_{b0} = \sqrt{3} E_{2m} \sin \delta = \sqrt{3} E_{2m} \sin (\beta - \gamma). \quad (5.63)$$

Уменьшение угла β приводит к увеличению вероятности опрокидывания инвертора, тяжелому аварийному режиму, о чем будет сказано ниже.

Максимальное напряжение на вентиле, запираемое по управляющему электроду, равно амплитуде междуфазной э. д. с. вентильной обмотки трансформатора $\sqrt{3} E_{2m}$.

В трехфазном преобразователе с нулевым выводом, как было отмечено в главе 4, имеет место вынужденное намагничивание трансформатора. Поэтому в мощных установках такая схема не применяется ни в выпрямительном, ни в инверторном режиме. Тем не менее процессы в преобразователе, описанные выше, представляют значительный интерес, поскольку на основе рассмотренного преобразователя создаются более сложные трехфазные схемы преобразования, нашедшие широкое промышленное применение.

§ 5.9. ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ, РАБОТАЮЩИЙ В ВЫПРЯМИТЕЛЬНОМ И ИНВЕРТОРНОМ РЕЖИМАХ

Выпрямительный режим

Рассмотрим электромагнитные процессы в трехфазном мостовом преобразователе (рис. 5.22) с управляемыми вентилями.

Для управляемых выпрямителей закономерность изменения внешней характеристики зависит от величины угла регулирования α . Поэтому для таких выпрямителей обычно строят семейство внешних характеристик $U_d = f(I_d)_{\alpha = \text{const}}$ при различных значениях угла α . При выводе этих зависимостей для трехфазного мостового выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой r_d, L_d будем пренебрегать потерями в вентилях и обмотках трансформатора, учитывая лишь индуктивности рассеяния обмоток трансформатора L_a , а также полагая, что в цепи нагрузки величина индуктивности $L_d = \infty$.

При таких упрощенных условиях ток в цепи нагрузки получается идеально сглаженным и неизменным по величине, а ток коммутации зависит лишь от величины индуктивности L_a и закономерности изменения э. д. с. обмоток трансформатора, находящихся в контурах ком-

мутации. Закономерность изменения внешней характеристики выпрямителя зависит от длительности пропуска тока каждым вентиляем $\lambda = \frac{2\pi}{3} + \gamma$ (рис. 5.23, а), которая в свою очередь определяется числом вентиляей, одновременно пропускающих ток. Угол коммутации γ , а следовательно, и угол λ изменяются при изменении величины тока нагрузки. При токах нагрузки I_d , близких к номинальному значению, $\gamma < \frac{\pi}{3}$ и $\lambda < \pi$. В этом режиме в схеме попеременно пропускают ток одновременно либо два, либо три вентиля.

С ростом тока нагрузки величина угла γ увеличивается, интервал одновременной работы трех вентиляей расширяется, и затем наступает второй режим работы схемы, для которого угол коммутации $\gamma = \frac{\pi}{3}$. При этом $\lambda = \pi$, и в схеме всегда одновременно пропускают ток три вентиля.

Дальнейшее увеличение тока нагрузки приводит к возникновению третьего режима, характеризующегося величиной $\gamma > \frac{\pi}{3}$ и $\lambda > \pi$. В этом режиме в схеме одновременно пропускают ток либо три, либо четыре вентиля. С возрастанием тока I_d интервал одновременной работы четырех вентиляей расширяется, и при коротком замыкании в схеме в любой момент одновременно пропускают ток четыре вентиля; при этом $\gamma = \frac{2\pi}{3}$ и $\lambda = \frac{4\pi}{3}$.

Каждый из трех режимов работы схемы характеризуется определенной закономерностью изменения внешней характеристики, поэтому следует рассмотреть эти режимы в отдельности, а затем произвести сопряжение полученных участков внешней характеристики.

$$\text{Режим } \gamma < \frac{\pi}{3}$$

На рис. 5.23, а показаны временные диаграммы токов и напряжений для этого режима. В интервале одновременной работы двух вентиляей (например, B_1 и B_2) мгновенное значение выпрямленного напряжения определяется разностью $e_a - e_c$, а мгновенные значения токов в вентиляях — постоянным значением выпрямленного тока I_d .

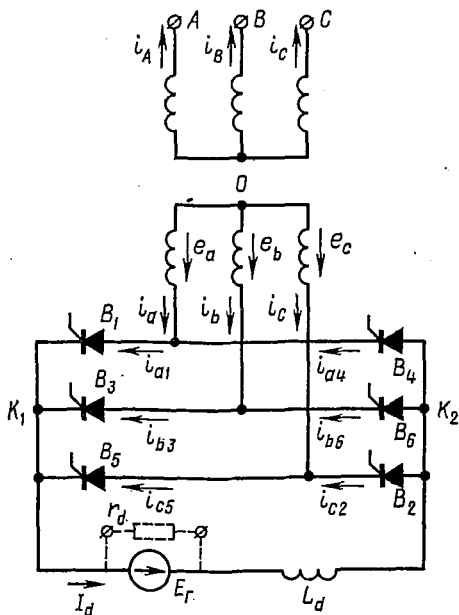


Рис. 5.22. Трехфазный мостовой преобразователь

Для определения закономерностей изменения токов в вентилях и выпрямленного напряжения в период одновременной работы трех вентилей (например, B_1 , B_2 и B_3) следует рассмотреть эквивалентную схему для этого режима, показанную на рис. 5.23, б. Мгновенные зна-

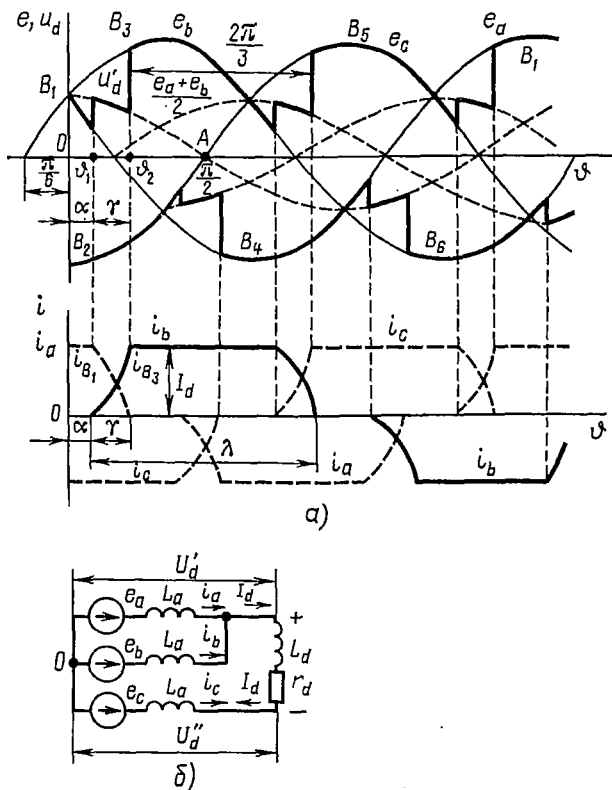


Рис. 5.23. Трехфазный мостовой преобразователь, работающий в режиме выпрямления:

а — временные диаграммы при $\gamma < \frac{\pi}{3}$; б — эквивалентная схема

чения э. д. с. в эквивалентной схеме определяются согласно временной диаграмме рис. 5.23, а:

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_{2m} \sin\left(\varphi + \frac{5\pi}{6}\right), \\ e_b &= E_{2m} \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right), \\ e_c &= -E_{2m} \cos \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (5.64)$$

Полагая, что заданное значение угла регулирования α меньше $\frac{\pi}{6}$, начало коммутации для вентиля B_3 будем отсчитывать от точки φ_1

(см. рис. 5.23, а). В период коммутации вентили B_1 и B_3 оказываются короткозамкнутыми на обмотки трансформатора с э. д. с. e_a и e_b , поэтому в течение этого интервала ток в вентиле B_3 равен току во вторичной обмотке i_b , а ток в вентиле B_1 — току во вторичной обмотке i_a . Ток в вентиле B_2 катодной группы равен току нагрузки I_d . Таким образом, согласно эквивалентной схеме рис. 5.23, б

$$\left. \begin{aligned} e_a - e_b &= x_a \left(\frac{di_a}{d\vartheta} - \frac{di_b}{d\vartheta} \right), \\ i_a + i_b &= I_d. \end{aligned} \right\} \quad (5.65)$$

Так как $\frac{di_b}{d\vartheta} = -\frac{di_a}{d\vartheta}$, из (5.65) следует:

$$e_a - e_b = 2x_a \frac{di_a}{d\vartheta}. \quad (5.66)$$

Учитывая, что $e_a - e_b = -\sqrt{3} E_{2m} \sin \vartheta$, получим

$$-\sqrt{3} E_{2m} \sin \vartheta = 2x_a \frac{di_a}{d\vartheta}. \quad (5.67)$$

Проинтегрировав уравнение (5.67) с учетом нижнего предела $\vartheta = \alpha$, $i_a = I_d$, определим закономерности изменения токов i_a и i_b в период коммутации:

$$i_a = I_d - \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} (\cos \alpha - \cos \vartheta), \quad (5.68)$$

$$i_b = \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} (\cos \alpha - \cos \vartheta). \quad (5.69)$$

При $\vartheta = \alpha + \gamma$ (конец коммутации) $i_b = I_d$, поэтому

$$I_d = \frac{\sqrt{3} E_{2m}}{2x_a} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)] \quad (5.70)$$

или

$$[\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)] = \frac{2x_a I_d}{\sqrt{3} E_{2m}}. \quad (5.71)$$

Из (5.71) следует, что с ростом тока нагрузки I_d , при неизменной величине угла регулирования α , угол коммутации γ также увеличивается.

Используя ту же эквивалентную схему рис. 5.23, б, определим среднее значение выпрямленного напряжения.

Ввиду симметрии кривой выпрямленного напряжения относительно оси абсцисс, а также повторяемости ее закономерности через каждую треть периода, среднее значение выпрямленного напряжения в общем виде

$$U_d = \frac{2}{2 \frac{\pi}{3}} \int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} u_d d\vartheta, \quad (5.72)$$

где u'_d — мгновенное значение напряжения между нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора и положительным полюсом нагрузки.

При определении величины u'_d на трети периода следует различать два характерных интервала. Для интервала коммутации согласно эквивалентной схеме

$$u'_d = e_a - x_a \frac{di_a}{d\theta}. \quad (5.73)$$

Но из (5.66) следует, что $\frac{di_a}{d\theta} = \frac{e_a - e_b}{2x_a}$.

Поэтому в период коммутации тока в вентилях B_1 и B_3

$$u_d = \frac{e_a + e_b}{2} = \frac{1}{2} E_{2m} \cos \theta. \quad (5.74)$$

После завершения коммутации в вентиле B_3 мгновенное значение выпрямленного напряжения

$$u'_d = e_b. \quad (5.75)$$

Таким образом, среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left(\frac{e_a + e_b}{2} \right) d\theta + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} e_b d\theta \right]. \quad (5.76)$$

Подставляя в (5.76) мгновенные значения э. д. с., получим

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{2m} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}. \quad (5.77)$$

Заменив в (5.77) значение $\cos(\alpha + \gamma)$ выражением из (5.71), получим уравнение внешней характеристики для режима $\gamma < \frac{\pi}{3}$

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{2m} \left(\cos \alpha - \frac{x_a I_d}{\sqrt{3} E_{2m}} \right). \quad (5.78)$$

Закономерность (5.78) при различных значениях угла α представляет собой семейство прямых, параллельных друг другу.

$$\text{Режим } \gamma = \frac{\pi}{3}$$

Данный режим наступает, как только интервал, в течение которого одновременно пропускают ток два вентиля, становится равным нулю и в схеме в любой момент времени пропускают одновременно ток три вентиля. При дальнейшем увеличении тока нагрузки в случае, если $\alpha < \frac{\pi}{6}$, угол коммутации продолжает оставаться неизменным, равным $\frac{\pi}{3}$. Это объясняется тем, что при увеличении тока нагрузки

в схеме по-прежнему одновременно пропускают ток только три вентиля, так как для четвертого вентиля не будет условий, при которых он сможет начать пропускать ток. Так, например, если ток пропускают вентили B_1, B_2, B_3 , то очередной вентиль B_4 не сможет вступить в работу, так как потенциал его анода, определяющийся отрицательным потенциалом нагрузки, равным потенциалу катода работающего вентиля B_2 (или э. д. с. e_c), будет ниже потенциала катода, определяющегося положительным потенциалом нагрузки, который равен полусумме э. д. с. короткозамкнутого контура коммутации $\frac{e_a + e_b}{2}$.

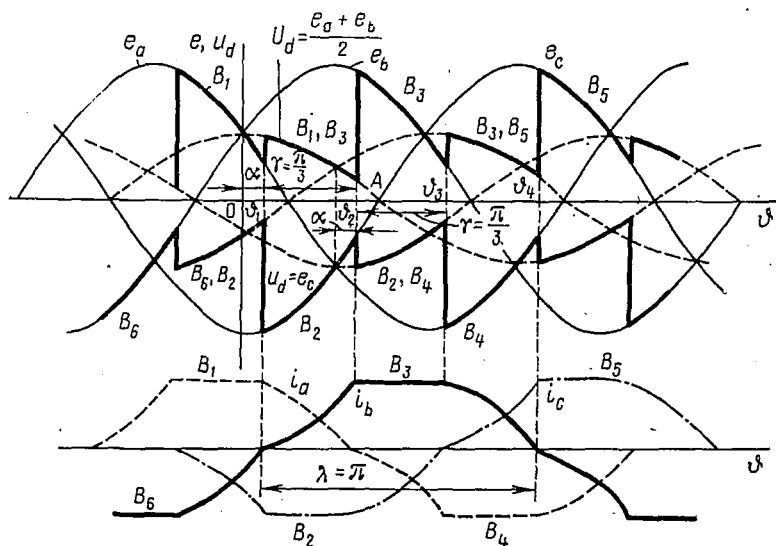


Рис. 5.24. Временные диаграммы трехфазного мостового выпрямителя при $\gamma = \frac{\pi}{3}$

Такой режим будет длиться до тех пор, пока суммарный угол $\alpha + \gamma$ не станет равным $\frac{\pi}{2}$ (точка А на рис. 5.24).

Во втором режиме угол α с ростом тока нагрузки автоматически увеличивается, а угол γ остается неизменным, равным $\frac{\pi}{3}$. В результате среднее значение выпрямленного напряжения с увеличением тока нагрузки уменьшается.

Закономерность изменения внешней характеристики для второго режима можно определить из уравнений (5.71) и (5.77), если учесть, что $\gamma = \frac{\pi}{3}$:

$$\frac{2x_a I_d}{\sqrt{3} E_{2m}} = \cos \alpha - \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right), \quad (5.79)$$

$$\frac{2\pi U_d}{3 \sqrt{3} E_{2m}} = \cos \alpha + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right). \quad (5.80)$$

Преобразовав разность и сумму косинусов углов, получим:

$$\frac{2x_a I_d}{\sqrt{3} E_{2m}} = \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right), \quad (5.81)$$

$$\frac{2\pi U_d}{9E_{2m}} = \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right). \quad (5.82)$$

После возведения в квадрат и сложения уравнений (5.81) и (5.82) получим уравнение внешней характеристики для второго режима:

$$\frac{4x_a^2 I_d^2}{3E_{2m}^2} + \frac{4\pi^2 U_d^2}{81E_{2m}^2} = 1. \quad (5.83)$$

Выражение (5.83) есть уравнение эллипса, оси которого совпадают с осями координат U_d и I_d .

Режим $\gamma > \frac{\pi}{3}$

Третий режим может начаться с момента, соответствующего точке A на рис. 5.24, для которой $\alpha + \gamma = \frac{\pi}{2}$. С этого момента в схеме одновременно пропускают ток четыре вентиля, так как потенциал

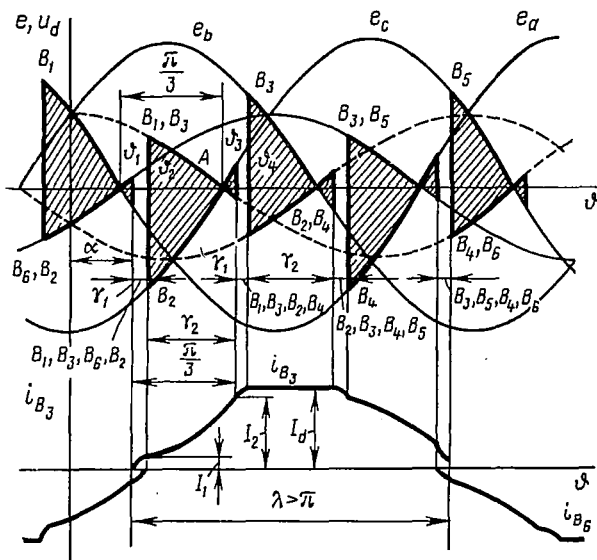


Рис. 5.25. Временные диаграммы трехфазного мостового выпрямителя при $\gamma > \frac{\pi}{3}$

анода очередного четвертого вентиля становится положительным по отношению к потенциалу катода. Так, например, в момент, соответствующий точке ϑ_3 (рис. 5.25), до которого одновременно пропускают ток три вентиля B_1, B_2, B_3 , при подаче отпирающего потенциала на вентиль B_4 последний вступает в работу и в схеме одновременно в тече-

ние времени, соответствующего углу γ_1 , будут пропускать ток четыре вентиля B_1, B_2, B_3, B_4 . При этом выпрямленное напряжение равно нулю, так как цепь нагрузки закорочена вентилями B_1 и B_4 . Интервал γ_1 закончится, как только ток вентиля B_1 станет равным нулю (точка Φ_4 на рис. 5.25).

С этого момента в схеме в течение времени, соответствующего углу γ_2 , пропускают ток одновременно три вентиля B_2, B_3, B_4 до тех пор, пока не возникнут условия для начала работы вентиля B_5 и не наступит интервал одновременной работы вентилях B_2, B_3, B_4 и B_5 , длительность которого соответствует углу γ_1 . Таким образом, для третьего режима характерны два интервала: γ_1 — интервал одновременной работы четырех вентилях и γ_2 — интервал одновременной работы трех вентилях.

Используя приведенную выше методику анализа процессов, можно определить внешнюю характеристику для третьего режима. Опуская промежуточные выкладки, приведем конечное выражение, справедливое при $\alpha = \frac{\pi}{6}$:

$$U_d = \frac{9E_{2m}}{\pi} \left(1 - \frac{x_a I_d}{E_{2m}} \right). \quad (5.84)$$

Выражение (5.84) является уравнением прямой. На рис. 5.26 в верхнем квадранте представлено семейство внешних характеристик преобразователя, работающего в выпрямительном режиме для различных значений угла α , в относительных единицах. При $\alpha < \frac{\pi}{6}$ внешние характеристики состоят из трех сопрягающихся участков LM, MN и NK , уравнения которых рассмотрены выше для режимов $\gamma < \frac{\pi}{3}, \gamma = \frac{\pi}{3}, \gamma > \frac{\pi}{3}$.

При $\frac{\pi}{3} > \alpha > \frac{\pi}{6}$ во внешних характеристиках исчезает эллиптический участок MN и остаются лишь первый и третий прямолинейные участки.

При $\alpha \geq \frac{\pi}{3}$ внешняя характеристика описывается лишь одним уравнением, соответствующим первому прямолинейному участку.

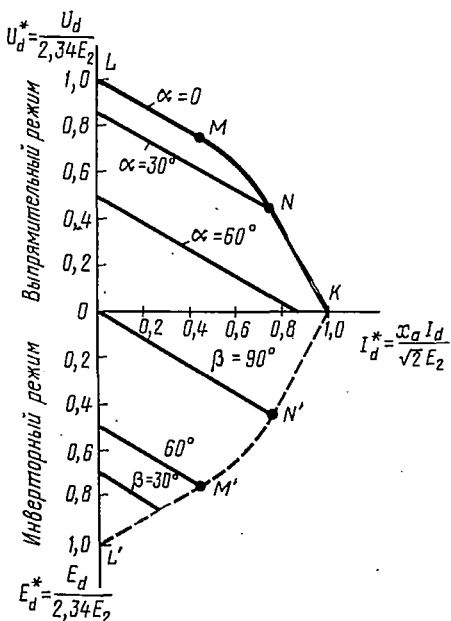


Рис. 5.26. Внешние характеристики трехфазного мостового преобразователя

Инверторный режим

Работа трехфазного мостового инвертора иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рис. 5.27, где u_{d1} — выпрямленное напряжение нечетной группы вентилей ($u_{к10}$), а u_{d2} — четной группы ($u_{к20}$). Выпрямленное напряжение мостового преобразователя

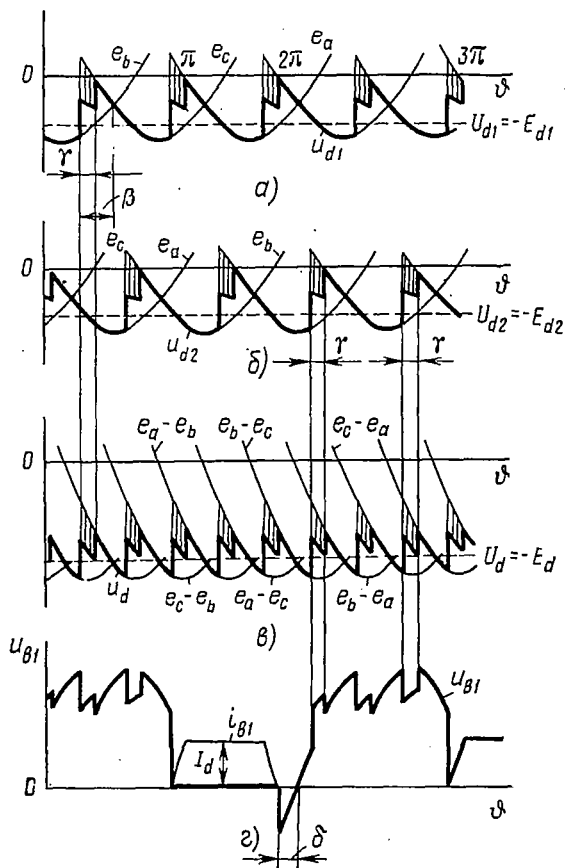


Рис. 5.27. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу трехфазного мостового инвертора

в целом равно $u_d = u_{d1} + u_{d2}$. С другой стороны, напряжение u_d в каждый момент времени должно равняться линейному напряжению — разности напряжений двух одновременно работающих фаз вентильной обмотки трансформатора. Суммируются, очевидно, также средние значения противо-э. д. с.:

$$E_d = E_{d1} + E_{d2}.$$

Поскольку $E_{d1} = E_{d2}$ (u_{d1} и u_{d2}) отличаются лишь сдвигом во времени, среднее значение противо-э. д. с. мостового инвертора вдвое

больше среднего значения противо-э. д. с. элементарного трехфазного инвертора.

Исходя из (5.62) получим

$$E_d = -U_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos \beta + \frac{3}{2\pi} x_a I_d. \quad (5.85)$$

Выражение (5.85) представляет собой внешнюю характеристику инвертора, работающего в режиме $\gamma < \frac{\pi}{3}$. Аналогично режиму выпрямления при инвертировании также имеют место три режима: режим I: $0 < \gamma < \frac{\pi}{3}$, режим II: $\gamma = \frac{\pi}{3}$, режим III: $\frac{\pi}{3} < \gamma < \frac{2\pi}{3}$.

Внешние характеристики инвертора для этих режимов представлены в нижнем квадранте рис. 5.26.

Пульсации противо-э. д. с. инвертора, как видно из рис. 5.27, а, в имеют шестикратную частоту по отношению к э. д. с. сети переменного тока.

Напряжение на неработающем вентиле (рис. 5.27, з) подобно напряжению на вентиле в элементарном трехфазном инверторе (см. рис. 5.21, б). Единственное отличие заключается в наличии двух дополнительных коммутационных пиков напряжения, обусловливаемых коммутациями в соседней вентильной группе. Эти коммутационные напряжения, возникая в вентильной обмотке трансформатора за счет его индуктивности рассеяния, прикладываются и к вентилям группы, не коммутирующей в данный момент, питаемой от того же трансформатора.

Первый (по времени) из коммутирующих пиков существенно влияет на возникновение прорывов вентиля инвертора. К моменту возникновения этого пика управляющий переход вентиля (особенно ионного) может успеть полностью восстановить свои запирающие свойства. Он запирает вентиль при относительно небольшом напряжении на нем, но не выдерживает значительного скачкообразного увеличения этого напряжения. После прорыва вентиля его ток, как и ток I_{κ} , начинает резко возрастать под действием суммы одинаково направленных э. д. с. цепи постоянного тока и трансформатора. Если прорыв одиночный и индуктивность катодного реактора L_d достаточно велика, то инвертор может еще включиться в нормальную работу, в противном случае ток возрастает до отключения инвертора защитными устройствами.

Прорыву инвертора могут способствовать высокочастотные колебания, возбуждаемые при скачкообразном изменении напряжения в контуре, образуемом индуктивностью рассеяния трансформатора и паразитными емкостями. За счет этих колебаний напряжение на вентиле может сильно увеличиться. Для борьбы с высокочастотными колебаниями параллельно вентилям включают демпфирующие цепочки RC .

Ток одного из вентиля инвертора i_{v1} показан на рис. 5.27, г. Токи остальных вентиля, а также обмоток трансформатора будут такими

же, как на рис. 4.11 для неуправляемого выпрямительного режима. Однако токи в инверторе будут иначе сдвинуты по фазе относительно э. д. с. трансформатора. Вынужденного намагничивания трансформатора в мостовой схеме, как отмечалось выше, быть не может.

§ 5.10. ДВОЙНОЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С УРАВНИТЕЛЬНЫМ РЕАКТОРОМ, РАБОТАЮЩИЙ В ИНВЕРТОРНОМ РЕЖИМЕ

Схема двойного трехфазного инвертора с уравнительным реактором приведена на рис. 5.28.

В этой схеме два элементарных трехфазных инвертора включены параллельно через двухфазный уравнительный реактор Dp_{yp} . Его индуктивность обычно достаточно велика, так что пульсации тока каждого элементарного инвертора весьма незначительны; с небольшой ошибкой эти токи I_d можно считать идеально сглаженными. В таких

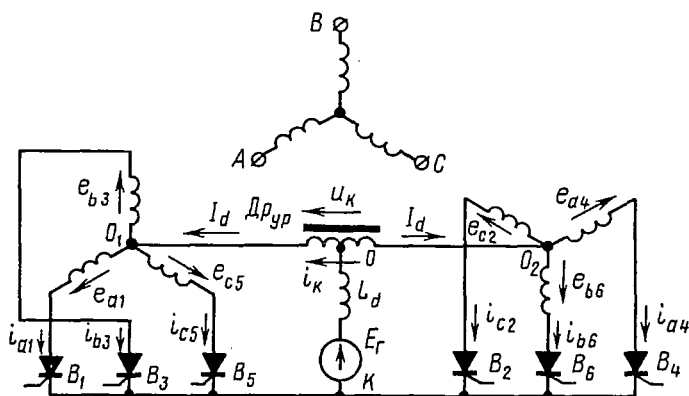


Рис. 5.28. Двойной трехфазный инвертор с уравнительным реактором

условиях элементарные трехфазные преобразователи работают независимо друг от друга, т. е. токи и напряжения в каждом из них будут такими же, как на рис. 5.21, б. Трансформатор имеет две вентильные обмотки, включенные в элементарные преобразователи. Э. д. с. одноименных фаз этих обмоток сдвинуты на 180° . Поэтому выпрямленные напряжения элементарных преобразователей будут такими же, как на рис. 5.27, а, б ($u_{d1} = u_{k01}$, $u_{d2} = u_{k02}$). Потенциал точки O — средней точки двухфазного уравнительного реактора — в каждый момент времени равен, очевидно, среднему арифметическому потенциалов точек O_1 и O_2 . Соответственно

$$u_d = u_{k0} = \frac{1}{2} (u_{d1} + u_{d2}).$$

Следовательно, график выпрямленного напряжения (противо-э. д. с.) будет иметь точно такой же вид, как для мостового инвертора

(см. рис. 5.27, а), только ординаты (u_d на рис. 5.27, а) следует уменьшить вдвое. Среднее значение противо-э. д. с. инвертора с уравни- тельным реактором такое же, как элементарного трехфазного инвер- тора, и выражается формулой (5.62).

Противо-э. д. с. инвертора имеет пульсации шестикратной частоты, хотя каждый клапан проводит ток несколько больше трети периода.

Между двумя клапанными обмотками обычно существует жесткая магнитная связь и при коммутациях в одном из элементарных преоб- разователей коммутационные напряжения возникают также в другой клапанной обмотке. Поэтому обратное напряжение на клапане будет точно таким же, как в мостовом инверторе (рис. 5.27, а).

Токи клапанных обмоток трансформатора и токи клапанов такие же, как в элементарном трехфазном преобразователе (см. рис. 5.21, б), ток сетевой обмотки трансформатора такой же, как и ток мостового трехфазного преобразователя.

В мощных промышленных установках чаще всего применяются трехфазные мостовые инверторы и трехфазные инверторы с уравни- тельным реактором. При одинаковых противо-э. д. с. напряжение вен- тильной обмотки и соответственно напряжение на клапанах в мостовом инверторе вдвое меньше, чем в инверторе с двухфазным уравни- тельным реактором. Ток каждого клапана в мостовом инверторе вдвое больше, чем в инверторе с уравни- тельным реактором, при равенстве инвертируемых токов. Таким образом, в инверторах с уравни- тельным реактором клапаны находятся в более легких условиях по току и в более тяжелых условиях по напряжению.

Напряжение на двухфазном уравни- тельном реакторе

$$u_k = u_{d1} - u_{d2},$$

или

$$u_k = W_k \frac{d\Phi_k}{dt}.$$

Отсюда

$$\Phi_k = \frac{1}{W_k} \int u_k dt.$$

Соответствующее построение временной диаграммы этого напряже- ния выполнено на рис. 5.29, а, б (в предположении мгновенной ком- мутации).

Кривая магнитного потока Φ_k , вызываемого намагничивающим током i_k , приведена на рис. 5.29, в. Если бы токи двух фаз уравни- тельного реактора были равны между собой, как это предполагалось выше, то результирующая намагничивающая сила реактора равнялась бы нулю (ампер-витки двух фаз реактора направлены встречно). Для создания магнитного потока в реакторе, противодействующего прило- женному к реактору напряжению, ток одной фазы реактора должен равняться $I_d + i_k$, а другой $I_d - i_k$.

Если намагничивающий ток i_k пренебрежимо мал (как часто бывает в реальных установках), то электромагнитные процессы в инверторе с уравни- тельным реактором, как было показано выше, такие же, как

в мостовом инверторе. Если же по каким-либо причинам ток i_k становится соизмеримым с током I_d — подобие нарушается. Токи I_d и i_k могут быть величинами одного порядка в режимах, близких к холостому ходу, или при заниженной мощности двухфазного уравнительного реактора, когда реактор работает в режиме насыщения. В последнем случае ток i_k приобретает характерную пикообразную форму,

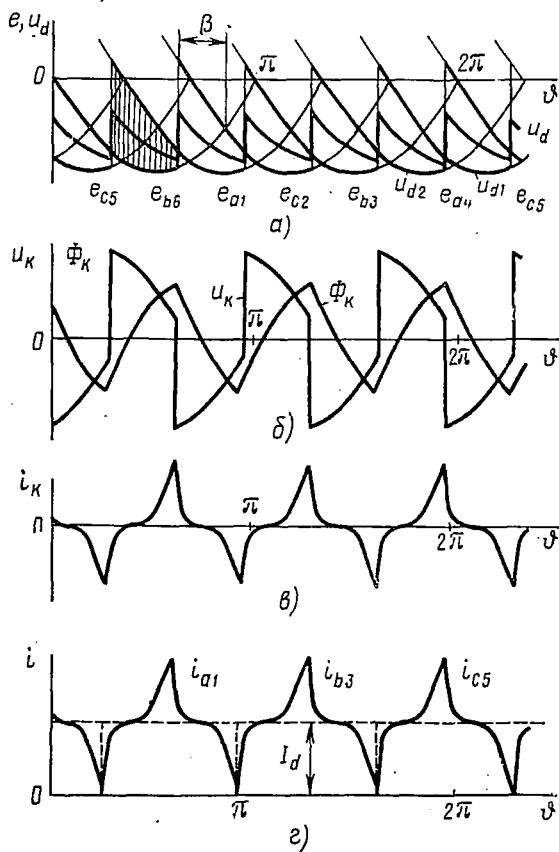


Рис. 5.29. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу двойного трехфазного инвертора с уравнительным реактором

соответственно искажаются токи вентилях (рис. 5.29, в) и обмоток трансформатора. Действующие значения токов обмоток трансформатора возрастают при том же значении I_d , вместе с тем увеличиваются потери мощности в трансформаторе. Если сетевая обмотка трансформатора соединена звездой, то имеет место вынужденное намагничивание сердечника трансформатора. Когда максимальное значение намагничивающего тока i_k достигает величины I_d , наступает режим прерывистых токов каждого элементарного преобразователя при непрерывном токе всей схемы в целом. При этом среднее значение противо-э. д. с.

инвертора резко падает — некоторую часть периода ток проводит только элементарный трехфазный инвертор с меньшим мгновенным значением против-э. д. с. Внешние характеристики инвертора с насыщающимся двухфазным реактором приведены на рис. 5.30.

Крестиком на каждой характеристике отмечена точка перехода к режиму прерывистых токов. Инвертор с насыщающимся реактором обладает и одним положительным свойством. Пропуск отпирания очередного вентиля может и не вызвать тяжелого аварийного режима — опрокидывания, так как коммутация происходит через насыщенный уравнительный реактор на вентиль соседнего элементарного инвертора.

Насыщение двухфазного уравнительного реактора может происходить и при достаточной его мощности в случае неравенства постоянных составляющих токов фаз реактора. Такое нарушение симметрии работы инвертора вызывается несимметрией его системы управления, разбросом параметров вентилях, несимметрией напряжений сети переменного тока и т. п. Для устранения несимметрии иногда приходится пользоваться специальными симметрирующими устройствами, воздействующими на систему управления инвертором.

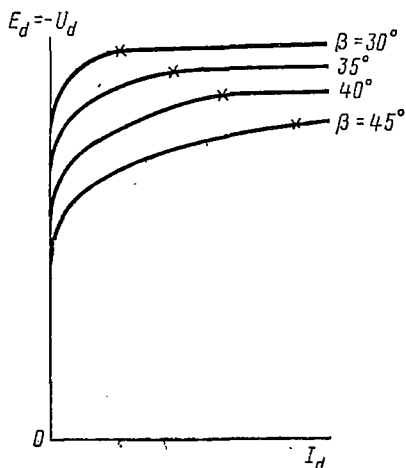


Рис. 5.30. Внешние характеристики инвертора с насыщающимся двухфазным реактором

§ 5.11. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ ИНВЕРТОРА

Как известно, коэффициент мощности преобразователя с синусоидальными напряжениями и несинусоидальными токами определяется выражением

$$\chi = \frac{|P|}{S} = \nu |\cos \varphi_{(1)}|, \quad (5.86)$$

где P — активная мощность, отдаваемая инвертором в сеть переменного тока;

S — полная мощность инвертора;

$\nu = \frac{I_{(1)}}{I}$ — коэффициент искажения, равный отношению действующего значения первой гармоники тока к действующему значению тока;

$\varphi_{(1)}$ — угол сдвига фаз между напряжением и первой гармоникой тока.

Если положительные направления токов и напряжений (э. д. с.) на входе преобразователя (в трансформаторе) считать одинаковыми

в выпрямительном и инверторном режимах, то активная мощность, будучи положительной в выпрямительном режиме, оказывается отрицательной при инвертировании. Это соответствует передаче энергии от источника постоянного тока в сеть переменного тока. $\cos \varphi_{(1)}$ тогда также получается отрицательным. Коэффициент же мощности χ принято считать положительной величиной. Именно поэтому в выражении (5.86) берутся абсолютные величины активной мощности и $\cos \varphi_{(1)}$.

Для определения $\varphi_{(1)}$ аппроксимируем ток, протекающий по вентильям и обмоткам трансформатора, трапецией. На рис. 5.31 показаны временные диаграммы тока фазы и э. д. с. трансформатора трехфазного мостового инвертора.

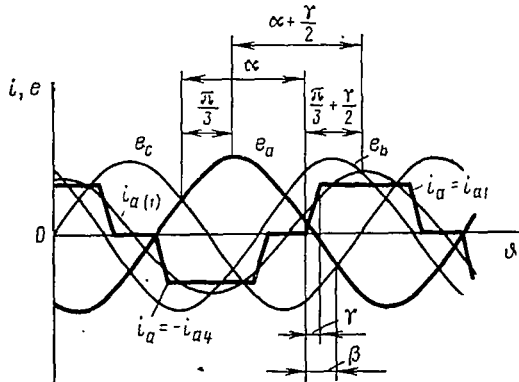


Рис. 5.31. Временные диаграммы тока фазы и э. д. с. трансформатора трехфазного мостового инвертора

стующими максимумами э. д. с. и тока фазы *a*. Как видно из рис. 5.31, этот угол равен

$$\varphi(i) = \alpha + \frac{\pi}{3} + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{3} = \alpha + \frac{\gamma}{2}.$$

Учитывая, что $\alpha = \pi - \beta$ и что в инверторном режиме $\beta < \frac{\pi}{2}$, получаем

$$|\cos \varphi(i)| = \left| \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right| = \left| \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \right|. \quad (5.87)$$

Таким образом,

$$\chi = \nu \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5.88)$$

Коэффициент искажения формы тока при мгновенной коммутации (когда форма тока прямоугольна) равен $\frac{3}{\pi} \approx 0,955$; с увеличением угла коммутации коэффициент искажения повышается, достигая величины 0,966 при $\gamma = 40^\circ$. Таким образом, для повышения коэффициента мощности инвертора следует стремиться, чтобы инвертор работал с меньшими углами инвертирования β . Однако, как было выяснено

выше, уменьшение угла β приводит к уменьшению угла $\delta = \beta - \gamma$ и соответственно к увеличению вероятности опрокидываний инвертора. Тиристорные инверторы допускают работу с меньшим углом δ , нежели инверторы с ионными вентилями, что является одним из их преимуществ.

Изыскание возможностей уменьшения угла инвертирования для повышения коэффициента мощности инверторов, ведомых сетью, является важной технико-экономической задачей.

§ 5.12. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, РАБОТАЮЩИЕ В ВЫПРЯМИТЕЛЬНОМ И ИНВЕРТОРНОМ РЕЖИМАХ

Выпрямительный режим

На рис. 5.32, а показана простейшая трехфазная схема выпрямителя с улучшенным коэффициентом мощности, являющаяся состав-

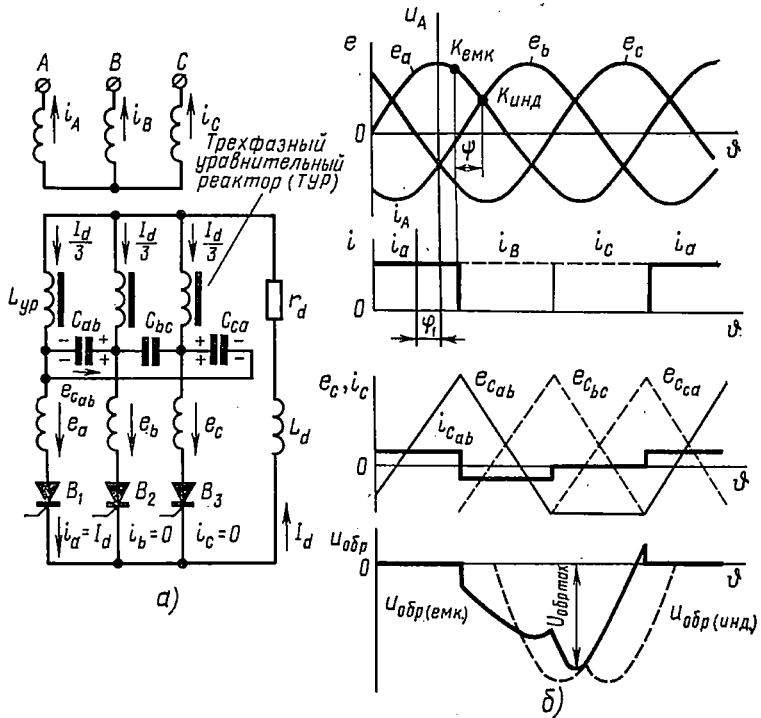


Рис. 5.32. Трехфазный выпрямитель с улучшенным коэффициентом мощности:

а — схема с коммутирующим устройством; б — временные диаграммы

ным элементом сложных компенсационных схем, предложенных в Киевском политехническом институте. По сравнению с обычной трехфазной схемой она содержит трехфазный уравнивающий реактор и трехфазную группу конденсаторов, что вызывает изменение характера

процесса коммутации тока с одного вентиля на другой. Коммутация здесь может осуществляться до момента начала коммутации в обычной трехфазной схеме (до точки $K_{инд}$ на рис. 5.32, б, в которой $e_a = e_b$). Это объясняется тем, что в рассматриваемой схеме в процессе коммутации, кроме фазных э. д. с., участвует еще и заряженный конденсатор, входящий в контур коммутации.

Если предположить, что катодная индуктивность L_d и индуктивность трехфазного уравнительного реактора $L_{ур}$ бесконечно велики, а индуктивность рассеяния L_a равна нулю, то анодные токи i_a, i_b, i_c будут иметь прямоугольную форму. При этом ток нагрузки I_d делится трехфазным уравнительным реактором на три равные части $\frac{I_d}{3}$.

Если в данный момент пропускает ток вентиль B_1 , ток в нем равен току нагрузки. Этот ток поступает от трех фаз уравнительного реактора через конденсаторы C_{ab} и C_{ca} (в конденсаторе C_{bc} токи компенсируют друг друга). В процессе работы вентиля B_1 конденсатор C_{ab} заряжается и его э. д. с. $e_{c_{ab}}$ совпадает по направлению с э. д. с. e_b . Условием коммутации тока с вентиля B_1 на вентиль B_2 , в случае идеальных вентилях будет равенство

$$e_a = e_b + e_{c_{ab}}. \quad (5.89)$$

Момент, соответствующий равенству (5.89) (точка $K_{емк}$ на рис. 5.32, б), наступает раньше момента, при котором $e_a = e_b$, т. е. данная схема способна работать в емкостном режиме, так как основная гармоника тока в фазе a может опережать ее э. д. с. на угол φ_1 (рис. 5.32, б). Подбирая соответствующую величину емкости конденсаторов, можно изменять напряжение на них, а следовательно, изменять и положение точки коммутации $K_{емк}$ в ту или иную сторону. В результате среднее выпрямленное напряжение изменяется. Таким образом, с помощью переключения конденсаторов в схеме можно регулировать величину выпрямленного напряжения в определенном диапазоне.

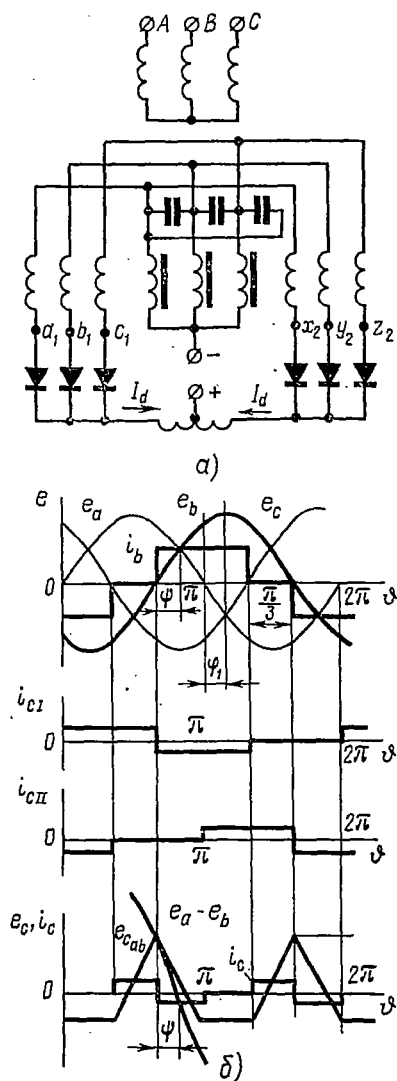


Рис. 5.33. Двойной трехфазный выпрямитель с коммутирующим устройством:

а — схема; б — временные диаграммы

С помощью системы управления возможно осуществить регулирование выпрямленного напряжения в широком диапазоне. При этом выпрямитель может генерировать реактивную мощность в сеть (вести себя как емкостная нагрузка), потреблять реактивную мощность из сети (вести себя как индуктивная нагрузка), а также работать с коэффициентом мощности, равным единице (вести себя как активная нагрузка).

Следует отметить, что реактивная мощность, генерируемая трехфазным выпрямителем, не намного больше мощности конденсаторов схемы, отношение этих мощностей $K_{эфф} = 1,37$. Поэтому данная схема с точки зрения генерирования реактивной мощности не является эффективной. Использование трехфазного уравнивающего реактора и коммутирующих конденсаторов (коммутирующего устройства) в более сложных схемах с $m_2 = 6$ и выше эффективнее.

Промышленное применение нашел двойной трехфазный компенсационный выпрямитель (рис. 5.33, а), генерирующий реактивную мощность в сеть.

Он представляет собой параллельное соединение двух трехфазных компенсационных выпрямителей (см. рис. 5.32, а), которые по отношению к общим для них конденсаторам представляют собой источники токов прямоугольной формы (рис. 5.33, а), сдвинутых между собой по фазе на 180° . Применяв метод наложения действий источников токов, можно найти токи в конденсаторах двойного трехфазного компенсационного выпрямителя (рис. 5.33, б), а затем, проинтегрировав токи, — напряжения на конденсаторах. По форме токи, напряжения и э. д. с. конденсаторов такие же, как и в одиночном трехфазном компенсационном выпрямителе, но частота их вдвое больше. Амплитуда тока конденсаторов, как и в простой трехфазной схеме, равна трети выпрямленного тока одного трехфазного выпрямителя I_a .

Таким образом, если в одиночном и двойном трехфазных компенсационных выпрямителях требуется один и тот же опережающий угол сдвига фаз ($\varphi_1 = \psi$), что соответствует одинаковому максимальному напряжению на конденсаторах, то в связи с удвоенной частотой во второй схеме величина емкостей должна быть уменьшена вдвое. Генерируемая реактивная мощность в двойном выпрямителе увеличивается вдвое из-за удвоения тока. Поэтому коэффициент использования конденсаторов в двойном трехфазном компенсационном выпрямителе в четыре раза больше, чем в простом.

В более мощных компенсационных выпрямителях конденсаторы используются еще эффективнее.

Инверторный режим

Компенсационные преобразователи могут использоваться и в инверторном режиме. Э. д. с. конденсаторов способствует коммутации, причем эта э. д. с. увеличивается с ростом тока; коммутация происходит быстрее, т. е. угол коммутации в компенсационном инверторе меньше, чем в обычном. Кроме того, после окончания коммута-

ции э. д. с. конденсаторов повышает отрицательное напряжение на вентиле, вышедшем из работы; увеличивается отрезок времени, в течение которого напряжение на вентиле остается отрицательным. В компенсационных инверторах в отличие от обычных

$$\delta > \beta - \gamma. \quad (5.90)$$

С увеличением тока угол δ уменьшается в компенсационных инверторах гораздо медленнее, чем в обычных и может даже возрастать.

Зависимости угла δ от тока I_d представлены на рис. 5.34. Режим $C = \infty$ соответствует закороченным конденсаторам, т. е. обычному инвертору.

Компенсационный инвертор может работать при значительно меньшем по сравнению с обычным инвертором угле опережения β ,

δ , град

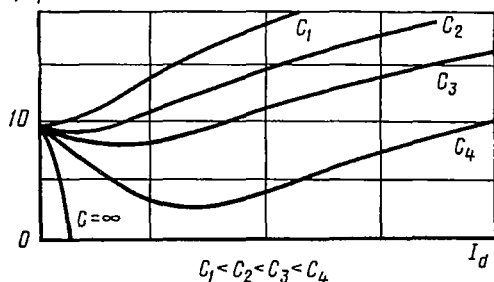


Рис. 5.34. Зависимости $\delta = f(I_d)$ для схемы рис. 5.32, а

потреблять из сети переменного тока меньшую реактивную мощность и иметь более высокий коэффициент мощности. При надлежащем выборе емкости коммутирующих конденсаторов компенсационный инвертор может работать устойчиво с неизменным углом опережения как при перегрузках, так и при уменьшении напряжения в сети переменного тока.

Вследствие малого угла опережения в компенсационном инверторе можно получить более высокую среднюю противоэ. д. с. Внешние характеристики компенсационного инвертора жестче (при работе с неизменным углом инвертирования), так как угол коммутации невелик и меньше изменяется с изменением тока, чем в обычном инверторе.

Компенсационный инвертор может работать и с генерированием реактивной мощности в сеть переменного тока — при отстающем или очень малом опережающем угле инвертирования β . При этом э. д. с. трансформатора препятствует коммутации тока, производимой коммутирующими конденсаторами. Поэтому работа компенсационного инвертора с генерированием реактивной мощности возможна лишь при э. д. с. конденсаторов и пропорциональном ей инвертируемом токе, превышающих некоторые минимально допустимые величины. Такой режим может быть осуществлен в установках, где инвертируемый ток с течением времени мало изменяется, в противном случае необходимо применение быстродействующей автоматической системы, переводящей компенсационный инвертор в область опережающих углов инвертирования β при падении инвертируемого тока.

Несимметричные преобразователи создаются различными способами: использованием специальных несимметричных схем преобразования, применением несимметричной системы напряжений на стороне переменного тока, а также установлением несимметричного регулирования в симметричных преобразователях. Последний способ используется наиболее часто, поэтому в дальнейшем будем в основном рассматривать его.

Несимметричный трехфазный однофазный преобразователь

Трехфазный мостовой несимметричный преобразователь (рис. 5.35) представляет собой последовательное соединение двух простых однокатных трехфазных преобразователей, один из которых анодного, а второй катодного типа. На рисунке представлен частный случай, когда один из трехфазных преобразователей составлен на управляемых, а второй — на неуправляемых вентилях.

Наличие в мостовом преобразователе двух составных трехфазных преобразователей в общем случае допускает устанавливать неодинаковые углы регулирования в различных его частях при сохранении симметрии токов в питающей трехфазной цепи.

Если α_1 — угол регулирования анодной, а α_2 — катодной группы вентилях, то взаимный сдвиг работы вентилях различных групп

$$\alpha_2 - \alpha_1 = \alpha.$$

Напряжение на стороне постоянного тока U_d равно сумме выпрямленных напряжений U_{d1} и U_{d2} , создаваемых каждым из однокатных преобразователей в отдельности.

Принимая для простоты идеальные условия, когда $x_d = \infty$ и $x_a = 0$, получим

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2). \quad (5.91)$$

Составные преобразователи включены последовательно, поэтому они создают одинаковые составляющие тока в фазах первичной обмотки трансформатора:

$$I'_{(1)m} = I'_{(1)m} = n \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d.$$

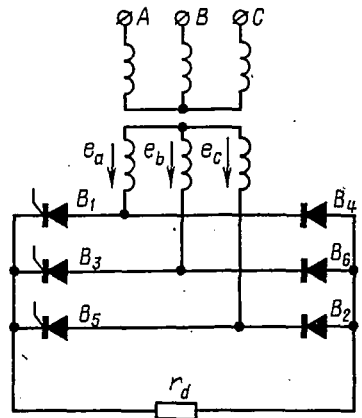


Рис. 5.35. Трехфазный однофазный несимметричный преобразователь

Следовательно,

$$\begin{aligned}
 I_{1(i)m} &= n \sqrt{[I'_{(i)m}]^2 + [I''_{(i)m}]^2 + 2I'_{(i)m}I''_{(i)m} \cos \alpha} = \\
 &= n \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha}{2} = n \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2}.
 \end{aligned} \quad (5.92)$$

Принимая во внимание синусоидальность напряжения, установим, что косинус угла сдвига фаз между напряжением и первой гармонической переменного тока во всем диапазоне регулирования угла α равен

$$\cos \varphi = \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \quad \text{или} \quad \varphi = \frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2},$$

поэтому активная, реактивная и полная мощности на входе преобразователя выражаются следующими зависимостями:

$$\left. \begin{aligned}
 P_1 &= \frac{3}{2} U_{1m} I_{1(i)m} \cos \varphi = \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2), \\
 Q_1 &= \frac{3}{2} U_{1m} I_{1(i)m} \sin \varphi = \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2), \\
 S_1 &= \frac{3}{2} U_{1m} I_{1(i)m} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \cos \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (5.93)$$

Действующее значение входного переменного тока несимметричного преобразователя неодинаково при различных значениях угла α :

при $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$

$$I_1 = n I_d \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad v = \frac{I_{1(i)}}{I_1} = \frac{3}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}, \quad (5.94)$$

при $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi$

$$I_1 = n I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}, \quad v = \frac{\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}}. \quad (5.94a)$$

Обратим внимание, что симметричный режим является частным случаем несимметричного, когда $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_0$. Поэтому

$$\left. \begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos \alpha_0, \\
 I_{1(i)m} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d, \quad \cos \varphi = \cos \alpha_0, \\
 P_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \cos \alpha_0, \\
 Q_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \sin \alpha_0, \\
 S_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d, \\
 I_1 &= n \sqrt{\frac{2}{3}} I_d, \quad v = \frac{3}{\pi}.
 \end{aligned} \right\} \quad (5.95)$$

Наиболее часто используется несимметричный преобразователь, в котором одна часть выполнена на неуправляемых, а вторая на управляемых вентилях, т. е. когда $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 \neq 0$:

$$\alpha = \alpha_2 - \alpha_1 = \alpha_2.$$

Рассматривая этот режим как частный случай несимметричной работы мостового преобразователя, получим:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} E_{2m} (1 + \cos \alpha) = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \\ I_{1(i)m} &= n \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \alpha, \quad \cos \varphi = \cos \frac{\alpha}{2}, \\ P_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \\ Q_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \sin \alpha, \\ S_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \cos \frac{\alpha}{2}, \\ I_1 &= n I_d \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad v = \frac{3}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad \left(\text{при } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \right), \\ I_1 &= n I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}, \quad v = \frac{\frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} \quad \left(\text{при } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \right). \end{aligned} \right\} (5.96)$$

Приведенные формулы показывают, что для изменения напряжения на стороне постоянного тока в пределах от наибольшего значения до нуля необходимо изменить угол регулирования α от 0 до π . При этом первая неуправляемая часть преобразователя не изменяет своего напряжения, а вторая часть по мере увеличения угла α уменьшает свое напряжение, затем, переходя в инверторный режим, изменяет его знак и при угле $\alpha = \pi$ оказывается в чисто инверторном режиме; суммарное напряжение преобразователя в этом случае равно нулю.

Форма кривых выпрямленного напряжения и тока фаз цепи переменного тока приведены на рис. 5.36, а и 5.37, а.

На рис. 5.38 приведены зависимости выпрямленного напряжения и мощностей, выраженных в относительных единицах, от угла регулирования α для симметричного (рис. 5.38, а) и несимметричного (рис. 5.38, б) режимов.

Преимуществом несимметричного режима перед симметричным является меньшая потребляемая преобразователем реактивная мощность. Однако при этом обнаруживается существенный недостаток несимметричного преобразователя, заключающийся в ухудшении коэффициента искажения за счет возникновения в переменном токе дополнительно к нечетным еще и четным гармоник. Последнее ограничивает область использования этих преобразователей.

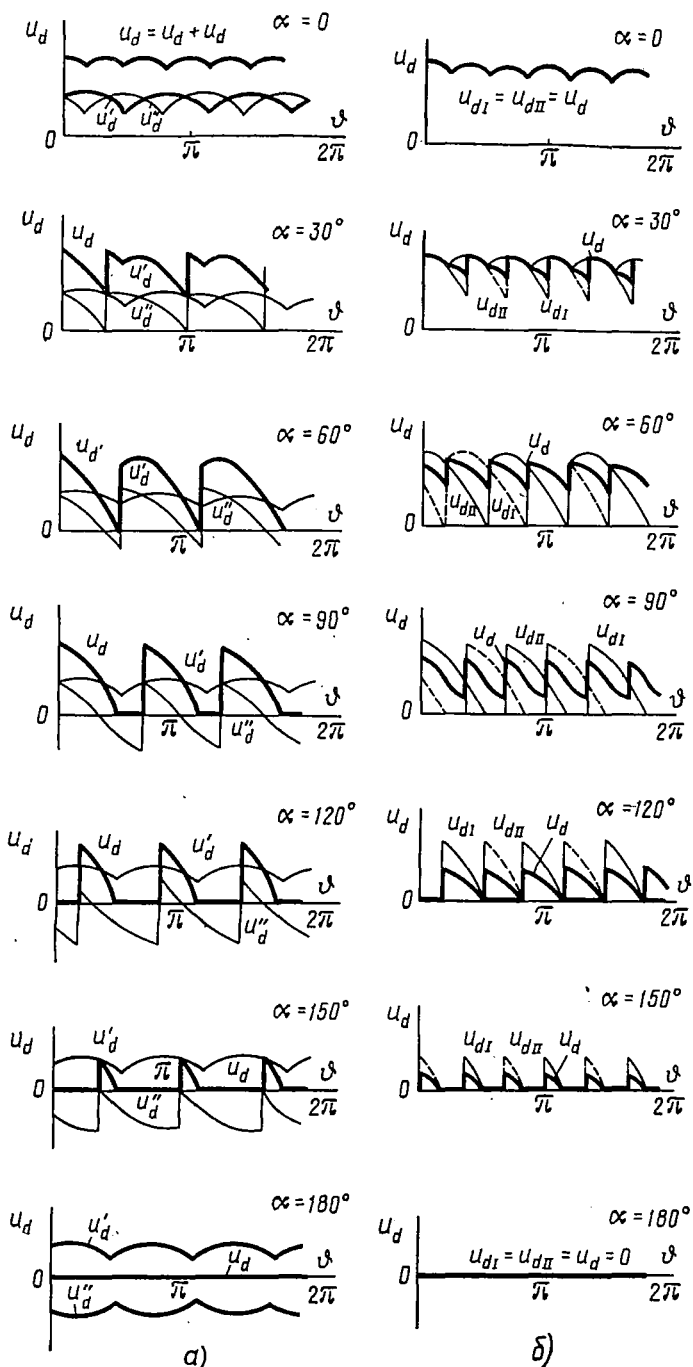


Рис. 5.36: Напряжения несимметричных преобразователей при различных углах регулирования:

а — одномостового; б — двухмостового

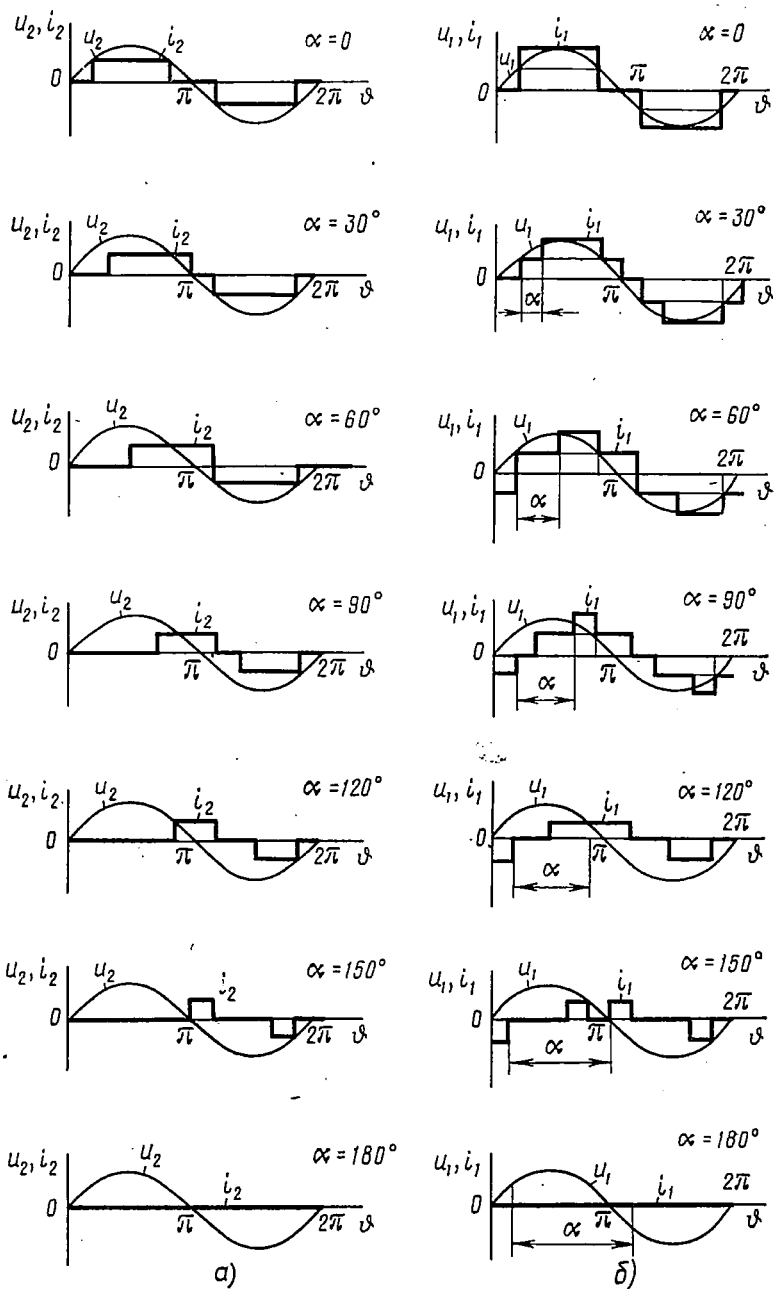


Рис. 5.37. Токи несимметричных преобразователей при различных углах регулирования:
 а — однофазового; б — двухфазового

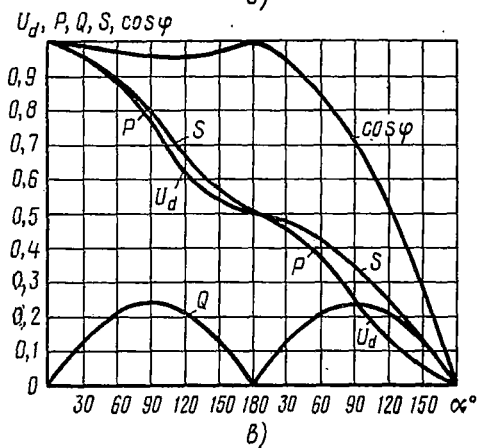
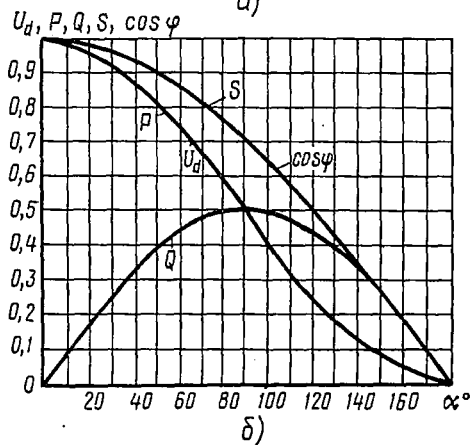
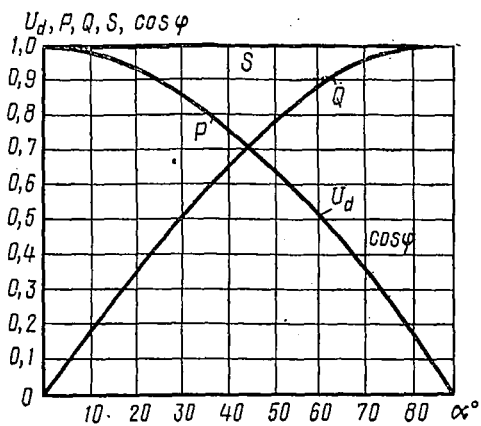


Рис. 5.38. Характеристики преобразователей:

а — симметричного; б — двухмостового несимметричного; в — четырехмостового несимметричного

Несимметричный двухмостовой преобразователь

Двухмостовой параллельный несимметричный преобразователь изображен на рис. 5.39.

Его можно рассматривать как последовательное соединение двух шестифазных преобразователей с уравнительными дросселями, один из которых анодного типа на неуправляемых вентилях, а второй — катодного типа на управляемых вентилях.

Формы кривых токов и напряжений для преобразователя при одностороннем регулировании приведены на рис. 5.36, б и 5.37, б.

В отличие от несимметричного одномостового преобразователя в двухмостовом преобразователе в токе питающей сети отсутствуют четные гармоники, т. е. в нем устранен основной недостаток несимметричного регулирования.

Такой же результат получается и при последовательном соединении двух мостов.

Формулы, характеризующие двухмостовой параллельный преобразователь, принимают вид:

$$\left. \begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \\
 I_{1(i)m} &= n \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \alpha, \\
 \cos \varphi &= \cos \frac{\alpha}{2}, \\
 P_1 &= \frac{6}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \cos^2 \frac{\alpha}{2}, \\
 Q_1 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \sin \alpha, \\
 S_1 &= \frac{6}{\pi} \sqrt{3} E_{2m} I_d \cos \frac{\alpha}{2}, \\
 I_1 &= 2I_d \sqrt{\frac{2}{3}} n \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{4\pi}} \quad \left(\text{при } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \right), \\
 I_1 &= 2I_d \sqrt{\frac{2}{3}} n \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi}} \quad \left(\text{при } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3} \right), \\
 I_1 &= 2I_d \sqrt{\frac{2}{3}} n \sqrt{\frac{3}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi}} \quad \left(\text{при } \frac{2\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \right),
 \end{aligned} \right\} (5.97)$$

где I_d — ток одного моста.

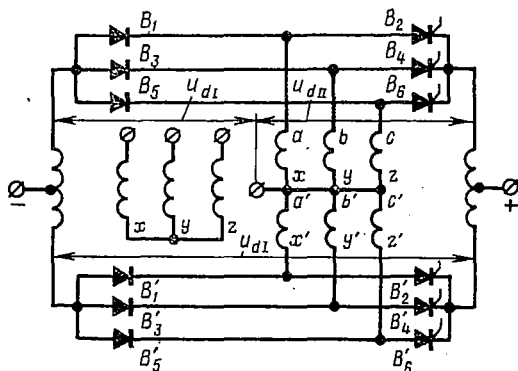


Рис. 5.39. Двухмостовой несимметричный преобразователь

Действующие значения токов получены обычным способом исходя из кривых рис. 5.37, б. Эти зависимости проиллюстрированы рис. 5.38, б.

Сравнивая показатели симметричного (см. рис. 5.38, а) и несимметричного (рис. 5.38, б) преобразователей, отметим, что при симметричном регулировании с увеличением глубины регулирования выпрямленного напряжения реактивная мощность все время возрастает, достигая наибольшего значения активной мощности преобразователя.

При $\alpha = \frac{\pi}{2}$ среднее значение напряжения на стороне постоянного тока равно нулю. Мгновенные значения этого напряжения отличны

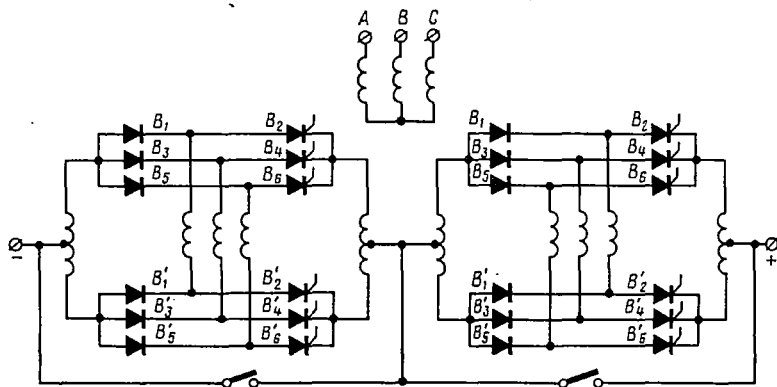


Рис. 5.40. Четырехмостовой несимметричный преобразователь

от нуля. Напряжение, запираемое вентилями при $\alpha = \frac{\pi}{2}$, наиболее неблагоприятно по форме и по величине.

Если в процессе регулирования постоянный ток поддерживается неизменным, то трансформатор все время оказывается полностью загруженным, так как полная мощность его остается неизменной.

При несимметричном или одностороннем регулировании, когда изменяются углы регулирования только у половины вентилей, с увеличением глубины регулирования реактивная мощность также увеличивается, но медленнее, чем в первом случае, достигает максимума, а затем уменьшается до нулевого значения. Максимальная реактивная мощность не превышает половины наибольшего значения активной мощности. Когда среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю ($\alpha = \pi$), равны нулю и его мгновенные значения, а также реактивная и полная мощность трансформатора. Это состояние является как бы холостым ходом для трансформатора. Постоянный ток проходит в схеме, минуя трансформатор. Таким образом, этот наиболее зарегулированный режим является и наиболее спокойным режимом.

Коэффициент искажения первичного тока при несимметричном регулировании в двухмостовом преобразователе в начале интервала

лучше, чем при симметричном регулировании. При $\alpha = \frac{\pi}{6}$ в кривой тока первичной обмотки исчезают 5-я и 7-я (наиболее значительные по величине) гармоники и кривая тока приближается к синусоиде. Только при глубоком регулировании, когда $\alpha > \frac{2\pi}{3}$, коэффициент искажения заметно снижается, но здесь потребляемая мощность становится малой.

Изложенное выше показывает, что одностороннее регулирование является эффективным средством улучшения коэффициента мощности регулируемых преобразовательных установок.

Увеличивая число мостов, можно добиться дальнейшего улучшения коэффициента мощности. На рис. 5.38, б приведены характеристики четырехмостового несимметричного преобразователя, схема которого изображена на рис. 5.40.

При рассмотрении работы несимметричных преобразователей предполагалось, что $x_a = 0$. При $x_a \neq 0$ результаты количественно несколько изменяются за счет появления угла восстановления запираемых свойств вентиля δ и угла коммутации γ , но качественно картина остается прежней.

Несимметричный сдвоенный шестифазный преобразователь

Аналогией несимметричного мостового преобразователя, преобразователя последовательного вида, являются преобразователи параллельного вида с перемежающимися углами регулирования.

Схема таких преобразователей ничем не отличается от обычных (рис. 5.41). Различие заключается в способе регулирования.

Отличительной особенностью рассматриваемого несимметричного регулирования является установление для всех вентилях двух углов регулирования α_1 и α_2 , чередующихся через период (рис. 5.42).

Обозначив $\alpha_2 - \alpha_1 = \alpha_0$, заметим, что длительность работы вентиля в одном периоде равна $\frac{2\pi}{3} - \alpha_2 + \alpha_1$, а в другом $\frac{2\pi}{3} - \alpha_1 + \alpha_2$.

При таком перемежающемся угле регулирования среднее значение выпрямленного напряжения у всех элементов преобразователя одинаково, поэтому и возможна их параллельная работа.

Форма кривой вторичного тока i_{11}^I и i_{11}^{II} (рис. 5.42, б и в) питающего трансформатора при рассматриваемом способе регулирования несимметрична, первая гармоника имеет частоту, в два раза меньшую по сравнению с частотой питающей сети. В одном шестифазном преобразователе скомпенсировать эту гармонику не представляется возможным (ток $i_1^I + i_1^{II}$ на рис. 5.42, д).

Наличие двух шестифазных преобразователей при сдвиге углов их управления на 2π позволяет устранить гармонику половинной частоты и получить симметричную форму кривой первичного тока ($i_1 = i_1^I + i_1^{II} + i_1^{III} + i_1^{IV}$ на рис. 5.42, ж).

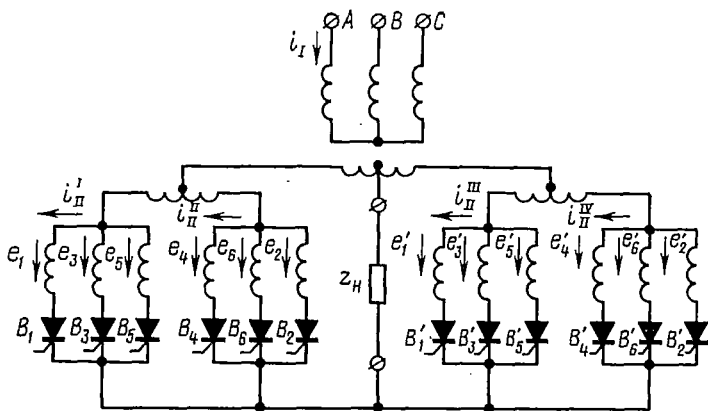


Рис. 5.41. Несимметричный сдвоенный шестифазный преобразователь

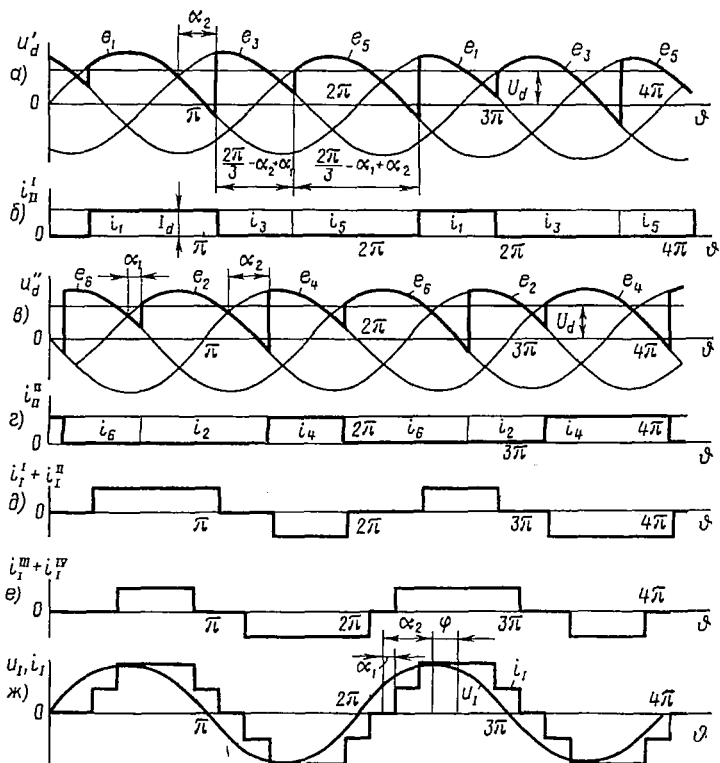


Рис. 5.42. Напряжения и токи в элементах сдвоенного шестифазного преобразователя при перемежающихся углах регулирования:

a — выпрямленное напряжение первого элемента; *б* — ток вентилях первого элемента; *в* — выпрямленное напряжение второго элемента; *г* — ток вентилях второго элемента; *д* — составляющие первичного тока от первого и второго элементов; *е* — составляющие первичного тока от третьего и четвертого элементов; *ж* — суммарный первичный ток

Расчетные формулы сдвоенного шестифазного несимметричного преобразователя точно такие же, как и для двухмостового несимметричного преобразователя.

У этого преобразователя также возможен частный режим, когда $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = \alpha \neq 0$. В последнем случае половина вентиля преобразователя могут быть неуправляемыми.

Ступенчатые несимметричные преобразователи

Ступенчатые преобразователи разрабатывались [49] с той же целью, что и другие несимметричные преобразователи — для уменьшения потребляемой реактивной мощности при глубоком регулировании выпрямленного напряжения.

Рассмотрим один из преобразователей этого класса (рис. 5.43), который можно назвать четырехэлементным, так как в нем имеется четыре отдельных трехфазных преобразователя.

При совмещении питающих обмоток преобразователей попарно (рис. 5.43, б) схема ступенчатого преобразователя упрощается.

Ступенчатые преобразователи отличаются от мостовых преобразователей тем, что отдельные преобразователи питаются напряжениями разных величин.

В ступенчатом преобразователе часть вентиля или все вентили могут быть управляемыми. Если все вентили управляемые, то во всех элементах допустимо регулирование напряжения, и элементы могут работать как в выпрямительном, так и в инверторном режиме.

Пусть максимальные напряжения (при $\alpha = 0$) на стороне постоянного тока отдельных преобразователей находятся в отношении:

$$U_{am}^I : U_{dm}^{II} : U_{dm}^{III} : U_{dm}^{IV} = 6 : 3 : 2 : 1$$

(отношение может быть любым другим). Тогда

$$U_{am} = U_{dm}^I + U_{dm}^{II} + U_{dm}^{III} + U_{dm}^{IV} = 12U_{dm}^{IV}.$$

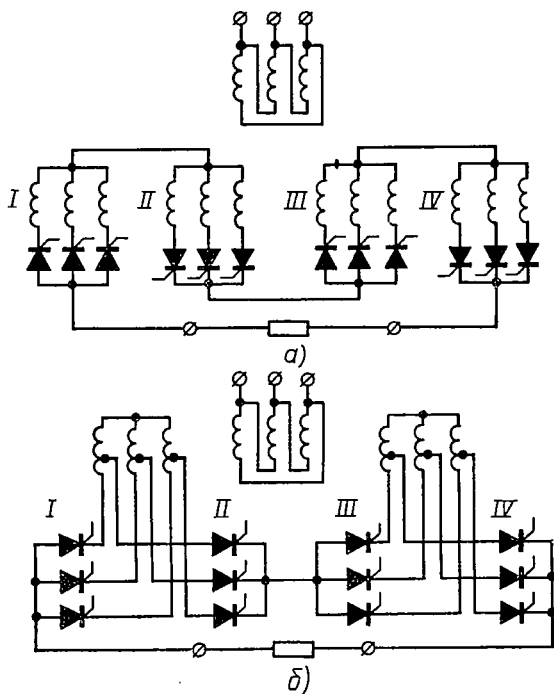


Рис. 5.43. Четырехэлементный ступенчатый несимметричный преобразователь:

а — с разобными обмотками; б — с совмещенными обмотками

На рис. 5.44 приведены регулировочные характеристики четырехэлементного ступенчатого преобразователя, соответствующие одному из возможных вариантов регулирования суммарного напряжения от U_{dm} до 0.

На характеристиках отчетливо выделяются четыре участка регулирования.

Первый участок соответствует регулированию только в четвертом преобразователе; угол регулирования его α_{IV} возрастает от 0 до π . При $\alpha_{IV} = \pi$ этот элемент преобразователя работает в чисто инверторном режиме и напряжение на нем отрицательное: $U_d^{IV} = -U_{dm}^{IV}$.

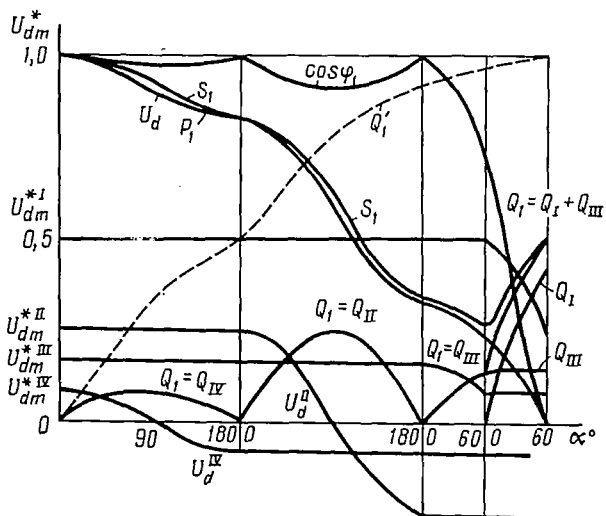


Рис. 5.44. Регулировочные характеристики четырехэлементного ступенчатого преобразователя

Общее напряжение снижено до $\frac{10}{12} U_{dm}$. Реактивная мощность потребляется только четвертым элементом: $Q_I = Q_{IV}$.

На втором участке регулированию подвергается второй преобразователь, его угол α_{II} также увеличивается от 0 до π . В конце участка второй элемент, находясь в чисто инверторном режиме, дополнительно снижает общее напряжение до $\frac{4}{12} U_{dm}$. Реактивная мощность на этом участке потребляется только вторым элементом: $Q_I = Q_{II}$.

На третьем участке регулируется только третий элемент. Напряжение его снижается до величины, при которой суммарное напряжение на элементах III и IV падает до нуля; принципиально эта половина преобразователя может быть отключена. Угол регулирования этого преобразователя α_{III} увеличивается от 0 до $\frac{\pi}{3}$. Реактивная мощность на этом участке потребляется только третьим преобразователем: $Q_I = Q_{III}$.

На четвертом участке регулируется первый элемент. Для снижения общего напряжения до нуля его угол регулирования α_I следует

увеличивать от 0 до $\frac{\pi}{3}$. Реактивная мощность на этом участке потребляется первым и третьим элементами: $Q_1 = Q_I + Q_{III}$.

На рис. 5.44 приведена кривая $\cos \varphi_1$ преобразователя в целом, а также кривая реактивной мощности Q'_1 , соответствующая симметричному регулированию (при одинаковых с несимметричным глубинах регулирования напряжения).

Из рис. 5.44 видно, что $Q'_1 \gg Q_1$, т. е. реактивная мощность, потребляемая ступенчатым преобразователем, значительно меньше мощности, потребляемой одним эквивалентным преобразователем при симметричном регулировании.

Отметим, что последовательность регулирования можно выбрать другой, при этом характеристика изменит свой вид и участки элементов могут поменяться местами.

По-видимому, участки регулирования целесообразно располагать так, чтобы минимальная потребляемая реактивная мощность соответствовала наибольшей длительности работы преобразователя в зарегулированном режиме.

Таким образом, ступенчатые преобразователи работают с улучшенным коэффициентом сдвига. Однако им присущ тот же существенный недостаток, что и одноставовому преобразователю при одностороннем регулировании: коэффициент искажения недостаточно высок, кроме того, появляются четные высшие гармоники в первичном токе.

Несимметричный преобразователь с несимметричной трехфазной системой питающего напряжения

Схема преобразователя приведена на рис. 5.45, а. Преобразователи этого вида предложены [50] для питания потребителей, требующих регулирования напряжения в широких пределах при использовании в преобразователях неуправляемых полупроводниковых вентилей.

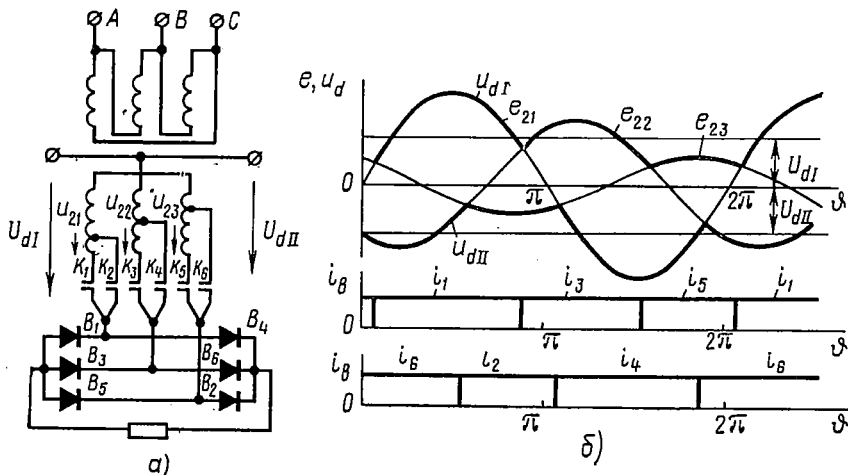


Рис. 5.45. Преобразователь с несимметричными напряжениями:

а — принципиальная схема; б — временные диаграммы напряжений и токов

Регулирование осуществляется переключением вентилях при помощи контакторов на систему трехфазного напряжения различной несимметрии.

В рассматриваемом примере шесть контакторов позволяют подводить 26 систем несимметричных напряжений — одна из которых приведена на рис. 5.45, б. Каждой несимметричной системе напряжений соответствует свое значение выпрямленного напряжения. Таким образом, в преобразователе можно установить 26 ступеней регулирования. При таком регулировании коэффициент мощности всегда высок. Недостатки этого способа регулирования: 1) невысокий коэффициент искажения; 2) наличие в цепи механических прерывателей — контакторов, хотя и работающих в облегченных условиях (они не прерывают тока нагрузки преобразователя), но все же недостаточно надежных и быстродействующих аппаратов.

Двухмостовой компенсационный преобразователь с несимметричным управлением

Установленную мощность можно увеличить путем параллельного соединения двух или более мостовых схем. В качестве примера рассмотрим двухмостовую схему с одним коммутирующим звеном (рис. 5.46) и двухмостовую схему с параллельно включенными конденсаторами (рис. 5.47).

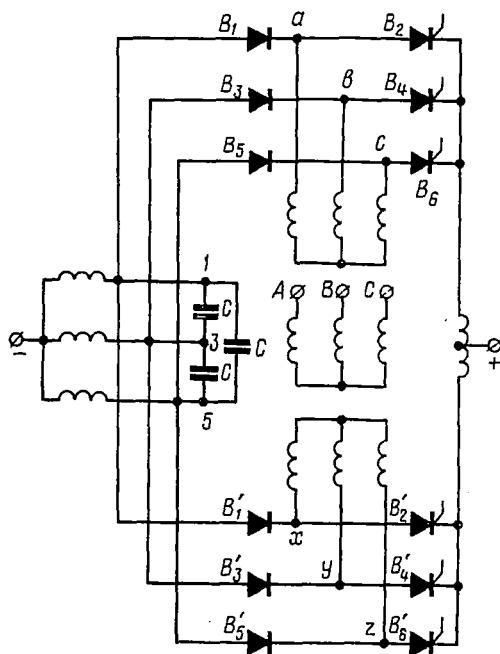


Рис. 5.46. Двухмостовой компенсационный преобразователь с одним коммутирующим звеном

Преобразователь рис. 5.46 можно представить в виде последовательно соединенных обычного двойного трехфазного преобразователя с уравнительным реактором и компенсационного преобразователя.

Коммутирующие конденсаторы компенсационной (анодной) части схемы обеспечивают опережающий угол регулирования. Величина угла регулирования в неуправляемом режиме зависит от емкости коммутирующих конденсаторов и тока нагрузки.

Угол регулирования обычной (катодной) части определяется в этом режиме моментом начала естественной коммутации токов в вентилях.

Наклон внешней характеристики преобразователя тем больше, чем меньше емкость коммутирующих конденсаторов, поэтому при

одном и том же токе нагрузки в преобразователе можно получить различные значения выпрямленного напряжения. Таким образом, конденсаторы не только служат для компенсации реактивной мощности, но и выполняют функцию управляющего звена.

Если требуется регулирование выходного напряжения в широких пределах, преобразователь выполняется на управляемых вентилях, причем для повышения коэффициента мощности регулирование целесообразно осуществлять лишь на стороне обычной части преобразователя. Компенсационная часть преобразователя при этом работает в неуправляемом режиме. При таком регулировании в первичном токе отсутствуют четные гармоники, а питающий трансформатор разгружается, поскольку в течение части периода ток нагрузки протекает по вентилям, минуя трансформатор.

При изменении угла регулирования обычной части преобразователя в пределах $0 \leq \alpha \leq \pi$ напряжение на стороне постоянного тока плавно изменяется от максимального значения до нуля. В процессе регулирования режим обычной части преобразователя изменяется с выпрямительного на инверторный.

В преобразователе рис. 5.46 эффективно используются коммутирующие конденсаторы, обеспечивающие генерирование реактивной мощности, величина которой в номинальном режиме в 3—4 раза превышает установленную мощность конденсаторов. Однако при уменьшении тока нагрузки уменьшается и генерируемая реактивная мощность, так что использование преобразователя эффективно в тех случаях, когда нагрузка большую часть рабочего цикла близка к номинальной.

Если нагрузка ниже номинальной, а сеть переменного тока нуждается в реактивной мощности, более целесообразно использовать двухмостовой преобразователь с параллельно включенными конденсаторами (рис. 5.47). В нем также одна половина является неуправляемой, а угол регулирования другой половины изменяется в пределах $0 \leq \alpha \leq \pi$.

В таком двухмостовом преобразователе, кроме основных контуров коммутации, образуются контуры свободных колебаний, в которые

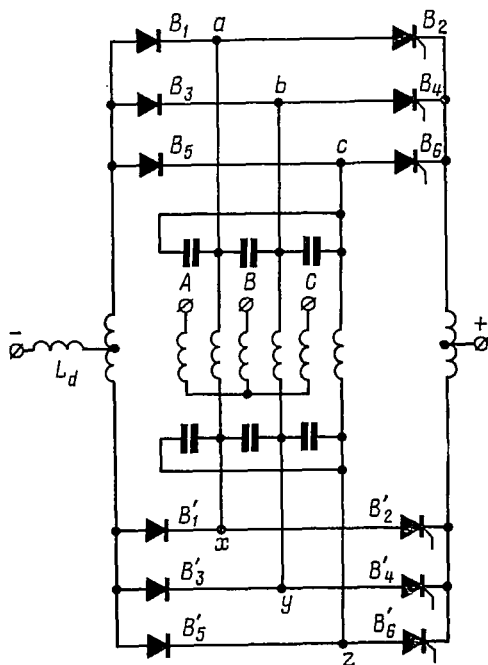


Рис. 5.47. Двухмостовой компенсационный преобразователь с параллельно включенными конденсаторами

входят коммутирующие конденсаторы и индуктивности рассеяния силового трансформатора и питающей сети. При достаточно малых токах нагрузки, когда коммутация тока в вентилях происходит мгновенно, выпрямительные мосты могут быть представлены по отношению к колебательным контурам как источники тока прямоугольной формы. Расчет токов и напряжений в преобразователе выполняется по методу наложения действия этих источников тока и источников э. д. с. питающего трансформатора.

Двухмостовые компенсационные преобразователи (рис. 5.46 и 5.47) могут работать как инверторы, ведомые сетью, и как автономные инверторы с симметричным и несимметричным регулированием.

§ 5.14. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ РЯДА СХЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В данном параграфе приводится табл. 5.1 с основными расчетными параметрами в относительных единицах ряда схем управляемых выпрямителей, имеющих практическое значение. Параметры получены на основе анализа электромагнитных процессов в приведенных схемах при фиксированных углах регулирования, изменяющихся в пределах от $\alpha = 0$ до $\alpha = \pi$.

Регулирование напряжения в схемах осуществляется с помощью тиристоров, включаемых либо непосредственно в вентильный блок, либо в цепь нагрузки. Применение вспомогательных диодов, шунтирующих активно-индуктивную нагрузку, позволяет несколько улучшить коэффициент мощности выпрямителей при глубоком регулировании выпрямленного напряжения. Это обусловлено возникновением нулевого контура, образуемого вспомогательным диодом и цепью нагрузки при снижении выпрямленного напряжения до нуля, что позволяет потребителям частично использовать энергию магнитного поля сглаживающего дросселя.

§ 5.15. АНОМАЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Виды аномальных режимов работы полупроводниковых преобразователей

К аномальным режимам работы полупроводниковых преобразователей (выпрямителей и инверторов) относят: 1) внешние короткие замыкания на стороне переменного и постоянного тока; 2) нарушение вентильных свойств полупроводникового вентиля, т. е. потерю способности вентиля выдерживать обратные напряжения; 3) нарушение запирающих свойств полупроводникового вентиля в прямом направлении; 4) пропуск включения отдельных полупроводниковых вентилях (тиристоров), возникающий в результате нарушения работы системы управления.

В выпрямителях первые два вида аномальных режимов работы сопровождаются возникновением сверхтоков и перенапряжений во

всех силовых элементах, поэтому они являются тяжелыми аварийными режимами. Вторые два вида аномальных режимов в выпрямителях вызывают ухудшение формы кривой выпрямленного напряжения, перегрузку отдельных вентилях по току, что может привести к пробоем вентиля.

В инверторах все четыре вида аномальных режимов приводят к опрокидыванию инвертора, т. е. к тяжелому аварийному режиму.

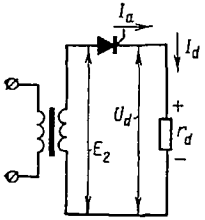









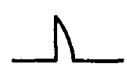
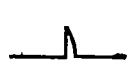
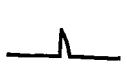
Для предотвращения повреждений элементов преобразователей при аномальных режимах работы в них предусматриваются специальные защитные устройства. Наиболее опасны аварийные режимы для полупроводниковых вентилях, перенапряжения и сверхтоки в которых недопустимы.

Перенапряжения. Перенапряжения на вентилях имеют место не только при тяжелых аварийных режимах, но и в обычных режимах. Это объясняется тем, что электрические цепи с вентилями, как правило, содержат реактивные элементы в виде дросселей и конденсаторов, в которых происходит колебание энергии в период коммутации тока с одного вентиля на другой. Так как обычным режимом работы вентилях в преобразователях является режим коммутации, в схеме все время имеют место переходные процессы, сопровождающиеся резким изменением энергии, накопленной в дросселях и конденсаторах. Вследствие этого на элементах схемы могут возникнуть значительные коммутационные перенапряжения, представляющие опасность для полупроводниковых вентилях и других элементов. Поэтому для уменьшения перенапряжений в контурах с вентилями необходимо предусматривать низкоомные цепи, способные быстро поглотить энергию свободного режима, либо другие специальные меры, способствующие уменьшению амплитуды напряжения переходного процесса.

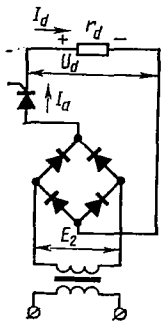
Перенапряжения в схеме с вентилями возникают также при различного рода включениях, отключениях, переключениях в схеме с помощью специальных переключающих устройств, контакторов, реле и др. Чтобы уменьшить подобные перенапряжения, необходимо обеспечить правильный выбор местоположения переключающих элементов и соответствующую последовательность их переключения, выбор оптимальной скорости прерывания тока, использование специальных разрядников, снимающих перенапряжение, и др. [4].

Сверхтоки. Четырехслойные полупроводниковые кремниевые приборы обладают низкой теплоемкостью, поэтому их перегрузочная способность невысокая. Это объясняется тем, что в процессе изготовления вентилях имеется тенденция к интенсивному использованию $p-n$ -переходов путем повышения плотности тока при усиленном теплоотводе.

Перегрузочная способность вентиля определяется предельной температурой нагрева $p-n$ -переходов и допустимым числом циклов изменения температуры от предельно допустимой до минимальной величины.

Схема выпрямителя	Угол регулирования, α , град	Цепь нагрузки				Цепь тиристора				Трансформатор	
		Форма выпрямленного напряжения	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{U_d(\text{эфф})}{E_2}$	$K_\Phi = \frac{U_d(\text{эфф})}{U_d(\text{ср})}$	Форма выпрямленного тока	$\frac{I_a}{I_{am}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I}{I_d}$	$\frac{U_{B \max}}{E_2}$	$\frac{S_1}{P_d} = \frac{E_{1\Phi} I_1}{U_d I_d}$
<p>Однофазный однополупериодный. Нагрузка активная</p> 	0		0,45	0,707	1,57		0,313	1,57	1,41	2,69	3,49
	30		0,420	0,698	1,66		0,297	1,66	1,41		3,96
	60		0,338	0,635	1,88		0,239	1,88	1,41		5,66
	90		0,225	0,508	2,26		0,159	2,26	1,41		10,0
	120		0,109	0,302	2,78		0,092	2,78	1,41		25,5
	150		0,03	0,12	3,99		0,043	3,99	1,41		133

Однофазный мостовой с тиристором в цепи. Нагрузка активная











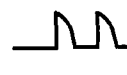

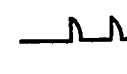
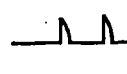
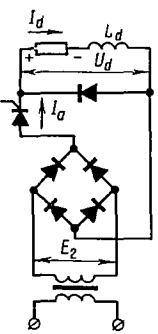
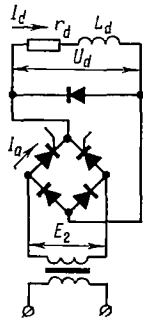









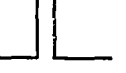
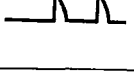

0		0,9	1	1,11		0,64	1	1,11	0	1,32	1,23
30		0,84	0,99	1,17		0,59	1	1,17	0	1,39	1,39
60		0,68	0,9	1,2		0,58	1	1,23	0	1,97	1,97
90		0,45	0,71	1,57		0,32	1	1,57	0	3,49	3,49
120		0,23	0,45	1,97		0,18	1	1,97	0	8,82	8,82
150		0,06	0,17	2,82		0,1	1	2,82	0	47	47

Схема выпрямителя	Угол регулирования α , град	Цепь нагрузки				Цепь тиристора				Трансформатор	
		Форма выпрямленного напряжения	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{U_d(\text{эфф})}{E_2}$	$K_\phi = \frac{U_d(\text{эфф})}{U_d(\text{ср})}$	Форма выпрямленного тока	$\frac{I_a}{I_{am}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I}{I_d}$	$\frac{U_{n \max}}{E_2}$	$\frac{S_1}{P_d} = \frac{E_{1\phi} I_1}{U_d I_d}$
<p>Однофазный мостовой с тиристором в цепи нагрузки. Нагрузка активно-индуктивная</p> 	0		0,9	1	1,11		1	1	0	1,11	1,11
	30		0,84	0,99	1,17		0,83	1,11	0	1,07	1,07
	60		0,68	0,90	1,33		0,67	1,22	0	1,21	1,21
	90		0,45	0,71	1,57		0,50	1,41	0	1,57	1,57
	120		0,23	0,45	1,97		0,33	1,73	0	2,68	2,68
	150		0,06	0,17	2,82		0,17	2,45	0	6,7	6,7

Однофазный мостовой с двумя тиристорами в блоке выпрямления. Нагрузка активная

0		0,9	0,1	1,11		0,32	0,5	0,79	1,41	1,24	1,24
30		0,84	0,99	1,17		0,3	0,5	0,83	1,41	1,39	1,39
60		0,68	0,9	1,33		0,24	0,5	0,94	1,41	1,97	1,97
90		0,45	0,71	1,57		0,16	0,5	1,11	1,41	3,49	3,49
120		0,23	0,45	1,97		0,09	0,5	1,39	1,23	8,82	8,82
150		0,06	0,17	2,82		0,04	0,5	1,98	0,71	47	47

Схема выпрямителя	Угол регулирования α , град	Цепь нагрузки				Цепь тиристора				Трансформатор		
		Форма выпрямленного напряжения	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{U_d(\text{эфф})}{E_2}$	$K_\Phi = \frac{U_d(\text{эфф})}{U_d(\text{ср})}$	Форма выпрямленного тока	$\frac{I_a}{I_{am}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I}{I_d}$	$\frac{U_{B \max}}{E_2}$	$\frac{S_1}{P_d} = \frac{E_{2\phi} I_1}{U_d' I_d}$	$\frac{S_2}{P_d} = \frac{E_{2\phi} I_1}{U_d' I_d}$
<p>Однофазный, мостовой с двумя тиристорами в блоке выпрямления. Нагрузка активно-индуктивная</p> 	0		0,90	1	1,11		0,5		0,71	1,41	1,11	1,11
	30		0,84	0,99	1,17		0,42		0,77	1,41	1,09	1,09
	60		0,68	0,9	1,33		0,33		0,87	1,41	1,21	1,21
	90		0,45	0,71	1,57		0,25	1	1,41	1,57	1,57	1,57
	120		0,27	0,41	1,97		0,17		1,22	1,41	2,53	2,53
	150		0,06	0,17	2,82		0,08		1,73	1,41	6,41	6,41

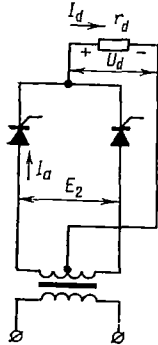









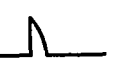
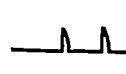
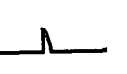
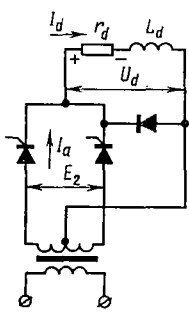
<p>Однофазный двухполупериодный с нулевым выводом. Нагрузка активная</p> 	0		0,45	0,50	1,11		0,32	0,50	0,79	1,41	1,24	1,75
	30		0,42	0,49	1,17		0,30	0,50	0,83	1,41	1,39	1,97
	60		0,34	0,45	1,33		0,24	0,50	0,94	1,41	1,97	2,79
	90		0,23	0,35	1,57		0,16	0,50	1,11	1,41	3,49	4,94
	120		0,11	0,22	1,97		0,09	0,50	1,41	1,23	8,82	12,5
	150		0,03	0,08	2,82		0,04	0,50	1,98	0,71	47	66,4

Схема выпрямителя	Угол регулирования α , град	Цепь нагрузки				Цепь тиристора				Трансформатор	
		Форма выпрямленного напряжения	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{U_d(\text{эфф})}{E_2}$	$K_\Phi = \frac{U_d(\text{эфф})}{U_d(\text{ср})}$	Форма выпрямленного напряжения	$\frac{I_a}{I_{am}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I}{I_d}$	$\frac{U_{Bmax}}{E_2}$	$\frac{S_1}{P_d} = \frac{E_{1\Phi} I_1}{U_d I_d}$
<p>Однофазный двухполупериодный с нулевым выводом. Нагрузка активно-индуктивная</p> 	0		0,45	0,50	1,11		0,50	0,71	1,41	1,11	1,57
	30		0,42	0,49	1,17		0,42	0,78	1,41	1,09	1,54
	60		0,34	0,45	1,20		0,33	0,87	1,41	1,21	1,71
	90		0,23	0,36	1,57		0,25	1,00	1,41	1,57	2,22
	120		0,01	0,21	1,97		0,17	1,22	1,23	2,53	3,58
	150		0,03	0,09	2,92		0,08	1,73	0,71	6,41	9,06

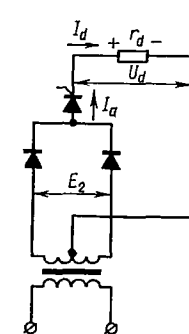
<p>Однофазный с нулевым выводом и тиристором в цепи нагрузки. Нагрузка активная</p> 	0		0,45	0,50	1,11		0,64	1,00	1,11	0	1,24	1,75
	30		0,42	0,49	1,17		0,59	1,00	1,17	0	1,38	1,95
	60		0,34	0,45	1,20		0,58	1,00	1,20	0	1,77	2,50
	90		0,23	0,36	1,57		0,32	1,00	1,57	0	3,49	4,49
	120		0,01	0,21	1,97		0,18	1,00	1,97	0	9,05	12,8
	150		0,03	0,09	2,82		0,09	1,00	2,82	0	47	66,4

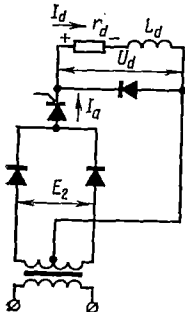










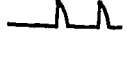

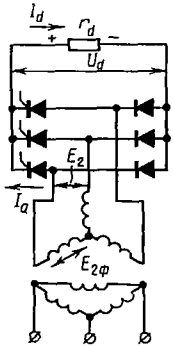
Схема выпрямителя	Угол регулирования α , град	Цепь нагрузки				Цепь тиристора				Трансформатор	
		Форма выпрямленного напряжения	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{U_d(\text{эфф})}{E_2}$	$K_\Phi = \frac{U_d(\text{эфф})}{U_d(\text{ср})}$	Форма выпрямленного тока	$\frac{I_a}{I_{am}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I}{I_d}$	$\frac{U_{B \max}}{E_2}$	$\frac{S_1}{P_d} = \frac{E_1 \Phi I_1}{U_d I_d}$
<p>Однофазный с нулевым выводом и тиристором в цепи нагрузки. Нагрузка активно-индуктивная</p> 	0		0,45	0,50	1,11		1,00	1,00	0	1,11	1,57
	30		0,42	0,49	1,17		0,83	1,11	0	1,09	1,54
	60		0,34	0,45	1,20		0,67	1,22	0	1,21	1,71
	90		0,23	0,36	1,57		0,50	1,41	0	1,57	2,22
	120		0,11	0,21	1,97		0,33	1,73	0	2,53	3,58
	150		0,03	0,91	2,82		0,17	2,45	0	6,41	9,06

Схема выпрямителя	Угол регулирования α , град	Цепь нагрузки				Цепь тиристора				Трансформатор		
		Форма выпрямленного напряжения	$\frac{U_d}{E_2}$	$\frac{U_d(\text{эфф})}{E_2}$	$\frac{K_{\phi} = U_d(\text{эфф})}{U_d(\text{ср})}$	Форма выпрямленного тока	$\frac{I_a}{I_{aT}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I}{I_d}$	$\frac{U_{B \max}}{E_2}$	$\frac{S_1}{P} = \frac{3E_2^d}{3E_2^d I_{\phi} I_1} = \frac{U_d I_d}{U_d I_d}$	$\frac{S_2}{P} = \frac{3E_2^d}{3E_2^d \phi^2 I_2} = \frac{U_d I_d}{U_d I_d}$
<p>Трехфазный мостовой с несимметричным управлением (3 тиристора). Нагрузка активная</p> 	0		1,35	1,35	1,00		0,32	0,33	0,58	0,41	1,05	1,05
	30		1,26	1,28	1,02		0,30	0,33	0,58	1,41	1,13	1,13
	60		1,01	1,07	1,06		0,24	0,33	0,62	1,41	1,48	1,48
	90		0,68	0,35	1,25		0,16	0,33	0,73	1,41	2,70	2,70
	120		0,34	0,53	1,58		0,09	0,33	1,11	1,22	4,80	4,80
	150		0,09	0,21	2,31		0,04	0,33	1,35	7,07	9,18	9,18

Температура p - n -перехода определяется мощностью потерь и условиями охлаждения, которые в свою очередь зависят от среднего значения тока в вентиле, величины прямого падения напряжения на вентиле, формы тока и теплового сопротивления вентиля.

Допустимое число циклов изменения температуры связано с изнашиванием четырехслойной структуры вследствие возникновения механических усилий, стремящихся изменить размеры структуры при перепадах температур. Ввиду низкой теплоемкости и структурного износа от чрезмерного нагрева для полупроводниковых вентилях недопустимы перегрузки по току, которые могут возникнуть из-за аномального режима работы преобразователя (короткое замыкание) или пробоя одного из вентилях, в результате чего перегружаются остальные вентилях преобразователя. Поэтому необходимо предусматривать защиту полупроводниковых вентилях от перегрузок, вызванных сверхтоками.

Защита от сверхтоков может осуществляться с помощью различных устройств в зависимости от характера перегрузки. Если перегрузки возникают при наличии в схеме достаточных индуктивных сопротивлений, ограничивающих нарастание тока в течение нескольких периодов, то необходимая защита может быть выполнена в виде плавких предохранителей и контакторов; может быть также применена защита, в которой используются запирающие характеристики тиристора. В последнем случае при установлении обратной связи с нагрузкой управляющий сигнал может быть снят с тиристора, в результате чего тиристор надежно запирается в течение последующего цикла после возникновения аварийного режима.

Если перегрузка вентиля возникает при наличии незначительных индуктивных сопротивлений в схеме (режим глухого короткого замыкания на выходе преобразователя или внутреннего короткого замыкания вследствие пробоя вентиля), в результате чего сверхток достигает максимальной величины в течение одного полупериода, то необходимо применять быстродействующие защитные устройства, способные прервать ток прежде, чем он достигнет опасного значения, т. е. в течение небольшой доли полупериода. Для этой цели применяют специальные быстроплавкие предохранители, срабатывающие в течение нескольких миллисекунд, а также различные быстродействующие автоматические выключатели.

Внешние короткие замыкания в выпрямителях

Аварийные режимы в преобразователях электрического тока можно исследовать различными методами. Наиболее распространенными являются кусочно-припасовочный метод и метод гармонического анализа. Применим также метод эквивалентного источника э. д. с. [27], являющийся наиболее общим. Он позволяет определить число вентилях, одновременно пропускающих ток при аварийном режиме, что в свою очередь дает возможность без особых затруднений составить эквивалентные расчетные схемы для данного режима.

Сущность метода заключается в замене вентилях эквивалентными источниками э. д. с. на основе теоремы о компенсации. При этом закономерности изменения эквивалентных э. д. с. должны точно повторять закономерности изменения напряжений на вентилях преобразователя, работающего в исследуемом режиме.

В преобразователе электрического тока все элементы, кроме вентилях, можно считать линейными, поэтому замена вентилях эквивалентными источниками э. д. с. дает возможность составлять расчетные схемы преобразователя с синусоидальными (внешние источники) и несинусоидальными (вместо вентилях) источниками э. д. с. и линейными пассивными элементами.

Такие схемы следует рассчитывать как обычные линейные цепи с несинусоидальными э. д. с. и токами, т. е. по отдельным гармоническим составляющим.

Применяя метод эквивалентного источника э. д. с. к анализу как номинальных режимов, так и симметричных аварийных режимов выпрямителей, получаем, что среднее значение напряжения на нагрузке равно сумме средних значений напряжений на элементах анодной цепи (вентильх и обмотках трансформатора). При глухом симметричном коротком замыкании среднее значение напряжения на нагрузке равно нулю, поэтому баланс напряжений в эквивалентной схеме по постоянной составляющей будет определяться равенством по абсолютному значению среднего падения напряжения на активных сопротивлениях схемы Δu_a (обусловленного потерями в контурах коммутации — в вентилях и обмотках анодного трансформатора) и среднего значения обратного напряжения на вентилях:

$$\int_0^{2\pi-\theta} \Delta u_a d\vartheta + \int_{2\pi-\theta}^{2\pi} u_{обр} d\vartheta = 0. \quad (5.98)$$

Если пренебречь потерями в контурах коммутации ($\Delta u_a = 0$), то среднее значение обратного напряжения на вентильх при идеальном режиме короткого замыкания выпрямителя будет равно нулю, что возможно, если в кривой обратного напряжения вентиля равны нулю как положительные, так и отрицательные значения напряжения.

При этом число одновременно работающих вентилях в схеме равно числу независимых уравнений, составленных для определения токов в вентилях.

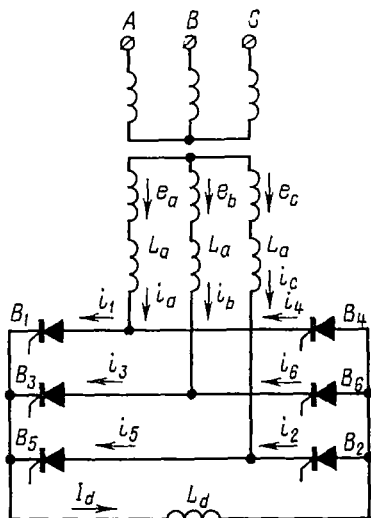
Зная число одновременно работающих вентилях, можно определить число сочетаний для одновременно работающих вентилях исследуемой схемы, причем каждому сочетанию, имеющему место в течение определенного интервала времени, соответствует определенная эквивалентная схема.

Таким образом, при расчете аварийного режима преобразователя необходимо составить и рассчитать несколько эквивалентных схем с учетом граничных условий для отдельных интервалов времени, режимы которых представлены этими схемами.

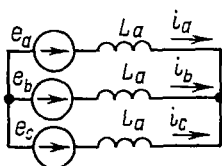
В качестве примера рассмотрим идеальный режим внешнего короткого замыкания в выпрямителе с полупроводниковыми вентилями, собранном по трехфазной мостовой схеме. Пренебрегая потерями в вентилях и анодном трансформаторе и полагая индуктивность сглаживающего дросселя $L_d = \infty$, получим схему выпрямителя, представленную на рис. 5.48, а.

Токи в вентилях связаны пятью уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} i_1 - i_4 &= i_a, \\ i_3 - i_6 &= i_b, \\ i_5 - i_2 &= i_c, \\ i_1 + i_3 + i_5 &= I_d, \\ i_2 + i_4 + i_6 &= I_d. \end{aligned} \right\} \quad (5.99)$$



а)



б)

Рис. 5.48. Режим внешнего короткого замыкания трехфазного мостового выпрямителя ($r_a = 0$, $L_a \neq 0$, $L_d = \infty$):

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема при трехфазном коротком замыкании

Но независимыми являются только четыре уравнения, так как

$$i_a + i_b + i_c = 0.$$

Поэтому в рассматриваемой схеме одновременно работают по четыре вентиля.

Режим работы схемы симметричный, поэтому каждый вентиль проводит ток в течение одного и того же времени. В течение полного периода в трехфазной мостовой схеме при глухом коротком замыкании возможны шесть различных сочетаний из четырех вентилях. Поэтому продолжительность интервала одновременной работы четырех вентилях равна $\frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$.

Сочетания одновременно работающих вентилях следующие:

B_1, B_3, B_6, B_2 ; B_1, B_3, B_2, B_4 ; B_3, B_5, B_2, B_4 ; B_3, B_5, B_4, B_6 ; B_5, B_1, B_4, B_6 ; B_5, B_1, B_6, B_2 .

Таким образом, в схеме в любой момент времени цепь нагрузки закорочена одновременно работающими последовательно включенными вентилями (либо B_1, B_4 , либо B_3, B_6 , либо B_2, B_5), в результате чего выпрямленное напряжение всегда равно нулю. Равны нулю и напряжения на вентилях, не пропускающих ток, поэтому в схеме нет условий для одновременной работы более чем четырех вентилях. Трансформатор оказывается работающим в режиме трехфазного короткого замыкания (рис. 5.48, б).

Как видно из приведенных сочетаний, каждый вентиль пропускает ток в течение четырех интервалов, т. е. в течение $\frac{4\pi}{3}$.

Для определения закономерности изменения тока в каждом вентиле необходимо составить четыре эквивалентные схемы. Так, например, эквивалентные схемы, необходимые для определения тока в вентиле B_3 , представлены на рис. 5.49.

Закономерности изменения токов трехфазного короткого замыкания во вторичной обмотке анодного трансформатора (рис. 5.49, а) определяются из системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} x_a \frac{di_a}{d\vartheta} &= e_a, \\ x_a \frac{di_b}{d\vartheta} &= e_b, \\ x_a \frac{di_c}{d\vartheta} &= e_c, \end{aligned} \right\} \quad (5.100)$$

где $x_a = \omega L_a$.

Э. д. с. e_a, e_b, e_c изменяются по закону синуса (рис. 5.50), поэтому токи i_a, i_b, i_c изменяются также по закону синуса, причем система токов i_a, i_b, i_c отстает от системы э. д. с. e_a, e_b, e_c на угол $\frac{\pi}{2}$.

Амплитуда токов короткого замыкания во вторичной обмотке трансформатора

$$I_{км} = \frac{E_{2m}}{x_a}. \quad (5.101)$$

Определим закономерность изменения тока i_3 из эквивалентной схемы рис. 5.49, а.

Согласно первому закону Кирхгофа

$$i_3 = I_d - i_a. \quad (5.102)$$

Продифференцировав полученное уравнение и учитывая, что $\frac{di_3}{d\vartheta} = \frac{e_a}{x_a}$, получим $\frac{di_3}{d\vartheta} = -\frac{di_a}{d\vartheta} = -\frac{e_a}{x_a}$, откуда

$$i_3 = - \int_a^{\vartheta} \frac{e_a}{x_a} d\vartheta. \quad (5.103)$$

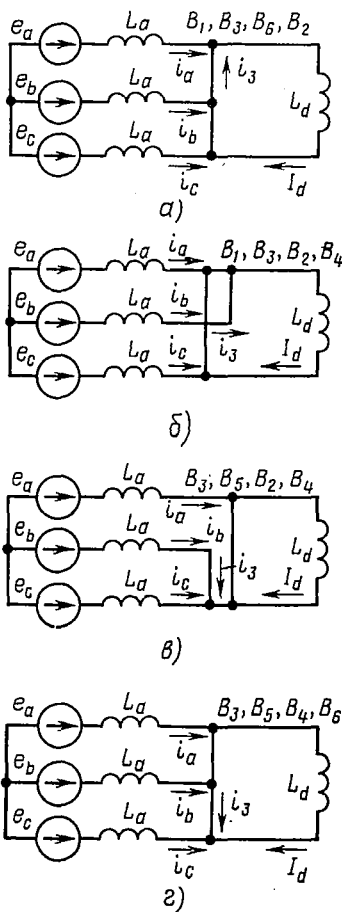


Рис. 5.49. Эквивалентные схемы для определения тока в вентиле B_3

Отсчет временных углов условимся производить согласно рис. 5.50, а. Тогда

$$\left. \begin{aligned} e_a &= -E_{2m} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right), \\ e_b &= E_{2m} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right), \\ e_c &= -E_{2m} \cos \vartheta. \end{aligned} \right\} \quad (5.104)$$

Вентиль B_3 начнет пропускать ток в момент, когда потенциал его анода станет положительным по отношению к потенциалу катода.

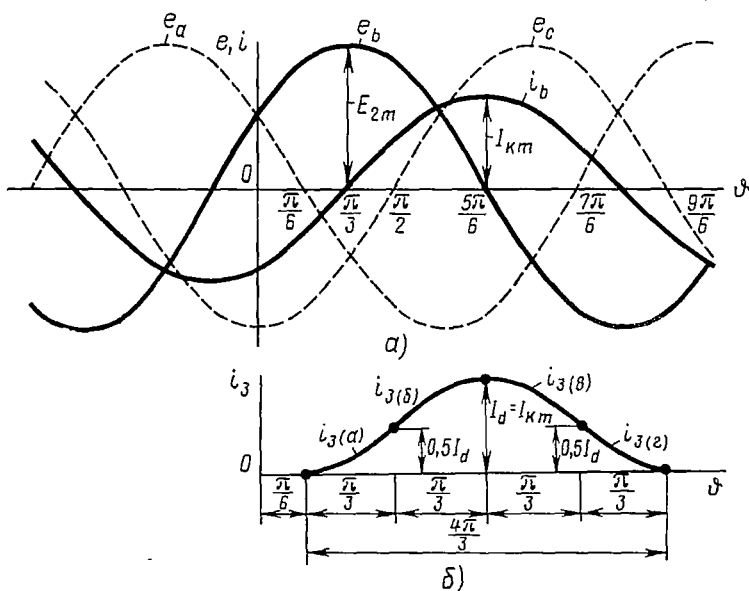


Рис. 5.50. Временные диаграммы э. д. с. и токов при коротком замыкании

Этот момент наступает в точке $\alpha = \frac{\pi}{6}$. Поэтому

$$\begin{aligned} i_{3(a)} &= \frac{E_{2m}}{x_a} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\vartheta} \sin\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right) d\vartheta = \frac{E_{2m}}{x_a} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right) \right] = \\ &= I_{km} \left[1 - \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right) \right]. \end{aligned} \quad (5.105)$$

Первый интервал заканчивается в момент $\vartheta = \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3} = \frac{\pi}{2}$, при этом ток в вентиле B_3 будет равен

$$i'_{3(a)} = I_{km} \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \right] = 0,5I_{km}. \quad (5.106)$$

Второму интервалу соответствует эквивалентная схема рис. 5.49, б.

Произведя расчет аналогичным образом, получим закономерность изменения тока в вентиле B_3 на втором интервале:

$$i_3(\delta) = -I_{км} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right). \quad (5.107)$$

В конце этого интервала $\left(\vartheta = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3} = \frac{5\pi}{6}\right)$ ток в вентиле B_3 достигает значения выпрямленного тока I_d :

$$i'_3(\delta) = -I_{км} \cos \pi = I_{км} = I_d. \quad (5.108)$$

С момента $\vartheta = \frac{5\pi}{6}$ начинается третий интервал, которому соответствует эквивалентная схема рис. 5.49, *в*, а с момента $\vartheta = \frac{7\pi}{6}$ — четвертый интервал, которому соответствует схема рис. 5.49, *г*.

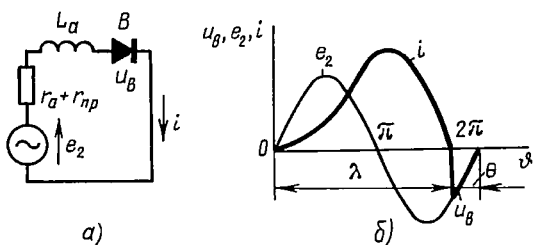


Рис. 5.51. Глухое короткое замыкание однофазного однополупериодного выпрямителя ($r_a \neq 0$, $r_{np} \neq 0$, $L_a \neq 0$):

а — эквивалентная схема; *б* — временные диаграммы

Закономерности изменения тока в вентиле B_3 на этих интервалах:

$$i_3(\theta) = -I_{км} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right), \quad (5.109)$$

$$i_3(\varepsilon) = I_{км} + I_{км} \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6}\right) - I_{км} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6}\right). \quad (5.110)$$

Кривая тока i_3 , построенная по найденным закономерностям, представлена на рис. 5.50, *б*. Во всех других вентилея токи аналогичны по форме.

Рассмотрим методику расчета режимов короткого замыкания при учете потерь в контурах коммутации на примере простейшего выпрямителя.

Эквивалентная схема однофазного однополупериодного выпрямителя с учетом параметров r_a , r_{np} и L_a при глухом коротком замыкании представлена на рис. 5.51, *а*; вентиль здесь идеален, его сопротивление в прямом направлении r_{np} учтено в резисторе ($r_a + r_{np}$).

В эквивалентной схеме постоянная составляющая аварийного тока короткого замыкания вызовет на элементе ($r_a + r_{np}$) постоянную составляющую напряжения. Но так как постоянные составляющие напряжения на элементах e_2 и L_a равны нулю, а нагрузка закорочена,

то, следовательно, должна быть постоянная составляющая напряжения на идеальном венти́ле B с тем, чтобы удовлетворялся второй закон Кирхгофа по постоянной составляющей напряжения для рассматриваемой цепи. Это может быть в том случае, если венти́ль пропускает ток в течение временного угла $\lambda < 2\pi$, т. е. когда он в течение определенного времени, определяемого углом $\theta = 2\pi - \lambda$, не пропускает ток и когда на нем появляется обратное напряжение (рис. 5.51, б). Среднее значение этого напряжения по абсолютному значению и будет равняться среднему напряжению на элементе $(r_a + r_{np})$:

$$\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\lambda} (r_a + r_{np}) i d\vartheta + \int_{2\pi-\theta}^{2\pi} u_{обр} d\vartheta \right] = 0. \quad (5.111)$$

Кривые изменения относительных токов в схеме при различных отношениях $\frac{\omega L_d}{r_d}$ приводились ранее на рис. 3.9, в. Из этого же рисунка можно определить величину λ , а следовательно, и θ , т. е. полностью рассчитать режим короткого замыкания. Такая методика относится к случаю использования полупроводниковых венти́лей, для которых параметр r_{np} можно считать постоянным. Для таких преобразователей удобно пользоваться кусочно-припасовочным методом анализа [9].

При использовании ионных венти́лей нужно учитывать постоянное значение падения напряжения на венти́ле Δu_b . Если пренебречь потерями в обмотках трансформатора и учитывать только потери в венти́ле, то уравнение для постоянных составляющих напряжения в схеме будет иметь вид

$$\int_0^{\lambda} \Delta u_b d\vartheta + \int_{2\pi-\theta}^{2\pi} u_{обр} d\vartheta = 0. \quad (5.112)$$

Решение уравнения (5.112) с учетом того, что $\lambda = (2\pi - \theta)$, имеет вид

$$(2\pi - \theta) \Delta u_b + E_{2m} (\cos \theta - 1) = 0.$$

Как видно из полученного выражения, угол θ не зависит от величины индуктивности L_a , но зависит от отношения $\frac{\Delta u_b}{E_{2m}}$. Так, например, при $\frac{\Delta u_b}{E_{2m}} = 0,01$ угол $\theta \approx 20^\circ$.

Аналогично можно производить анализ режимов короткого замыкания и в других, более сложных схемах. Это позволяет определить закономерности изменения токов и напряжений в схемах, что очень важно при выборе соответствующих защитных устройств.

Внутренние короткие замыкания в выпрямителях

Пробой полупроводниковых венти́лей в выпрямителях, возникающий в результате перегрева p - n -переходов от перегрузок или при перенапряжениях, сопровождается аварийными режимами, называемыми внутренними короткими замыканиями, которые аналогичны

режимам обратных зажиганий в выпрямителях с ионными вентилями.

При пробое полупроводникового вентиля в нем формируется ток короткого замыкания, величина которого определяется токами фазы с оставшимися исправными вентилями и э. д. с., а в случае параллельной работы выпрямителей — также токами подпитки других выпрямителей. В последнем случае ток в поврежденном вентиле нарастает с большой скоростью и не проходит через нулевые значения (рис. 5.52).

В таких режимах защита по цепи управления неприменима, необходимы быстродействующие отключающие устройства, обеспечивающие отключение выпрямителя в начале первого всплеска тока короткого замыкания.

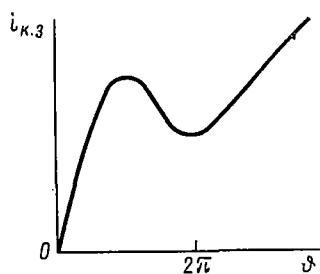


Рис. 5.52. Характер нарастания тока внутреннего короткого замыкания при параллельной работе выпрямителей

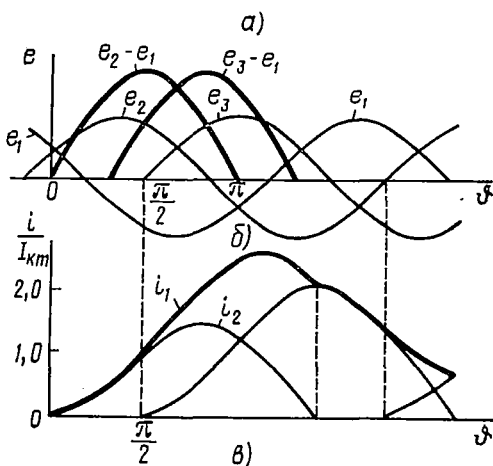
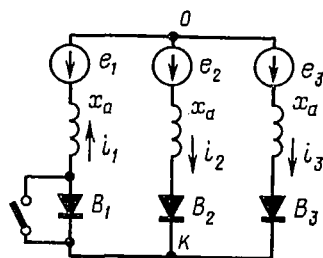


Рис. 5.53. Схема (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б, в) при внутреннем коротком замыкании неуправляемого двойного трехфазного выпрямителя

Внутреннее короткое замыкание для неуправляемых выпрямителей наиболее часто возникает либо в момент окончания коммутации вентиля, либо в момент максимального обратного напряжения на вентиле.

Рассмотрим режим внутреннего короткого замыкания для неуправляемого двойного трехфазного выпрямителя с уравнительным реактором при отсутствии токов подпитки, если короткое замыкание возникло в момент окончания коммутации вентиля. Данный режим характерен тем, что в течение первого периода трехфазный выпрямитель с исправными вентилями не оказывает существенного влияния на ток короткого замыкания пробитого вентиля второго трехфазного выпрямителя вследствие большого реактивного сопротивления уравнительного реактора и жесткой магнитной связи между двумя вто-

ричными обмотками каждой фазы. Поэтому эквивалентная схема для расчета токов при внутреннем коротком замыкании будет иметь вид, представленный на рис. 5.53, а. Здесь же учитываются потери напряжения в вентилях, а также предполагается, что $x_a \gg r_a$ (справедливо для мощных полупроводниковых выпрямителей).

Если произошел пробой вентиля B_1 в момент, соответствующий началу координат диаграммы рис. 5.53, б, то в первый момент будет двухфазное короткое замыкание между первой и второй фазами с э. д. с. e_1 и e_2 , т. е. $u_{кз} = 0$; при этом в третьей фазе с э. д. с. e_3 ток не проходит. Поэтому напряжение на вентиле B_3 определяется закономерностью изменения э. д. с. e_3 . Как только э. д. с. e_3 станет положительной, вентиль B_3 начнет пропускать ток и в схеме будет режим трехфазного короткого замыкания. Этот режим длится до тех пор, пока ток в вентиле B_2 не станет равным нулю. Затем опять наступает режим двухфазного короткого замыкания между первой и третьей фазами. Вентиль B_2 повторно начнет пропускать ток с момента прохождения э. д. с. e_2 через нулевое значение, в результате чего опять начнется режим трехфазного короткого замыкания. На рис. 5.53, в показаны линейные диаграммы токов фаз в относительных единицах, построенные на основе анализа процессов в эквивалентной схеме для первого периода после пробоя вентиля B_1 . Ток короткого замыкания в первой фазе достигает наибольшего значения, равного $2,366I_{км}$, в момент, соответствующий углу $\phi = 210^\circ$, при выбранном отсчете времени.

Здесь $I_{км} = \frac{E_{2m}}{x_a}$ — максимальное значение тока к. з. трансформатора. В первый период, если не учитывать r_a , вентиль B_2 пропускает ток в течение $\lambda_2 = 261^\circ$, а вентиль B_3 — в течение $\lambda_3 = 312^\circ$. Максимальное значение тока вентиля B_2 равно $i_{2m} = 1,366I_{км}$, а тока вентиля B_3 — $i_{3m} = 1,99I_{км}$.

В процессе развития аварийного режима длительность работы неповрежденных вентилях эквивалентной схемы увеличивается; при квазистановившемся процессе в идеальном случае она равна полному периоду, а максимальное значение тока поврежденной фазы составляет $3I_{км}$.

Режим внутреннего короткого замыкания рассмотренной схемы справедлив и для трехфазного мостового выпрямителя, если происходит пробой только одного вентиля (катодной или анодной группы). Если происходит одновременный пробой двух вентилях — одного в анодной, а другого в катодной группе, что практически маловероятно, то необходимо учитывать действие источников э. д. с., находящихся в цепи нагрузки, т. е. внешнюю подпитку.

Подробное изложение аварийных режимов преобразовательных устройств и соответствующих средств защиты от сверхтоков и перенапряжений дано в [4].

Аномальные режимы работы инверторов

Характерной особенностью работы однофазного инвертора (см. рис. 5.19) является то, что в течение времени, большего половины непроводящей части периода, напряжение на вентиле положительно

(см. рис. 5.20, а) и клапан удерживается в запорном состоянии лишь управляющим сигналом. Эта особенность имеет место во всех инверторах, поскольку отрицательная постоянная составляющая напряжения U_d может уравниваться лишь положительной постоянной составляющей напряжения на клапане.

Управляющий электрод должен успеть восстановить свои запирающие свойства за промежуток времени, в течение которого напряжение на клапане, вышедшем из работы, остается отрицательным. Этому времени соответствует угол δ (см. рис. 5.20, в). В противном случае клапан вступает в работу, т. е. начинает проводить ток. Э. д. с. клапанной полуобмотки при этом не препятствует, как должно быть при инвертировании, а содействует протеканию тока. Поэтому ток под действием двух согласно направленных э. д. с. — э. д. с. клапанной полуобмотки трансформатора и э. д. с. внешнего источника цепи постоянного тока — резко возрастает.

Этот режим является аварийным и носит название опрокидывания инвертора. Таким образом, для устойчивой работы инвертора необходимо, чтобы угол δ превышал угол восстановления запирающих свойств клапана. Величина угла восстановления составляет при частоте 50 гц для ионного клапана $5 \div 6^\circ$, для тиристоров — менее 1° . Как видно из рис. 5.20, в,

$$\delta = \beta - \gamma. \quad (5.113)$$

Равенство (5.113) справедливо и для более сложных инверторов (кроме компенсационных).

С увеличением тока нагрузки I_d при данном угле опережения β угол коммутации γ возрастает и, следовательно, угол δ уменьшается и может достигнуть при определенном токе минимально допустимого значения. Этим и определяется допустимый ток инвертора, превышение которого приводит к опрокидыванию инвертора. С другой стороны, угол δ уменьшается с уменьшением угла β и соответствующим увеличением противо-э. д. с. инвертора. Следовательно, чем выше противо-э. д. с., тем меньше допустимый инвертируемый ток. График, связывающий допустимый инвертируемый ток с противо-э. д. с. инвертора, называют ограничительной характеристикой. Во всех ее точках угол δ имеет одно и то же значение. Чтобы получить уравнение ограничительной характеристики, подставим выражение $\cos \beta$ из (5.49) в (5.51):

$$U_d = -\frac{2}{\pi} E_{2m} \cos \delta + \frac{x_a I_d}{\pi}. \quad (5.114)$$

Ограничительные характеристики показаны на рис. 5.20, г пунктиром для двух значений угла δ . Из рис. 5.20, г и сравнения уравнений (5.51) и (5.114) следует, что ограничительная характеристика является зеркальным изображением внешней характеристики того же преобразователя в выпрямительном режиме относительно оси абсцисс, если угол δ ограничительной характеристики равен углу регулирования α внешней характеристики.

Вообще при равенстве углов α и δ инверторный и выпрямительный режимы преобразователя полностью соответствуют друг другу.

В этом можно убедиться, сопоставив кривые рис. 5.20, б и в. Если на этих рисунках отсчитывать время от точки А, причем на одном из рисунков в обратном направлении, то, как видно из графика, токи вентилялей оказываются в обоих случаях одинаковыми, выпрямленное напряжение и напряжение на вентиле отличаются только знаком.

Внешние характеристики преобразователя, построенные при постоянстве угла регулирования (или угле опережения при инвертировании) на рис. 5.20, г называются естественными. В некоторых случаях преобразователь, в особенности инвертор, оснащается так называемым компаундирующим устройством, которое, воздействуя на управляющие электроды вентилялей, обеспечивает изменение угла опережения β с изменением тока. Вместе с тем изменяется и противо-э. д. с.

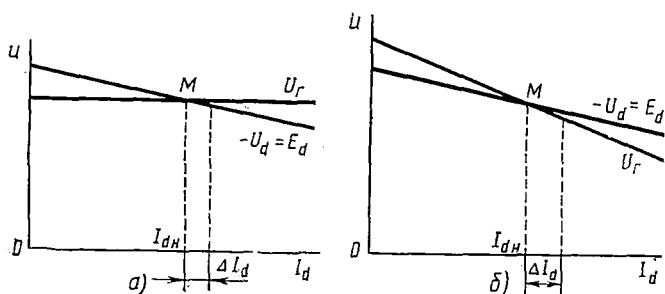


Рис. 5.54. Внешние характеристики однофазного инвертора с нулевым выводом и генератора для случая, когда:

- а — внутреннее сопротивление генератора меньше, чем инвертора;
- б — внутреннее сопротивление генератора больше, чем инвертора

инвертора — ее зависимость от тока определяется искусственной внешней характеристикой. Чаще всего система компаундирования настраивается таким образом, чтобы она увеличивала угол опережения инвертора, препятствуя тем самым уменьшению угла δ . В частности, за счет системы компаундирования можно добиться постоянства угла δ с изменением тока. Тогда искусственная внешняя характеристика будет совпадать с ограничительной характеристикой.

Следует иметь в виду, что работа инвертора с искусственной характеристикой может оказаться неустойчивой. Пусть, например, источник постоянного напряжения, питающий инвертор, является идеальным, т. е. его внешняя характеристика $U_r = f(I_d)$ представляет собой горизонтальную прямую линию (рис. 5.54, а). Напряжение генератора должно равняться противо-э. д. с. инвертора, так что величина тока I_d системы генератор — инвертор определяется точкой пересечения их внешних характеристик М. Если по каким-либо случайным причинам ток увеличится на небольшую величину ΔI_d , это приведет к увеличению угла β и соответственно уменьшению противо-э. д. с. инвертора, что вызовет дальнейшее увеличение тока, уменьшение противо-э. д. с. и т. д. Ток возрастает, пока инвертор не отключится защитными устройствами. Так же развивается процесс

и в том случае, когда характеристика генератора является падающей, но ее наклон меньше, чем у внешней характеристики инвертора.

Для обеспечения устойчивой работы необходимо, чтобы наклон внешней характеристики генератора превышал наклон внешней характеристики инвертора (рис. 5.54, б). Для этого генератор должен обладать, например, достаточно большим внутренним сопротивлением. Тогда при случайном увеличении тока напряжение генератора уменьшается в большей степени, нежели противо-э. д. с. инвертора, что приводит к уменьшению тока до величины, соответствующей точке М.

Выше было описано опрокидывание инвертора, происшедшее вследствие того, что управляющий электрод не выполнял своей функции по запуску вентиля. Возможна и другая причина опрокидывания инвертора, также связанная с неполадкой в управлении вентилем — пропуск отпирания очередного вентиля. Если не произошла коммутация на вентиль B_2 , в работе остается вентиль B_1 ; выпрямленное напряжение, равное e_1 , становится положительным (см. рис. 5.20, в) и действуя согласно с э. д. с. генератора E_r , ведет к нарастанию тока, т. е. аварийный процесс имеет такой же характер, как и при повторном вступлении вентиля в работу. Развитие

этого процесса зависит от величины индуктивности сглаживающего реактора L_d ; в случае одиночного пропуска отпирания или одиночного повторного вступления вентиля в работу инвертор может восстановить нормальный режим без отключения, что иллюстрируется рис. 5.55, а, соответствующим пропуску отпирания вентиля B_2 . Из-за достаточно большой индуктивности сглаживающего реактора аварийный ток нарастает медленно, и через период после пропуска может произойти коммутация тока на вентиль B_2 , после чего инвертор втягивается в нормальную работу (правда, угол запаса δ вентиля B_1 оказывается очень малым, поскольку произошла коммутация большого тока). Если же индуктивность сглаживающего реактора мала, аварийный ток нарастает быстро (рис. 5.55, б) и через период после пропуска коммутация на вентиль B_2 может завершиться — ток уже слишком велик. После этого ток продолжает нарастать до отключения инвертора.

Учитывая отмеченные особенности, индуктивность сглаживающего реактора при инвертировании тока следует выбирать гораздо больше, чем при выпрямлении.

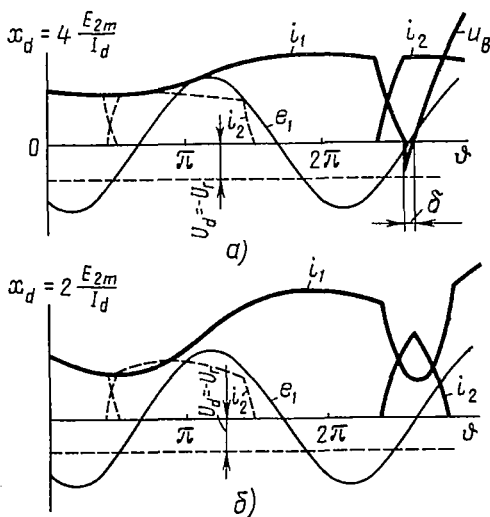


Рис. 5.55. Временные диаграммы, иллюстрирующие аварийные режимы однофазного инвертора с нулевым выводом

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

§ 6.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРАХ

Сглаживающие фильтры применяются для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения до уровня, который требуется по условиям эксплуатации в устройствах, питаемых данным выпрямителем.

Оценка сглаживающего действия фильтра обычно производится по величине его коэффициента сглаживания.

Коэффициентом сглаживания фильтра по гармонике пульсаций q принято считать отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра (выходе выпрямителя) $K_{п(q)}$ к коэффициенту пульсаций на его выходе (выходе нагрузки) $K_{п(q)}$ для той же гармоники q :

$$K_{сг(q)} = \frac{K'_{п(q)}}{K_{п(q)}}. \quad (6.1)$$

Обычно коэффициенты пульсаций определяют по основной гармонике, поэтому коэффициент сглаживания оценивают также по низшей гармонике пульсаций выпрямленного напряжения, причем индекс q при коэффициенте сглаживания опускают.

В развернутом виде коэффициент сглаживания для основной гармоники

$$K_{сг} = \frac{U'_{(1)m}}{U'_d} : \frac{U_{(1)m}}{U_d} = \lambda K_{\Phi}, \quad (6.2)$$

где $U'_{(1)m}$, U'_d — амплитуда основной гармоники пульсаций и постоянная составляющая напряжения на входе фильтра;

$U_{(1)m}$, U_d — амплитуда основной гармоники пульсаций и постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра.

В выражении (6.2) отношение $\frac{U_d}{U'_d} = \lambda$ называют коэффициентом передачи постоянной составляющей напряжения с входа фильтра на его выход, характеризующим потерю напряжения в фильтре, а отношение $\frac{U'_{(1)m}}{U_{(1)m}} = K_{\Phi}$ — коэффициентом фильтрации, который устанавливает, во сколько раз уменьшается амплитуда пульсаций основной гармоники на выходе фильтра по сравнению с амплитудой пульсаций на его входе.

Величина коэффициента передачи для фильтров выпрямителей большой мощности $\lambda \approx 0,99$, малой мощности $\lambda \approx 0,91 - 0,95$, для фильтров без потерь $\lambda = 1$.

Пренебрегая потерями в фильтре, приближенно коэффициент сглаживания приравнивают коэффициенту фильтрации:

$$K_{\text{сг}} \approx \frac{U'_{(1)m}}{U_{(1)m}} \approx K_{\Phi}. \quad (6.3)$$

Величина коэффициента пульсаций на нагрузке $K_{\text{пн}} = \frac{U_{(1)m}}{U_d}$ определяется условиями эксплуатации и для разных потребителей электрической энергии различна. Так, например, для анодных цепей электроннолучевых трубок допускается $K_{\text{п}(1)} \approx 0,005$, а для мощных усилителей низкой частоты $K_{\text{п}(1)} = 0,03$.

Коэффициент пульсаций на входе фильтра $K'_{\text{п}(1)}$ зависит от выбранной схемы выпрямителя и определяется из выражения

$$K'_{\text{п}(1)} = \frac{2}{m_n^2 - 1}, \quad (6.4)$$

где m_n — число основных пульсаций выпрямленного напряжения за период питающего напряжения.

Таким образом, коэффициент фильтрации фильтра, сглаживающего выпрямленное напряжение до определенного уровня, определяется через допустимый коэффициент пульсаций потребителя и число пульсаций на выходе выпрямителя зависимостью

$$K_{\Phi} \approx \frac{K'_{\text{п}(1)}}{K_{\text{п}(1)}} = \frac{2}{(m_n^2 - 1) K_{\text{п}(1)}}. \quad (6.5)$$

В дальнейшем расчет фильтра сводится к определению параметров фильтра по величине K_{Φ} , определяемой из выражения (6.5).

При выборе сглаживающего фильтра коэффициент сглаживания является важным, но не единственным критерием. Необходимо учитывать условия, при которых работает фильтр с тем, чтобы не искажался режим работы потребителя, а также существенно не ухудшался режим работы выпрямителя.

Чтобы не искажался режим работы потребителя, необходимо предусматривать малое выходное сопротивление фильтра, которое в комплексном виде для основной гармоники пульсаций определяется следующим образом:

$$Z_{\text{вых.}\Phi} = \frac{\dot{U}_{(1)m\text{вых}}}{I_{(1)m\text{вых}}} = r_{\text{вых}} + jx_{\text{вых}}(i). \quad (6.6)$$

Для более высоких гармоник сопротивление $x_{\text{вых}(q)}$ изменяется по величине, а величину сопротивления $r_{\text{вых}}$, пренебрегая поверхностным эффектом, можно считать неизменной.

Чтобы существенно не ухудшался режим работы выпрямителя как в установившихся, так и в переходных режимах, необходимо правильно выбирать схему фильтра и параметры его элементов. Так, например, в мощных выпрямительных установках не рекомендуется использовать фильтры с емкостным входным звеном, так как они ухудшают форму токов в вентильях и обмотках трансформатора, что приводит к росту потерь в них и повышению установленной мощности,

а также ухудшению гармонического состава тока питающей сети. И, наоборот, для выпрямителей малой мощности энергетические показатели которых не требуется повышать, емкостные фильтры применимы.

К сглаживающим фильтрам предъявляются также требования, связанные с конструктивным исполнением (вес, габариты, к. п. д. и др.) а также эксплуатационными особенностями (стоимость, надежность и др.).

Сглаживающие фильтры в зависимости от того, из каких элементов они выполнены, делятся на две категории: 1) фильтры на резисторах и реактивных элементах в виде дросселей и конденсаторов; R, L, C -фильтры; 2) электронные фильтры.

Сначала рассмотрим фильтры первой категории.

§ 6.2. R, L, C -ФИЛЬТРЫ

Индуктивный фильтр

При расчете фильтров на его входе обычно учитывают только постоянную составляющую выпрямленного напряжения и основную гармонику пульсаций с амплитудой $U'_{(1)m}$, так как амплитуды высших гармонических с увеличением номера гармоники резко падают. В результате выпрямитель по отношению к фильтру и нагрузке может быть заменен двумя генераторами с постоянной э. д. с. $U_d = \text{const}$ и синусоидальной э. д. с., имеющей амплитуду

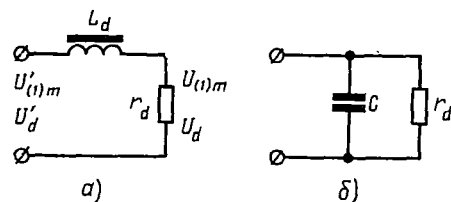


Рис. 6.1. Эквивалентные схемы простейших фильтров:

а — индуктивный фильтр; б — емкостный фильтр

угловой частотой $m_n \omega$, где ω — угловая частота питающей сети.

Индуктивный фильтр применяется для выпрямителей средней и большой мощности, так как позволяет обеспечить непрерывность тока в цепи нагрузки и благоприятный режим работы выпрямителя.

На рис. 6.1, а представлена эквивалентная схема для расчета идеального индуктивного фильтра (без потерь) с учетом, что нагрузка чисто активная, а внутреннее сопротивление выпрямителя равно нулю.

Под воздействием синусоидальной э. д. с. с амплитудой $U'_{(1)m}$ на нагрузке возникает напряжение с амплитудой

$$U_m = \frac{U'_{(1)m}}{\sqrt{r_d^2 + (m_n \omega L_d)^2}} r_d. \quad (6.7)$$

Постоянная составляющая напряжения на нагрузке равна среднему значению напряжения на выходе выпрямителя, поэтому коэффициент сглаживания фильтра равняется коэффициенту фильтрации:

$$K_{\text{ср}} = K_{\text{ф}} = \frac{U'_{(1)m}}{U_{(1)m}} = \frac{\sqrt{r_d^2 + (m_n \omega L_d)^2}}{r_d}, \quad (6.8)$$

откуда индуктивность фильтра

$$L_d = \frac{r_d}{m_n \omega} \sqrt{K_{cr}^2 - 1}. \quad (6.9)$$

Учитывая, что коэффициент сглаживания, выраженный через коэффициент пульсаций на входе и выходе фильтра, определяется выражением (6.5), а также пренебрегая единицей в выражении (6.9), получим

$$L_d \approx \frac{r_d}{m_n \omega} K_{cr} = \frac{2r_d}{m_n \omega (m_n^2 - 1) K_{n(1)}}. \quad (6.10)$$

Для выпрямителей с двукратной частотой пульсаций выпрямленного напряжения ($m_n = 2$)

$$L_d = \frac{r_d}{3\omega K_{n(1)}}. \quad (6.11)$$

Емкостный фильтр

Для маломощных потребителей простейшим фильтром является конденсатор, подключаемый параллельно нагрузке (рис. 6.1, б).

Если сопротивление нагрузки значительно больше емкостного сопротивления конденсатора для основной гармоники, то можно считать, что переменная составляющая тока вентиля равна току конденсатора, а постоянная составляющая — току нагрузки.

Ток в вентиле однополупериодного выпрямителя определяется по методике, примененной к расчету однофазного мостового выпрямителя с емкостной нагрузкой (см. § 11.1):

$$i_a = \frac{E_{2m}}{r} (\cos \vartheta - \cos \theta), \quad (6.12)$$

где $r = r_a + r_{np}$ — сопротивление, учитывающее потери в обмотках трансформатора и вентилях.

Постоянная составляющая тока в вентиле

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_a d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (6.13)$$

Амплитуда основной гармоники тока в вентиле

$$I'_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a \cos \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi r} (\theta - \sin \theta \cos \theta). \quad (6.14)$$

Таким образом,

$$\frac{I'_{(1)m}}{I_d} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}. \quad (6.15)$$

Маломощные выпрямители обычно работают в режимах, когда угол отсечки θ не превышает угла $\frac{\pi}{6}$, поэтому $I'_{(1)m} \approx 2I_d$.

Таким образом, амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторе (на нагрузке)

$$U_{(1)m} = I'_{(1)m} \frac{1}{\omega C} \approx \frac{2I_d}{\omega C}. \quad (6.16)$$

Если допустимый коэффициент пульсаций на нагрузке $K_{n(i)} = \frac{U_{(1)m}}{U_d}$, то, учитывая, что $U_d = r_d I_d$, получим выражение, позволяющее определить емкость сглаживающего конденсатора для однополупериодного выпрямителя:

$$C = \frac{2}{\omega K_{n(i)} r_d}. \quad (6.17)$$

Для двухполупериодных выпрямителей:

$$I'_{(1)m} = \frac{1}{2} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a \cos 2\theta \, d\theta = \frac{E_{2m}}{\pi r} \cdot \frac{2}{3} \sin^3 \theta, \quad (6.18)$$

$$I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (6.19)$$

Отсюда

$$\frac{I'_{(1)m}}{I_d} = \frac{\sin^3 \theta}{3(\sin \theta - \theta \cos \theta)}. \quad (6.20)$$

Для большинства режимов $I'_{(1)m} \approx I_d$ и, следовательно, $U_{(i)m} = \frac{I_d}{2\omega L}$, поэтому при заданном коэффициенте пульсаций по основной гармонике для двухполупериодных выпрямителей

$$C = \frac{1}{2\omega r_d K_{n(i)}}. \quad (6.21)$$

Г-образный фильтр

Сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения осуществляется более эффективно при помощи фильтров, составленных из повторяющихся Г- или П-образных звеньев. В качестве элементов этих звеньев могут использоваться конденсаторы, дроссели, а в случае маломощных потребителей и резисторы.

В общем виде Г-образный фильтр может быть представлен на эквивалентной схеме (рис. 6.2, а) в виде четырехполюсника с входными ab и выходными cd зажимами.

Коэффициент фильтрации Г-образного фильтра после несложных расчетов определится выражением

$$K_\Phi = \frac{U'_{(1)m}}{U_{(1)m}} = 1 + Z \left(Y + \frac{1}{r_d} \right). \quad (6.22)$$

Параметры элементов Г-образного фильтра выбирают таким образом, чтобы последовательно включенные с источником элементы имели большие сопротивления для переменной составляющей тока ($Z \ll$

$\leq 5r_d$) и малые сопротивления для постоянной составляющей. В качестве последовательно включаемых элементов может быть использован дроссель, резонансное звено из параллельно соединенных конденсатора и дросселя, а для маломощных потребителей — резистор. Элементы фильтра, включаемые параллельно потребителю, наоборот, должны иметь малые сопротивления (большую проводимость Y) для переменной составляющей тока и большие сопротивления для постоянной составляющей. В качестве параллельно включаемых элементов могут использоваться конденсатор или резонансное звено из конденсатора и дросселя, соединенных последовательно.

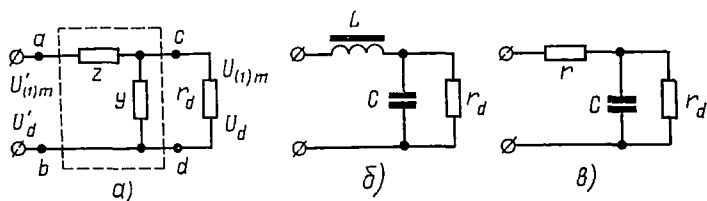


Рис. 6.2. Эквивалентные схемы Г-образных фильтров:
 а — фильтр-четыреполюсник; б — LC-фильтр; в — RC-фильтр

Таким образом, в Г-образном фильтре для переменной составляющей тока $Y \gg \frac{1}{r_d}$ (на практике $r_d \geq \frac{5}{Y}$), поэтому

$$K_{\Phi} \approx 1 + ZY. \quad (6.23)$$

Для индуктивно-емкостного фильтра (рис. 6.2, б) $Z = jm_n \omega L$, $Y = jm_n \omega C$, поэтому

$$K_{\Phi} \approx 1 - m_n^2 \omega^2 LC. \quad (6.24)$$

Из выражения (6.24) следует, что коэффициент фильтрации индуктивно-емкостного фильтра зависит от величины LC . Если емкость конденсатора C выразить в микрофарадах, индуктивность в генри и учесть, что $\omega = 314 \text{ рад/сек}$, то получим одну из основных расчетных формул фильтра:

$$LC \approx \frac{10 |K_{\Phi}|}{m_n^2}. \quad (6.25)$$

Индуктивность дросселя Г-образного фильтра определяют из условия непрерывности тока в нем:

$$I'_{(1)m} < I_d. \quad (6.26)$$

Амплитуда основной гармоники тока в дросселе с учетом того, что $Z \gg \frac{1}{Y}$,

$$I'_{(1)m} \approx \frac{U'_{(1)m}}{m_n \omega L}. \quad (6.27)$$

Постоянная составляющая тока в дросселе без учета потерь в фильтре

$$I_d \approx \frac{U_d}{r_d}. \quad (6.28)$$

Подставляя выражения (6.27), (6.28) в (6.26), получим

$$L > \frac{U_{(1)m} r_d}{U_d m_n \omega} = \frac{2}{(m_n^2 - 1)} \cdot \frac{r_d}{m_n \omega} = \frac{r_d}{\alpha}, \quad (6.29)$$

где $\alpha = \frac{(m_n^2 - 1) m_n \omega}{2}$ — коэффициент, определяемый в зависимости от выбранной схемы выпрямителя и частоты питающей сети.

Таким образом, при расчете индуктивно-емкостного фильтра рекомендуется выбирать дроссель с индуктивностью, превышающей величину $\frac{r_d}{\alpha}$, а конденсатор — с емкостью, определяемой из выражения (6.25).

Для выпрямителей, питающих потребители малой мощности (ток нагрузки несколько миллиампер, а сопротивление r_d несколько тысяч Ω), вместо дросселя в Г-образном фильтре используют резистор (рис. 6.2, в).

Коэффициент фильтрации такого фильтра

$$K_\Phi = 1 + j\omega m_n r C, \quad (6.30)$$

откуда

$$r C \approx \frac{K_\Phi}{m_n \omega}. \quad (6.31)$$

Коэффициент передачи постоянного напряжения с входа на выход фильтра

$$\lambda = \frac{U_d}{U_d'} = \frac{r_d}{r_d + r}. \quad (6.32)$$

Коэффициент сглаживания

$$K_{cr} = \lambda K_\Phi = m_n \omega C \frac{r r_d}{r_d + r}. \quad (6.33)$$

Величину сопротивления r выбирают из условия

$$\frac{U_d'}{U_d} = \frac{r_d + r}{r_d} = (1,05 \div 1,3). \quad (6.34)$$

Выражения (6.33), (6.34) при заданном коэффициенте позволяют рассчитать параметры резисторно-емкостного Г-образного фильтра.

П-образный фильтр

П-образный фильтр относится к многорезонансным фильтрам, которые представляют собой несколько однорезонансных фильтров, включенных последовательно. Многорезонансные фильтры применяют, если необходимо получить высокий коэффициент фильтрации.

В многозвенных фильтрах (рис. 6.3) элементы отдельных звеньев подбирают таким образом, чтобы каждое последующее звено не влияло на работу предыдущего.

Если отдельные звенья представляют собой Г-образные LC-фильтры, применяемые в выпрямителях большой мощности, то необходимо, чтобы сопротивление дросселя последующего звена значительно превышало сопротивление конденсатора предыдущего звена, а сопротивление нагрузки было значительно больше сопротивления шунтирующего конденсатора для основной гармоники пульсаций. При таком условии

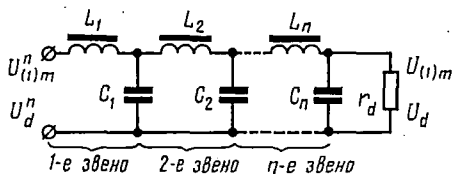


Рис. 6.3. Эквивалентная схема многозвенного фильтра

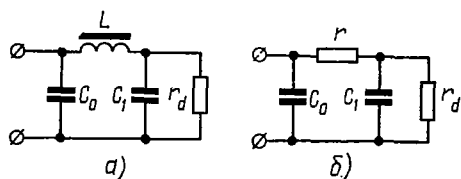


Рис. 6.4. Эквивалентные схемы П-образных фильтров:

а — LC-фильтр; б — RC-фильтр

коэффициент фильтрации многозвенного фильтра определится как произведение коэффициентов фильтрации отдельных звеньев:

$$K_{\Phi} = \frac{U_{(1)m}^n}{U_{(1)m}} = \frac{U_{(1)m}^n}{U_{(1)m}^{n-1}} \cdot \frac{U_{(1)m}^{n-1}}{U_{(1)m}^{n-2}} \cdots \frac{U_{(1)m}}{U_{(1)m}} = K_{\Phi}^{(1)} K_{\Phi}^{(2)} \dots K_{\Phi}^{(n)}. \quad (6.35)$$

Многозвенные фильтры обычно выполняют из дросселей и конденсаторов одного типа. Для таких фильтров $L_1 = L_2 = L_n = L$, $C_1 = C_2 = C_n = C$, поэтому

$$K_{\Phi} = [K_{\Phi}^{(1)}]^n, \quad (6.35a)$$

где $K_{\Phi}^{(1)}$ — коэффициент фильтрации первого звена;
 n — число звеньев.

В П-образном фильтре (рис. 6.4, а и б), который применяется для потребителей малой мощности, первым звеном является конденсатор C_0 , а вторым звеном — Г-образный LC- или rC-фильтр.

Коэффициент фильтрации П-образного фильтра

$$K_{\Phi} = K_{\Phi}^{(1)} K_{\Phi}^{(2)}, \quad (6.36)$$

где $K_{\Phi}^{(1)}$ — коэффициент фильтрации емкостного фильтра C_0 ;
 $K_{\Phi}^{(2)}$ — коэффициент фильтрации Г-образного фильтра, который в случае LC-фильтра связан с параметрами L и C_1 выражением (6.25).

Расчет П-образного фильтра производят следующим образом. Если задан допустимый коэффициент пульсаций на нагрузке $K_{n(1)}$ и выбрана схема выпрямителя (m_n), то вначале подсчитывают по (6.5) коэффициент фильтрации всего фильтра. Затем задаются коэффициентом пульсаций на выходе первого звена и вычисляют емкость C_0 .

Причем этот коэффициент рекомендуется брать не меньше 0,02, так как иначе получается слишком большая емкость C_0 , и не больше 0,1, так как в противном случае конденсатор с емкостью C_0 будет значительно искажать форму выпрямленного тока.

Определив коэффициент фильтрации второго звена и задавшись емкостью $C_1 = C_0$, подсчитывают индуктивность дросселя, предварительно проверив, чтобы удовлетворялось условие (6.29).

В многозвенных фильтрах вопрос о выборе числа звеньев должен решаться с экономической точки зрения так, чтобы стоимость фильтра была наименьшей. Исходя из этого экономически выгодно при $K_\Phi > 50$ применять двухзвенные фильтры, а при $K_\Phi > 220$ — трехзвенные фильтры.

Резонансные фильтры

Резонансные фильтры обладают высокими коэффициентами фильтрации для определенных гармоник. Они основаны на явлении резонанса токов (фильтры-пробки) и резонанса напряжений (режекторные фильтры). Резонансные фильтры более компактны и дешевле по сравнению с обычными LC -фильтрами.

Фильтры-пробки (рис. 6.5, а), как правило, используются вместо дросселя в LC -фильтре, что позволяет значительно увеличить сглаживающее действие фильтра для определенной гармоники.

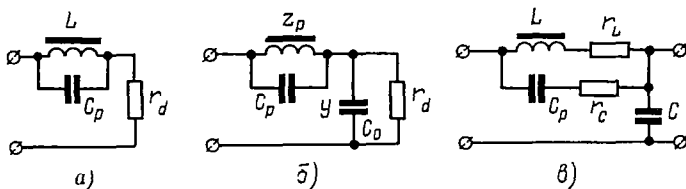


Рис. 6.5. Эквивалентные схемы с фильтр-пробками:

а — фильтр-пробка; б — Г-образный фильтр с резонансным контуром без учета потерь; в — Г-образный фильтр с резонансным контуром с учетом потерь

Коэффициент фильтрации Г-образного фильтра с резонансным контуром (рис. 6.5, б)

$$K_{\Phi p} = 1 + Z_p Y \approx Z_p Y, \quad (6.37)$$

где Z_p — сопротивление резонансного контура для определенной гармоники.

По величине сопротивление Z_p может превышать индуктивное сопротивление дросселя $Z = qm_n \omega L$ в LC -фильтре, коэффициент фильтрации которого $K_\Phi \approx ZY$, во много раз.

Поэтому отношение

$$\frac{K_{\Phi p}}{K_\Phi} = \frac{Z_p}{Z} \gg 1. \quad (6.38)$$

Если учитывать потери в дросселе (r_L) и конденсаторе (r_C) резонансного контура (рис. 6.5, в), то сопротивление его для любой гармоники определится зависимостью

$$Z_p = \frac{1}{\frac{r_L}{r_L^2 + (qm_n\omega L)^2} + \frac{r_C}{r_C^2 + \left(\frac{1}{qm_n\omega C}\right)^2}}, \quad (6.39)$$

где резонансная частота контура

$$qm_n\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \sqrt{\frac{\frac{L}{C_p} - r_L^2}{\frac{L}{C_p} - r_C^2}}. \quad (6.40)$$

Подставив (6.40) в (6.39) и учитывая, что $r_L r_C \ll \frac{L}{C_p}$, получим

$$Z_p \approx \frac{L}{C_p (r_L + r_C)}. \quad (6.41)$$

Коэффициент фильтрации резонансного Г-образного фильтра для любой гармоники

$$K_\Phi \approx Z_p Y = \frac{qm_n\omega CL}{C_p (r_L + r_C)}. \quad (6.42)$$

Применяя цепочку фильтров-пробок, настроенных каждая в резонанс на определенную гармонику, можно осуществить фильтрацию нескольких гармоник.

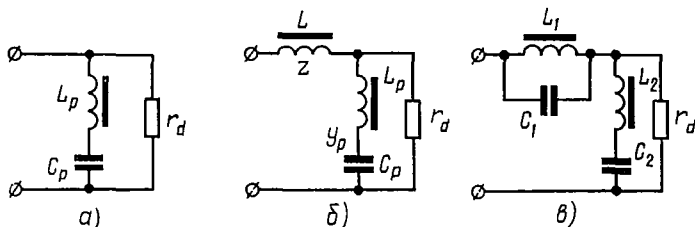


Рис. 6.6. Эквивалентные схемы режекторных фильтров:

а — режекторный фильтр; б — Г-образный фильтр с резонансной цепочкой; в — Г-образный фильтр с резонансными контуром и цепочкой

Режекторные фильтры (рис. 6.6, а) можно рекомендовать в Г-образных фильтрах вместо конденсатора, шунтирующего нагрузку (рис. 6.6, б), для фильтрации определенной гармоники.

Сопротивление резонансной цепочки $L_p C_p$ при резонансе минимально и определяется активным сопротивлением ветви:

$$Z_p = r_L + r_C. \quad (6.43)$$

Коэффициент фильтрации такого фильтра для любой гармоники

$$K_\Phi \approx Z Y_p = \frac{Z}{Z_p} = \frac{qm_n\omega L}{r_L + r_C}. \quad (6.44)$$

Для фильтрации ряда гармонических составляющих пульсирующего тока параллельно нагрузке подключают несколько режекторных фильтров, настроенных каждый на определенную частоту. Такого рода фильтры применяются для сглаживания пульсаций в мощных выпрямительных установках.

Для высокой фильтрации определенной гармоникой используют фильтр-пробку и режекторный фильтр совместно (рис. 6.6, в).

Недостатками резонансных фильтров является необходимость индивидуальной настройки каждого фильтра и снижение коэффициента фильтрации при изменении частоты внешнего источника питания.

ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

§ 7.1. ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНОГО МЕТОДА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Регулирование постоянного напряжения потребителя посредством импульсных преобразователей (ИП) принято называть импульсным регулированием.

С помощью импульсного преобразователя источник постоянного напряжения периодически подключается к нагрузке. В результате на выходе преобразователя формируются импульсы напряжения. Если регулирующий элемент преобразователя считать идеальным ключом (рис. 7.1, а) и пренебречь сопротивлением соединительных прово-

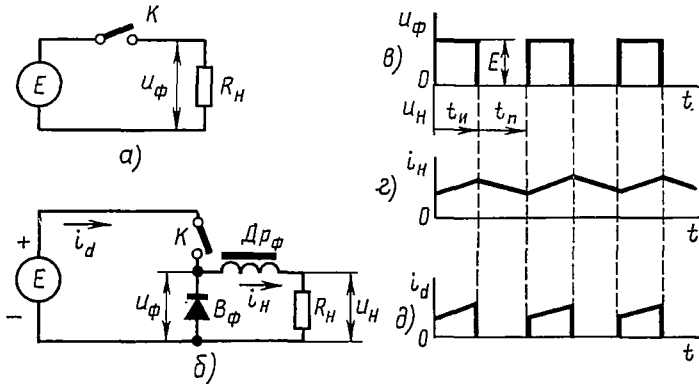


Рис. 7.1. Принцип построения импульсных преобразователей постоянного напряжения

дов, то в интервале, когда ключ замкнут (интервал проводимости), мгновенное напряжение на нагрузке равно напряжению источника питания, а в интервале, когда ключ разомкнут (интервал паузы), мгновенное напряжение на нагрузке равно нулю.

Регулирование напряжения на нагрузке можно осуществлять изменением времени открытого состояния импульсного элемента регулятора по отношению к периоду коммутации. При этом регулируется относительное время проводимости ключа за период, что приводит к плавному изменению среднего значения напряжения на нагрузке. Выходное напряжение идеального преобразователя представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой и изменяющейся скважностью (рис. 7.1, в).

Для преобразования импульсного напряжения преобразователя в постоянное напряжение служит демодулятор, который представляет собой дроссель $D_{рф}$ и диод $B_{ф}$ (рис. 7.1, б). В течение интервала проводимости в дросселе $D_{рф}$ запасается энергия; в течение интервала паузы эта энергия передается нагрузке через диод $B_{ф}$, в результате ток нагрузки i_u получается сглаженным, а ток источника э. д. с. i_d пульсирующим (рис. 7.1, з, д).

Регулирование относительного интервала проводимости импульсного элемента осуществляют либо путем изменения интервала проводимости ключа при постоянстве частоты его прерывания (рис. 7.2, а), либо изменением частоты при постоянстве интервала проводимости (рис. 7.2, б) импульсного элемента. Такое регулирование называют широтно-импульсным, а преобразователи — широтно-импульсными преобразователями (ШИП).

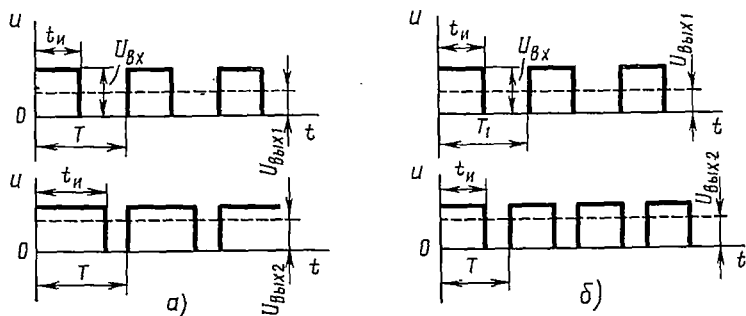


Рис. 7.2. Методы импульсного регулирования постоянного напряжения

Второй метод реализуется более простыми и экономичными устройствами. Однако, если предъявляются жесткие требования к величине пульсаций выходного напряжения, применяется первый метод, позволяющий использовать при постоянной частоте настроенные фильтры.

Широтно-импульсные преобразователи находят все более широкое применение для регулирования и стабилизации различного рода нагрузок (на электротранспорте, в приводе металлообрабатывающих станков, для питания бортовых систем и т. д.), что объясняется рядом их преимуществ. Перечислим основные из них:

1) высокий к. п. д., так как потери мощности на регулирующем элементе преобразователя незначительны по сравнению с потерями мощности в случае непрерывного регулирования;

2) слабая чувствительность к изменениям температуры окружающей среды, поскольку регулирующим фактором является время проводимости ключа, а не величина внутреннего сопротивления регулирующего элемента, что имеет место при непрерывном регулировании;

3) высокое быстродействие, что особо важно для автоматизированного электропривода;

4) возможность получения значительных пусковых моментов электрических двигателей;

- 5) высокая точность управления при сохранении устойчивости;
- 6) гибкость регулирования выходного напряжения в широком диапазоне.

Однако широтно-импульсным преобразователям присущи и некоторые недостатки:

1) импульсный режим работы регулирующего элемента обуславливает значительные пульсации выходного напряжения, что приводит к необходимости устанавливать громоздкие фильтры;

2) наличие громоздких фильтров вызывает инерционность процесса регулирования в замкнутых системах;

3) импульсные преобразователи неустойчиво работают на импульсную нагрузку;

4) высокие скорости включения и выключения тока в силовой цепи ШИП приводят к возникновению радиопомех.

Несмотря на указанные недостатки, применение импульсных преобразователей весьма перспективно в тех случаях, когда на первое место выдвигаются требования высокой экономичности, надежности, малых габаритов, малой чувствительности к колебаниям температуры, высокой гибкости и точности регулирования.

§ 7.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ШИРотно-ИМПУльСНЫХ ПРЕОБРАЗОвателей И ИХ СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА

Существующие схемы тиристорных широтно-импульсных преобразователей можно классифицировать по их специфическим признакам (рис. 7.3).

Импульсные преобразователи постоянного напряжения делятся на две большие группы: нереверсивные и реверсивные. Последние обычно используются для регулирования электроприводов и представляют собой широко известные схемы автономных мостовых инверторов напряжения, которые будут рассмотрены в главах 8 и 9.

Группу нереверсивных ШИП можно разделить на два больших класса — параллельные и последовательные.

Последовательные ШИП

В последовательных ШИП (рис. 7.4, а) рабочий тиристор V_p включен последовательно с нагрузкой. Кроме того, в схеме предусмотрены коммутирующий узел (предназначен для запирающего рабочего тиристора) и система управления. Выходная часть устройства состоит из фильтрующего дросселя Dp_ϕ , нагрузки R_n и диода V_ϕ . На входе схемы включен блокировочный конденсатор $C_{вх}$, емкость которого определяется внутренним сопротивлением источника питания и частотой коммутации.

Нагрузочная часть схемы может быть выполнена либо с автотрансформаторным (рис. 7.4, в) включением диода V_ϕ , либо с подключением его к отпайке фильтрующего дросселя (рис. 7.4, б).

Первая схемная модификация выходной цепи применима тогда, когда напряжение на нагрузке не регулируется до значений, близких

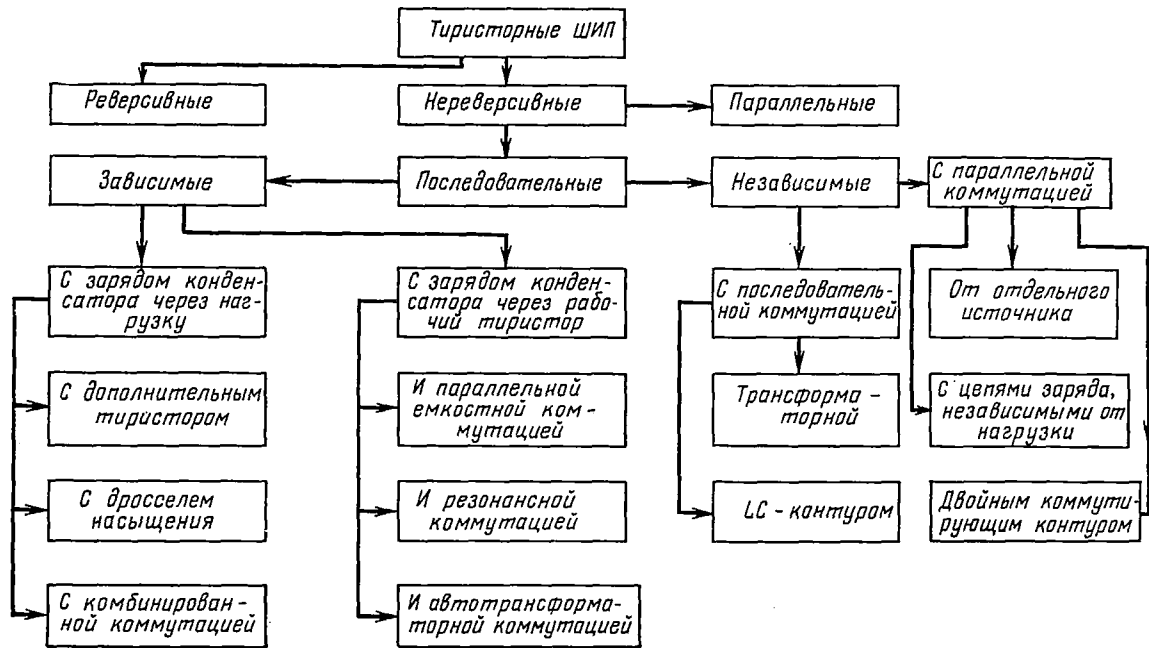


Рис. 7.3. Классификация тиристорных широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения

к нулевым. Такое включение дает возможность скомпенсировать внутренние потери напряжения в схеме.

Вторая схемная модификация выходной цепи позволяет получить режим работы со значительным отношением $\frac{U_{вх}}{U_{вых}}$. В данной схеме обе секции дросселя $Др_{\phi}$ включены последовательно с нагрузкой, что приводит к снижению бросков тока через тиристор B_p , когда он работает в режиме больших токов и малых скважностей $\gamma = \frac{t_{п}}{T}$ (см. рис. 7.2). Характерной особенностью последовательных ШИП является

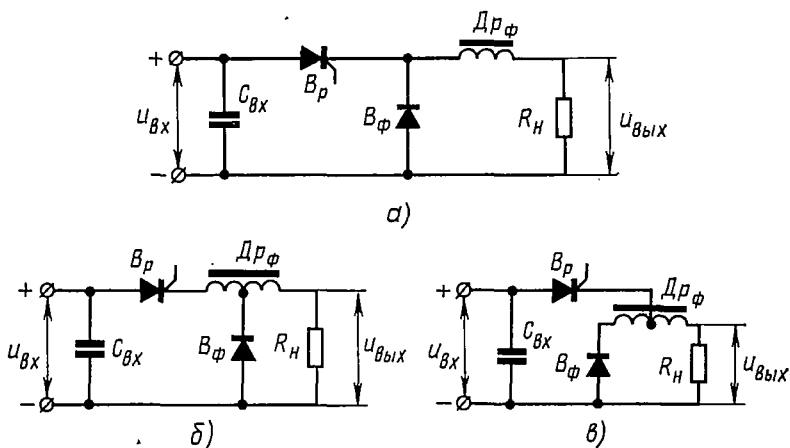


Рис. 7.4. Схемы последовательных ШИП постоянного напряжения

невозможность получения напряжения на их выходе выше напряжения источника питания.

Классификацию последовательных импульсных преобразователей необходимо проводить с учетом особенностей их коммутирующих цепей. Схемы последовательных ШИП строятся двояко в зависимости от выполнения узлов коммутации. В одних устройствах узел коммутации связан либо с цепью рабочего тиристора, либо с цепью нагрузки, в других он отделен от этих цепей.

Первую группу последовательных ШИП называют импульсными преобразователями с зависимыми узлами коммутации, или просто зависимыми ШИП, а вторую группу — импульсными преобразователями с независимыми коммутирующими узлами или независимыми ШИП.

Зависимые ШИП с зарядом коммутирующего конденсатора через рабочий тиристор

Схема ШИП с параллельной емкостной коммутацией изображена на рис. 7.5.

Принцип действия ее заключается в следующем. При отпирании рабочего тиристора B_p ток протекает через нагрузку, и конденсатор C заряжается до напряжения источника питания через тиристор B_p

и резистор R_k . После отпирания коммутирующего тиристора B_k конденсатор C разряжается через тиристоры B_k и B_p , что приводит к запираннию последнего. При работе данной схемы на емкостную нагрузку или нагрузку другого вида с против-э. д. с. в процессе коммутации возникают недопустимо большие токи.

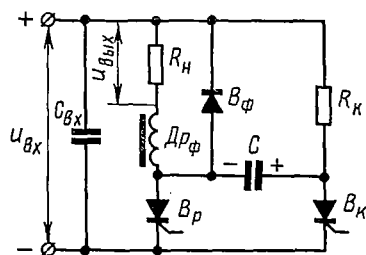


Рис. 7.5. ШИП с параллельной емкостной коммутацией

Существенным недостатком ШИП с параллельной емкостной коммутацией является то, что в процессе переключения напряжения на нагрузке достигает удвоенных значений питающего напряжения. От этого недостатка свободна схема с резонансной коммутацией (рис. 7.6).

В течение интервала коммутации напряжение на нагрузке в данной схеме меняется менее чем на $2v$. К недостаткам схемы с резонансной коммутацией

следует отнести сложность настройки резонансного контура с конденсатором C и дросселем Dp_k , а также большее по сравнению с первой схемой число элементов.

ШИП с автотрансформаторной коммутацией (рис. 7.7) отличается тем, что заряд коммутирующего конденсатора происходит не только в результате резонанса, но также вследствие магнитной связи обмоток автотрансформатора AT .

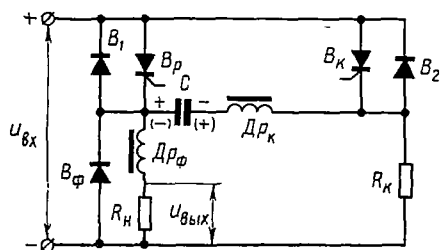


Рис. 7.6. ШИП с резонансной коммутацией

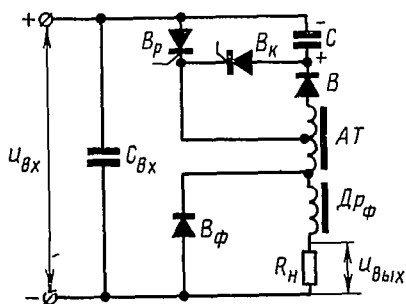


Рис. 7.7. ШИП с автотрансформаторной коммутацией

Эта особенность обуславливает более устойчивую коммутацию при изменениях нагрузки. Схема обеспечивает возможность коммутации значительных токов при меньшем значении емкости коммутирующего конденсатора. Кроме того, ШИП с автотрансформаторной коммутацией менее чувствителен к вибрациям, не требует сложной настройки и удобен в эксплуатации, что дало ему широкое распространение в регулируемом электроприводе. Заряд коммутирующих конденсаторов рассмотренных схем осуществляется через рабочий тиристор, что может привести к сбоям в работе ШИП в результате ухудшения перезаряда конденсатора при снижении нагрузки.

ШИП с дополнительным тиристором

На рис. 7.8 изображена схема широтно-импульсного преобразователя с дополнительным коммутирующим тиристором и линейным дросселем в узле коммутации.

К моменту отпирания рабочего тиристора B_p коммутирующий конденсатор заряжается до напряжения источника питания через элементы Dp_k, B'_k, Dp_ϕ, R_n . Отпирание рабочего тиристора приводит к появлению тока в цепи нагрузки. После включения коммутирующего тиристора B_k образуется колебательный контур Dp_k, C, B_k .

В течение первого полупериода колебаний ток разряда конденсатора протекает через тиристор B_k в прямом направлении. Диод B'_k не сможет пропускать ток до тех пор, пока не изменится знак напряжения на конденсаторе, а ток в колебательном контуре не достигнет нулевого значения. Такой момент наступает после полного перезаряда конденсатора. Диод B'_k открывается, в результате чего образуется новый колебательный контур C, Dp_k, B'_k, B_p , ток которого снижает ток через рабочий тиристор до нуля. После запираания тиристора конденсатор C разряжается через нагрузку. Закономерности изменения тока и напряжения на коммутирующем конденсаторе ШИП с дополнительным тиристором приведены на рис. 7.9.

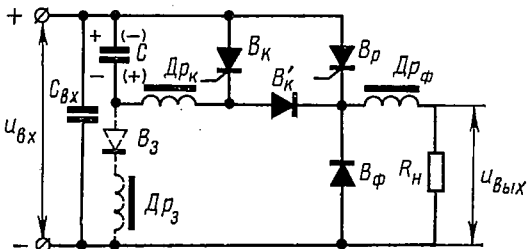


Рис. 7.8. ШИП с дополнительным тиристором

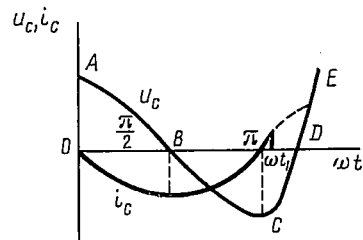


Рис. 7.9. Временные диаграммы тока и напряжения на коммутирующем конденсаторе ШИП с дополнительным тиристором

Главным ограничением в применении рассматриваемой схемы является то, что в процессе коммутации броски тока через тиристор B_k намного превышают амплитуду тока через рабочий тиристор; данная зависимость наиболее сильно проявляется при высокой частоте коммутации ШИП. Это приводит к необходимости увеличения мощности коммутирующего тиристора, т. е. увеличения установленной мощности импульсного преобразователя.

ШИП с дросселем насыщения

В схеме ШИП с дросселем насыщения (рис. 7.10) коммутация осуществляется с помощью насыщающегося дросселя.

Дроссель насыщения выполняет те же функции, что и элементы B_k, Dp_k, B'_k в предыдущей схеме. Кроме того, дроссель Dp_k обеспечивает

задержку времени, которая ранее осуществлялась цепью управления тиристора B_K .

Основным достоинством данной схемы является наличие одного тиристора, что упрощает систему управления. Недостатком этого

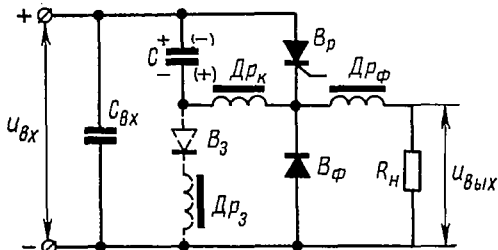


Рис. 7.10. ШИП с дросселем насыщения в звене коммутации

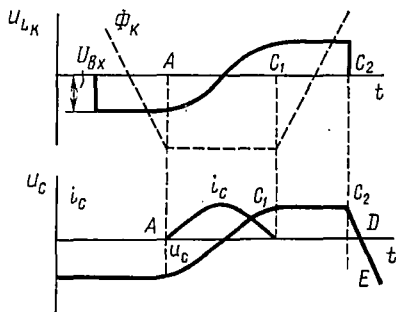


Рис. 7.11. Временные диаграммы тока и напряжения схемы ШИП с дросселем насыщения в узле коммутации

ШИП является значительная установленная мощность дросселя насыщения. Временные диаграммы схемы ШИП с дросселем насыщения приведены на рис. 7.11.

ШИП с комбинированной коммутацией

ШИП с комбинированной коммутацией (рис. 7.12) имеет более сложное решение узла коммутации.

Здесь дополнительный тиристор B_K , линейный дроссель Dp_K и дроссель насыщения Dp_N объединены в одном коммутирующем контуре, поэтому такую схему ШИП называют схемой с комбинированной коммутацией.

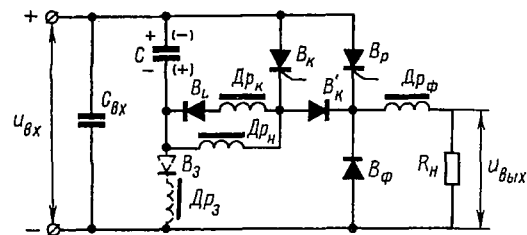


Рис. 7.12. ШИП с комбинированной коммутацией

При комбинированной коммутации обеспечиваются преимущества обоих рассмотренных ранее ШИП. ШИП с комбинированной коммутацией более экономичен, так как используемые в нем дроссель насыщения и тиристор B_K имеют меньшую мощность, чем в предыдущих схемах. Диод B_L предотвращает протекание обратного тока через дроссель Dp_K и, следовательно, срыв колебаний в коммутирующем узле схемы.

Комбинированная коммутация снижает установленную мощность тиристора B_K до 30% в сравнении со схемой рис. 7.8, габариты дросселя насыщения уменьшаются в несколько раз по сравнению со схемой рис. 7.10.

Таким образом, несмотря на то, что в ШИП с комбинированной коммутацией используется большее число элементов, чем в любой из схем (см. рис. 7.8, 7.10), такой преобразователь оказывается более экономичным и малогабаритным, что обуславливает целесообразность его применения.

Общим недостатком трех последних схем является связь контура коммутации с цепью нагрузки, что затрудняет коммутацию в режимах малых нагрузок и делает невозможной работу устройства на холостом ходу. Для устранения этого недостатка достаточно ввести в контур коммутации специальные зарядные цепочки Dp_3 , B_3 (показаны пунктиром на каждой из рассмотренных схем), а рабочий тиристор зашунтировать встречным диодом и индуктивностью.

Независимые ШИП с последовательной трансформаторной коммутацией

Импульсные преобразователи с независимыми коммутирующими узлами обеспечивают устойчивую работу систем питания в широком диапазоне нагрузок.

Наиболее известными представителями данной группы ШИП являются импульсные преобразователи с гашением рабочего тиристора от отдельного источника. В качестве ключевого элемента контура коммутации в данных устройствах обычно используются мощные транзисторы. Однако ШИП с индивидуальными источниками коммутации не нашли широкого распространения ввиду необходимости в отдельном источнике питания. В схемах независимых ШИП в качестве источника запирающего напряжения обычно используется предварительно заряженный конденсатор, как это имело место в рассмотренных выше устройствах. Возможны самые различные схемные решения указанного принципа, однако общая идея коммутации рабочего тиристора сохраняется во всех ШИП данного типа. Рассмотрим несколько схем ШИП с независимыми узлами коммутации. Схема ШИП с трансформаторной коммутацией рабочего тиристора изображена на рис. 7.13.

При подаче напряжения u_k на контур коммутации происходит резонансный заряд конденсатора C через элементы B'_k , Dp_k и первичную обмотку импульсного трансформатора ИТ. Рабочий тиристор B_p отпирается по цепи управления, в результате чего нагрузка обтекается током от источника питания. Для гашения рабочего тиристора включается тиристор B_k , в результате конденсатор C разряжается через тиристор B_k и первичную обмотку импульсного трансформатора, на вторичной обмотке которого создается напряжение, обратное по

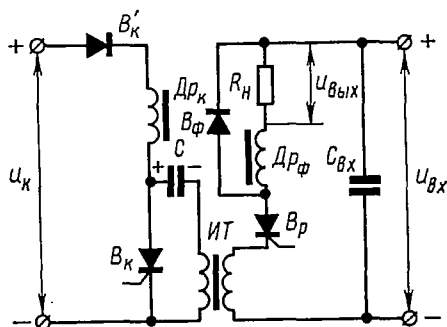


Рис. 7.13. ШИП с последовательной трансформаторной коммутацией

знаку питающему напряжению и превышающее его по величине. Ток в цепи рабочего тиристора прерывается. Коммутирующий тиристор B_k начнет запирается после достижения током разряда конденсатора нулевого значения.

Данную схему целесообразно применять тогда, когда необходимо разделить по напряжению питания контур коммутации и силовую цепь. Зачастую такая задача возникает в электроприводе, где для питания силовой цепи требуется напряжение порядка сотен вольт.

Независимые ШИП с двойным коммутирующим контуром

Для питания динамической нагрузки нашли применение ШИП с двойным коммутирующим контуром (рис. 7.14).

Схема включает в себя рабочий тиристор B_p и четыре вспомогательных тиристора B_1, B'_1, B_2, B'_2 , основное назначение которых — обеспечивать надежное запирающее рабочее тиристора B_p .

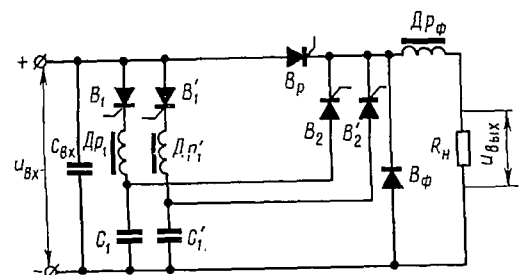


Рис. 7.14. ШИП с двойным коммутирующим контуром

Контур Dp_1, C_1, Dp'_1, C'_1 является резонансным. Импульсные преобразователи с двойными коммутирующими узлами обеспечивают надежную работу устройства в режимах малых нагрузок, позволяют получать высокую гибкость и плавность регулирования в широком диапазоне скоростей электропривода.

К недостаткам схемы можно отнести сложность коммутирующего узла и, как следствие, сложность системы управления тиристорами.

Параллельные ШИП

Характерной особенностью параллельных ШИП является возможность получения напряжения на нагрузке, превышающего по величине напряжение источника питания. Принцип построения таких преобразователей очевиден из рис. 7.15, а. В качестве импульсного элемента здесь используется тиристор B_p , который периодически замыкает источник питания на дроссель $Dp_φ$. В процессе размыкания рабочего тиристора на дросселе $Dp_φ$ наводится значительная э. д. с., направленная согласно с напряжением источника питания, в результате через диод $B_φ$ и выходной конденсатор $C_{вых}$ течет ток, имеющий форму всплеска. Напряжение на нагрузке при этом равно сумме напряжений на дросселе $Dp_φ$ и источника питания.

Возможны несколько схемных решений параллельных ШИП. Иногда диод $B_φ$ подключается к отпайке фильтрующего дросселя $Dp_φ$ (рис. 7.15, б). Такое включение позволяет снизить потери мощности на коммутацию (за счет снижения величины $\frac{di_a}{dt}$), однако степень повышения выходного напряжения при этом также уменьшается. Данная

схема применяется, если необходимо поддерживать выходное напряжение достаточно стабильным при изменениях нагрузки.

Если требуется широкий диапазон регулирования выходного напряжения, применяется схема (рис. 7.15, в) с подключением рабочего тиристора к отпайке фильтрующего дросселя. Однако такая схема обладает худшими энергетическими показателями за счет увеличения коммутационных потерь.

Основные различия рассмотренных ШИП заключаются в особенностях выполнения их коммутирующих узлов, исходя из чего и проведена классификация существующих схем.

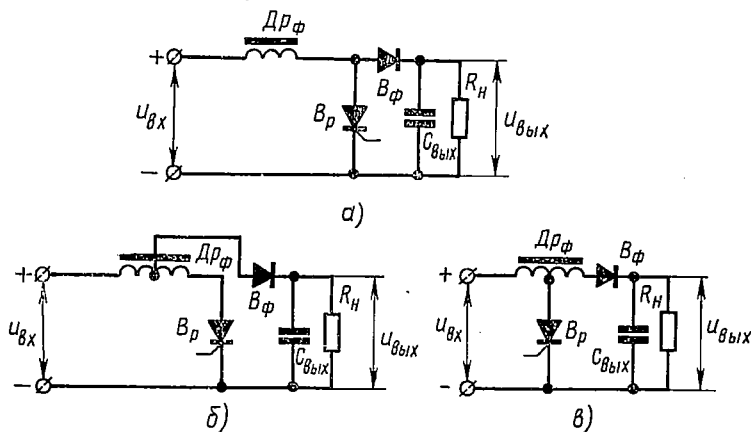


Рис. 7.15. Схемы параллельных ШИП постоянного напряжения

Электромагнитные процессы, протекающие в коммутирующих цепях ШИП, описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, так как моменты переключения ШИП зависят от параметров элементов контура коммутации.

Приведенная классификация, отражающая особенности перезаряда коммутирующего конденсатора, облегчает выбор метода анализа процессов в ШИП, что очень важно, так как в настоящее время нет единого метода анализа нелинейных цепей. В каждом конкретном случае следует выбирать такой метод анализа, который позволил бы получить наименьшую погрешность конечного результата.

В качестве примера проанализируем электромагнитные процессы в наиболее характерных схемах ШИП.

§ 7.3. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ШИП С КОМБИНИРОВАННОЙ КОММУТАЦИЕЙ ПРИ СТАТИЧЕСКОЙ НАГРУЗКЕ

Электромагнитные процессы, протекающие в схемах импульсных преобразователей, целесообразно рассматривать как совокупность процессов в нагрузочной и коммутирующей частях устройства. Процессы, протекающие в нагрузке и коммутирующем звене схемы, будем рассматривать отдельно, так как временные интервалы, в течение которых возможен обмен энергией между нагрузкой и контуром коммутации, весьма незначительны по сравнению с периодом коммутации.

Для удобства анализа силовую схему ШИП с комбинированной коммутацией изобразим в виде идеального ключа и элементов нагрузки (см. рис. 7.1, б). Представленная схема относится к цепи с периодической коммутацией параметров. Периодичность обусловлена воздействием импульсной последовательности на непрерывную систему (цепь нагрузки), в результате чего параметры последней приобретают разные значения внутри импульсов и между ними.

В процессе изменения режимов работы коммутирующего тиристора проявляется нелинейность его характеристики. Однако если учесть, что время переключения тиристора ($20 \div 30$ мксек) мало по сравнению с периодом коммутации ключа ($0,5 \div 2,5$ мсек), то можно считать параметры тиристора постоянными в течение определенных временных интервалов и считать, что переключение тиристора осуществляется мгновенно. Это допущение дает возможность описывать процессы в схеме линейными дифференциальными уравнениями.

Для описания процессов в цепях с периодической коммутацией параметров применим аппарат дискретного преобразования Лапласа [7]. В данном случае анализ сводится к составлению разностных уравнений и их решению при помощи теорем D -преобразования.

Метод D -преобразования позволяет получить наглядную картину установившихся процессов, при этом сохраняются те же удобства, которые имеет обычное преобразование Лапласа при решении дифференциальных уравнений.

Рассмотрим цепь нагрузки в течение интервала импульса и интервала паузы. При этом рабочий тиристор полагаем идеальным ключом, а индуктивность L_Φ дросселя Dp_Φ линейной.

В течение интервала импульса цепь (см. рис. 7.1, б) опишется уравнением

$$E = \frac{L_\Phi}{R_n} \cdot \frac{du_n}{dt} + u_n + \frac{u_n}{R_n} R_\Phi, \quad nT \leq t \leq (n + \gamma) T. \quad (7.1)$$

Для интервала паузы получим

$$0 = \frac{L_\Phi}{R_n} \cdot \frac{du_n}{dt} + u_n + \frac{u_n}{R_n} R_0, \quad (n + \gamma) T \leq t \leq (n + 1) T. \quad (7.2)$$

Здесь

T — период коммутации ключа;

$n = 0, 1, 2, 3, \dots$ — дискретные значения независимой переменной;

$\gamma = \frac{t_n}{T}$ — относительное время включенного состояния рабочего тиристора (скважность);

t_n — время включенного состояния рабочего тиристора за период;

E — напряжение источника питания;

R_Φ — активное сопротивление дросселя фильтра;

$R_0 = R_\Phi + R_D$ — сумма сопротивлений фильтра и прямого сопротивления диода V_Φ .

Введем относительное время $\bar{t} = \frac{t}{T}$ и с учетом этого запишем уравнения:

$$E = \frac{L_\Phi}{R_n} \frac{du_n}{d\bar{t}T} + u_n \left(1 + \frac{R_\Phi}{R_n} \right), \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma, \quad (7.3)$$

$$0 = \frac{L_\Phi}{R_n} \frac{du_n}{d\bar{t}T} + u_n \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right), \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1. \quad (7.4)$$

Обозначим $\alpha = \frac{TR_n}{L_\Phi}$. Тогда уравнения примут вид:

$$E = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{du_n}{d\bar{t}} + u_n \left(1 + \frac{R_\Phi}{R_n} \right), \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma, \quad (7.5)$$

$$0 = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{du_n}{d\bar{t}} + u_n \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right), \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1. \quad (7.6)$$

В результате соответствующих преобразований [7] получим следующее разностное уравнение:

$$u_n(n+1) - u(n) e^{-\alpha_n} = K, \quad (7.7)$$

где

$$\alpha_n = \alpha \left[\gamma \frac{(R_\Phi - R_0)}{R_n} + \frac{R_0}{R_n} + 1 \right], \quad (7.8)$$

$$K = E e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right) (1-\gamma)} \left[1 - e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_\Phi}{R_n} \right) \gamma} \right]. \quad (7.9)$$

Решаем разностное уравнение, используя правила D -преобразования [7]:

$$u_n(\bar{t}) = E + \left[\frac{K(1 - e^{-\alpha_n n})}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right] e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_\Phi}{R_n} \right) (\bar{t} - n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma, \quad (7.10)$$

$$u_n(\bar{t}) = \left\{ E + \left[\frac{K(1 - e^{-\alpha_n n})}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right] e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_\Phi}{R_n} \right) \gamma} \right\} e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_0}{R_n} \right) (\bar{t} - n - \gamma)}, \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1. \quad (7.11)$$

При $u_n(n) = 0$ наступает режим прерывистых токов в нагрузке. Исходя из этого условия можно определить критическое значение индуктивности дросселя B_Φ :

$$L_\Phi \geq 0,9T(R_n + R_0).$$

Выражения напряжений на выходе ШИП для смещенных решетчатых функций определяются из (7.10), (7.11), если в них подставить

$\bar{t} = n + \varepsilon$, где $\varepsilon = \frac{\Delta t}{T}$ — относительное смещение аргумента решетчатой функции:

$$u_{II}[n, \varepsilon] = E + \left[\frac{K(1 - e^{-\alpha_n n})}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right] e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \varepsilon}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma,$$

$$u_{II}[n, \varepsilon] = \left\{ E + \left[\frac{K(1 - e^{-\alpha_n n})}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right] e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \gamma} \right\} e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) (\varepsilon - \gamma)},$$

$$\gamma \leq \varepsilon \leq 1.$$

Установившееся значение напряжения на нагрузке можно найти, если положить $n \rightarrow \infty$:

$$u_{II,y}[\varepsilon] = E + \left[\frac{K}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right] e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \varepsilon}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma. \quad (7.12)$$

$$u_{II,y}[\varepsilon] = \left\{ E + \left[\frac{K}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right] e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \gamma} \right\} e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) (\varepsilon - \gamma)},$$

$$\gamma \leq \varepsilon \leq 1. \quad (7.13)$$

При $\varepsilon = \gamma$ $u_{II,y} = U_{II \max}$, поэтому

$$U_{II \max} = E + \left(\frac{K}{1 - e^{-\alpha_n}} - E \right) e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \gamma}. \quad (7.14)$$

При $\varepsilon = 0$ $u_{II,y} = U_{II \min}$, следовательно,

$$U_{II \min} = \frac{K}{1 - e^{-\alpha_n}}. \quad (7.15)$$

Изменение установившегося напряжения на нагрузке определится как разность между установившимися максимальным и минимальным значениями выходного напряжения:

$$\Delta U_{II} = U_{II \max} - U_{II \min}.$$

После подстановки уравнений (7.14), (7.15) в предыдущее выражение и соответствующих преобразований получаем

$$\Delta U_{II} = E \left[1 - e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \gamma} \right] \frac{1 - e^{-\alpha(1-\gamma) \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right)}}{1 - e^{-\alpha_n}}.$$

Величина $\sigma = \frac{\Delta U_{II}}{E}$, называемая эквивалентным коэффициентом пульсаций выходного напряжения, определяется выражением

$$\sigma = \left[1 - e^{-\alpha \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right) \gamma} \right] \frac{1 - e^{-\alpha(1-\gamma) \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{II}}\right)}}{1 - e^{-\alpha_n}}. \quad (7.16)$$

Найдем среднее значение установившегося напряжения на нагрузке:

$$U_{н. ср} = \int_0^{\gamma} u_{н. у}[\varepsilon] d\varepsilon + \int_{\gamma}^1 u_{н. у}[\varepsilon] d\varepsilon.$$

Подставив соответствующие выражения и выполнив несложные преобразования, получим

$$U_{н. ср} = E \left(\gamma - \frac{\sigma \lambda}{\alpha} \right),$$

где

$$\lambda = \frac{1}{1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{н}}} - \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_{н}}}. \quad (7.17)$$

Выражение (7.17) представляет собой регулировочную характеристику ШИП. Подставив в (7.17) $\alpha = \frac{TR_{н}}{L_{\Phi}}$ и полагая $I_{н} \approx \frac{E\gamma}{R_{н}}$, получим выражение внешней характеристики:

$$U_{н. ср} = E\gamma - I_{н} \frac{\sigma L_{\Phi} \lambda}{\gamma T}. \quad (7.18)$$

Полученные выражения регулировочной и внешней характеристик позволяют рассчитать режим работы цепи нагрузки при постоянной частоте коммутации [37].

Анализ электромагнитных процессов в коммутирующем узле схемы ШИП

Анализ процессов в коммутирующем узле схемы целесообразно производить по отдельным интервалам процесса коммутации (рис. 7.16):

1) $0 - t_1$ — интервал заряда коммутирующего конденсатора (в относительных единицах $\gamma_p = \frac{t_1}{T}$); в действительности заряд конденсатора протекает с точки t_0 после отпирания рабочего тиристора;

2) $t_1 - t_2$ — интервал перезаряда конденсатора (в относительных единицах $h_1 = \frac{t_2 - t_1}{T}$);

3) $t_2 - t_3$ — интервал между моментом максимального обратного напряжения на конденсаторе и моментом запириания рабочего тиристора, наступающего в результате насыщения дросселя $Dp_{н}$ (в относительных единицах $h_2 = \frac{t_3 - t_2}{T}$).

Каждый из трех коммутационных интервалов можно описать линейными дифференциальными уравнениями.

Для первого интервала с учетом аperiodического заряда конденсатора, решая уравнение

$$\frac{1}{T\beta_1} \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{1}{\beta_1} \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C = E,$$

находим

$$u_C(\bar{t}) = E - E \left(1 + \frac{e^{\rho_1 \gamma_p} - 2}{e^{\rho_2 \gamma_p} - e^{\rho_1 \gamma_p}} e^{\rho_1 (\bar{t} - n)} + \frac{E (e^{\rho_1 \gamma_p} - 2)}{e^{\rho_2 \gamma_p} - e^{\rho_1 \gamma_p}} e^{\rho_2 (\bar{t} - n)} \right), \quad (7.19)$$

$$n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_p,$$

где

$$\rho_{1,2} = -\frac{T\beta_1''}{2\beta_1'} \pm \sqrt{\left(\frac{T\beta_1''}{2\beta_1'}\right)^2 - \beta_1'' T},$$

$$\beta_1' = \frac{T}{CR_1}, \quad \beta_1'' = \frac{T}{CL_1}, \quad R_1 = R_n + R_{D\rho_n} + R_\Phi, \quad L_1 = L_{D\rho_n} + L_\Phi.$$

Для второго интервала с учетом колебательного перезаряда конденсатора, решая уравнение

$$\frac{1}{T\beta_2''} \cdot \frac{d^2 u_C}{d\bar{t}^2} + \frac{1}{\beta_2''} \cdot \frac{du_C}{d\bar{t}} + u_C = 0,$$

определяем

$$u_C(\bar{t}) = [-E \cos \omega (\bar{t} - n - \gamma_p) - aE \sin \omega (\bar{t} - n - \gamma_p)] e^{-a(\bar{t} - n - \gamma_p)}, \\ n + \gamma_p \leq \bar{t} \leq n + \gamma_p + h_1, \quad (7.20)$$

где

$$\beta_2' = \frac{T}{CR_2}, \quad \beta_2'' = \frac{T}{L_k C}, \quad a = \frac{\beta_2' T}{2\beta_2''}, \quad \omega = \sqrt{\beta_2'' T - \left(\frac{\beta_2' T}{2\beta_2''}\right)^2}$$

(R_2 — активное сопротивление контура $C - B_k - D\rho_k - B_L - C$).

Закономерность изменения тока на интервале перезаряда конденсатора определится по известной закономерности изменения его напряжения на данном интервале:

$$i_C(\bar{t}) = CE e^{-a(\bar{t} - n - \gamma_p)} \sin \omega (\bar{t} - n - \gamma_p) \left(\omega + \frac{a^2}{\omega} \right).$$

Для третьего интервала, решая уравнение

$$\frac{1}{\beta_3''} \cdot \frac{du_C}{d\bar{t}} + u_C = 0,$$

находим

$$u_C(\bar{t}) = E e^{-\beta_3'' (\bar{t} - n - \gamma_p - h_1)}, \quad n + \gamma_p + h_1 \leq \bar{t} \leq n + 1, \quad (7.21)$$

где

$$\beta_3'' = \frac{T}{CR_p}, \quad R_p = R_{д.н} + R_{тр.}$$

Для третьего интервала напряжение на нагрузке

$$u_n(\bar{t}) = E + E e^{-\beta_3'' (\bar{t} - n - \gamma_p - h_1)}. \quad (7.22)$$

Из (7.22) следует, что при $\bar{t} = n + \gamma_p + h_1$ $u_n(\bar{t}) = 2E$, т. е. потенциал катода запирающегося вентиля повышается в два раза.

Разряд конденсатора C на третьем коммутационном интервале происходит после насыщения дросселя $D\rho_n$. Постоянная времени раз-

ряда конденсатора первоначально определяется сопротивлением запирающегося тиристора, а затем, после его запираения, параметрами цепи нагрузки.

Таким образом, при изменении нагрузки постоянная времени разряда конденсатора также изменяется, что может привести к неустой-

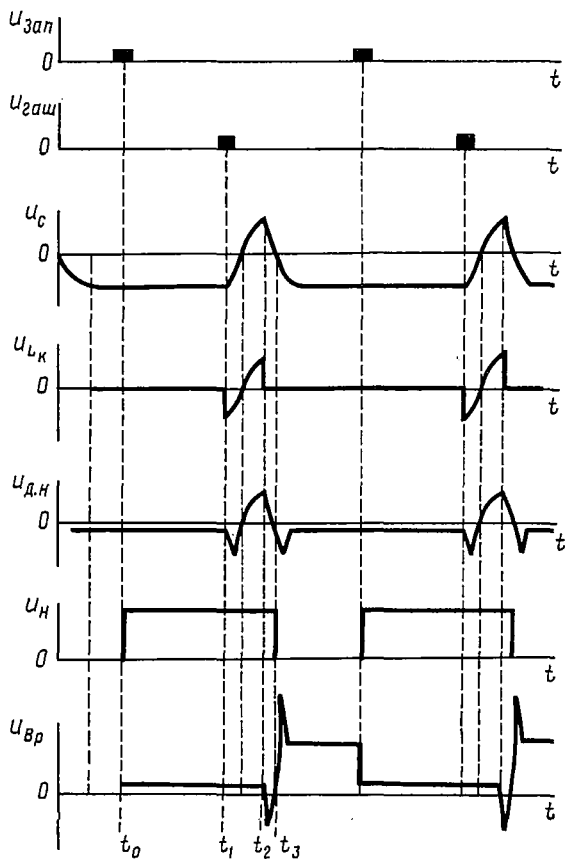


Рис. 7.16. Временные диаграммы напряжений на элементах схемы ШИП с комбинированной коммутацией

чивой коммутации в режимах, близких к холостому ходу. Кроме того, изменение постоянной времени разряда конденсатора C «отодвигает» момент начала его очередного заряда, что приводит к увеличению паузы в работе ключа.

В этом случае узел коммутации оказывает влияние на величину максимального выходного напряжения преобразователя. Это влияние тем существеннее, чем выше частота коммутации и чем шире диапазон изменения нагрузки. Для устранения данного эффекта рекомендуется встречное параллельное включение рабочего тиристора и диода, ко-

торый рассчитывается по максимальному току перезаряда конденсатора C и максимальному обратному напряжению.

Приведенный выше анализ процессов в коммутирующем звене ШИП соответствует наличию встречного диода, так как было принято, что за время восстановления управляющих свойств тиристора B_p конденсатор C успевает разрядиться до нуля, т. е. $u(n) = 0$.

При анализе процессов в импульсном преобразователе было сделано допущение о мгновенном переключении рабочего тиристора, что позволило считать тиристор линейным элементом.

Увеличение частоты коммутации приводит к снижению к. п. д. устройства, поэтому значение частоты коммутации обычно выбирают из условия получения максимального к. п. д. Оптимальная частота коммутации, рассчитанная из такого условия, зачастую оказывается не выше 1 кГц. Таким образом, период коммутации получается гораздо длительнее времени включения и выключения тиристора, что дает право аппроксимировать его линейным элементом без значительных погрешностей.

Если необходимо выполнить импульсный преобразователь малых габаритов с широким диапазоном регулирования, то в ущерб к. п. д. можно выбрать более высокую частоту коммутации.

Высокая частота переключения позволяет уменьшить габариты фильтрующего дросселя и элементов коммутирующего узла. В этом случае период переключения рабочего тиристора соизмерим с временем его включения и выключения, что обуславливает существенное влияние нелинейности элементов на характер электромагнитных процессов в ШИП.

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

§ 8.1. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Автономные инверторы — это устройства, преобразующие постоянный ток в переменный с постоянной или регулируемой частотой и работающие на автономную нагрузку.

В отличие от инверторов, ведомых сетью, у автономного инвертора на стороне переменного тока нет другого источника энергии той же частоты, кроме самого инвертора.

Основные области применения автономных инверторов:

1) питание потребителей переменного тока в устройствах, где единственным источником энергии является аккумуляторная батарея (например, бортовые источники питания), а также питание ответственных потребителей при аварии в сети переменного тока (например, электросвязь);

2) электротранспорт, питающийся от контактной сети постоянного или переменного напряжения, где для регулируемого электропривода желательно иметь простые, дешевые и надежные короткозамкнутые асинхронные двигатели;

3) электропривод, где требуется переменная скорость вращения; в этом случае инвертор является источником с регулируемой частотой и напряжением;

4) трансформаторы постоянного тока, преобразующие постоянный ток одного уровня в постоянный ток другого уровня;

5) источники прямого преобразования энергии, в которых вырабатывается постоянный ток относительно низкого напряжения (термо- и фотоэлектрические генераторы, топливные элементы, МГД-генераторы); для использования этой энергии требуется преобразовать постоянный ток в переменный ток определенной частоты;

6) передача энергии постоянным током — для преобразования переданного на дальнее расстояние постоянного тока в переменный.

§ 8.2. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРАМ

К автономным инверторам, работающим в конкретной установке, предъявляются следующие требования:

1) обеспечение максимального к. п. д.;

2) минимальная установленная мощность отдельных узлов и элементов. Под установленной мощностью какого-либо элемента понимается основной его параметр, определяющий габариты, вес и стоимость элемента. Установленная мощность элементов является одним

из основных факторов, определяющих целесообразность применения той или иной схемы автономного инвертора.

Наиболее рациональной считается та схема, у которой суммарная установленная мощность имеет наименьшее значение. При этом сравниваются суммарные приведенные установленные мощности инверторов. Под приведенными установленными мощностями элементов понимаются действительные мощности, умноженные на коэффициент приведения к основному элементу по выбранному критерию оценки;

- 3) возможность широкого регулирования выходного напряжения;
- 4) обеспечение стабильности выходного напряжения при изменении величины и характера нагрузки;
- 5) обеспечение синусоидальной или близкой к синусоидальной формы кривой выходного напряжения;
- 6) отсутствие срывов инвертирования при перегрузках;
- 7) возможность работы в режиме холостого хода;
- 8) обеспечение максимальной надежности и устойчивости.

Естественно, что требования, предъявляемые к схемам автономных инверторов, зависят от конкретного назначения инвертора. Поэтому оптимальный вариант схемы инвертора необходимо выбирать, учитывая режимы работы нагрузок, питающихся от него.

§ 8.3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ С АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ

Системы с автономными инверторами можно условно разделить на два типа: система постоянного тока (рис. 8.1, а); система переменного тока (рис. 8.1, б).

Эти системы состоят из следующих блоков: *ИП* — первичный источник постоянного тока; *П* — собственно преобразователь, преобразующий постоянный ток в переменный и представляющий собой схему, построенную на обычных тиристорах, запираемых тиристорах или транзисторах; *СУ* — система управления, включающая в себя генератор управляющих импульсов, преобразователь фаз (фазорасщепитель), предварительный усилитель и генератор задающей частоты; *В* — выпрямитель, представляющий собой группу неуправляемых или управляемых вентилей, собранных по определенной схеме; *Ф* — электрический фильтр, обеспечивающий необходимый для нормальной работы потребителя коэффициент пульсаций; *ПУ* — промежуточное устройство, связывающее преобразователь с нагрузкой и включающее в себя фильтры по переменному току, компенсаторы, а также в некоторых случаях элементы, обеспечивающие постоянство выходного напряжения при изменении напряжения на входе или на нагрузке; *Н* — нагрузка; *Р* — регулятор, предназначенный для регулирования выходного напряжения по заданному закону или для поддержания заданного уровня выходного напряжения; *САО* — система аварийного отключения, являющаяся частью любой системы питания и включающая в себя чувствительные датчики и быстродействующие реле (электро-механические или бесконтактные).

Как видно из рисунков, регулятор может воздействовать непосредственно или на выпрямитель, промежуточное устройство, собственно

преобразователь, источник питания, или на систему управления. В первом случае регулятор представляет собой устройство, состоящее из силовой и задающей частей, а также чувствительного органа. Во втором случае необходимость в силовой части отпадает и в состав регулятора входят только задающая часть и чувствительный орган.

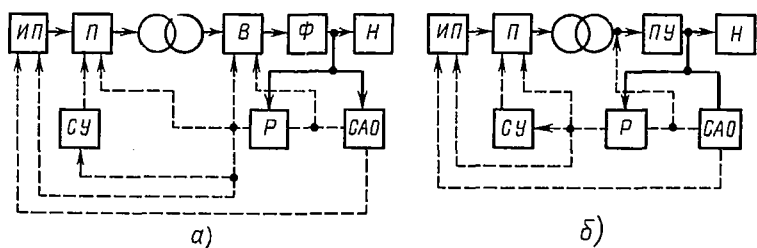


Рис. 8.1. Структурные схемы систем с автономными инверторами:
 а — система постоянного тока; б — система переменного тока

Аналогично регулятору система аварийного отключения воздействует либо на источник питания и выходную цепь преобразователя (выпрямителя), отключая при этом источник питания и преобразователь (выпрямитель), либо на регулятор, снимая напряжение на нагрузке.

§ 8.4. ИНВЕРТОРЫ ТОКА И ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

В зависимости от особенностей протекания электромагнитных процессов автономные инверторы могут быть разделены на два основных типа: инверторы тока (рис. 8.2, а) и инверторы напряжения (рис. 8.2, в).

Для инверторов тока характерно то, что они формируют в нагрузке ток (под нагрузкой в данном случае подразумевается параллельное соединение $z_{н}$ и C), а форма напряжения зависит от параметров нагрузки.

Источник постоянного тока работает в режиме генератора тока, для чего во входной цепи включается реактор L_d с большой индуктивностью. Кроме того, реактор L_d выполняет функции фильтра высших гармонических напряжений, так как к нему прикладывается разность между выходным и входным напряжением, препятствует разряду конденсатора на источник питания во время коммутации тока в вентилях и обеспечивает аperiodический режим работы инвертора, характерный малыми пульсациями входного тока и малой зависимостью формы инвертированного напряжения от нагрузки. Инвертор тока может работать только с активно-емкостной нагрузкой, т. е. при опережающем инвертированном токе (рис. 8.2, б), когда между анодом и катодом закрывшегося вентиля в течение некоторого времени поддерживается отрицательное напряжение, необходимое для восстановления запирающих свойств вентиля. Это время называется временем выключения ($t_c = t_{\text{выкл}}$). При активно-индуктивной нагрузке баланс реактивной мощности обеспечивается коммутирующими конденсаторами.

В режиме холостого хода инвертор тока не работоспособен вследствие затрудненного перезаряда конденсатора. При перегрузках его работа затруднена из-за недостаточного времени, для восстановления запирающих свойств вентилях. Внешняя характеристика инвертора тока «мягкая». В инверторе тока применяются вентили с неполным управлением (обычные тиристоры и полевые транзисторы).

Инверторы напряжения формируют в нагрузке напряжение, а форма тока зависит от характера нагрузки. Источник питания инвертора напряжения работает в режиме генератора напряжения (ак-

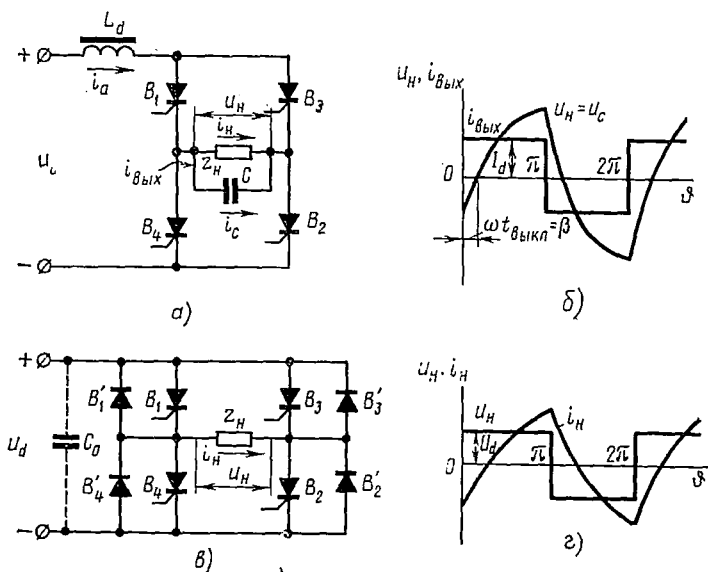


Рис. 8.2. Однофазная мостовая схема инвертора тока (а) и инвертора напряжения (в); временные диаграммы тока и напряжения на выходе инвертора тока (б) и инвертора напряжения (з) при активно-индуктивной нагрузке

кумуляторная батарея). Если инвертор питается от выпрямителя, то на его входе ставится конденсатор достаточно большой емкости для обеспечения проводимости источника постоянного напряжения в обратном направлении. Это необходимо, когда инвертор напряжения работает с активно-индуктивной нагрузкой. Для обеспечения баланса реактивной мощности в этом случае ставится обратный выпрямитель (вентили $B'_1 \div B'_4$ на рис. 8.2, в). Конденсатор выполняет функции фильтра высших гармонических тока, так как по нему протекает разность между выходным и постоянным в пределах полупериодов входным током.

При активно-емкостной нагрузке инвертор напряжения, как правило, не работает, поскольку в моменты включения вентилях возникают недопустимые броски тока. Инвертор напряжения может работать в режиме холостого хода. Работоспособность инвертора напряжения в режиме, близком к холостому ходу, определяется коммута-

ционными свойствами вентиляей. Внешняя характеристика инвертора напряжения «жесткая». В инверторе напряжения применяются полностью управляемые вентили (запираемые тиристоры и транзисторы) и неполностью управляемые вентили (обычные тиристоры).

Следует отметить, что понятия «инвертор тока» и «инвертор напряжения» были бы строгими, если бы в первых не нарушалось равенство $L_d = \infty$, а во вторых $C_0 = \infty$. Практические схемы автономных инверторов в большей или меньшей степени приближаются к этим понятиям в зависимости от величин L_d и C_0 . Инверторы с малыми значениями L_d и C_0 занимают промежуточное место между инверторами тока и инверторами напряжения.

§ 8.5. СПОСОБЫ КОММУТАЦИИ ОБЫЧНЫХ ТИРИСТОРОВ

Способы коммутации обычных тиристоров можно разделить на пять групп:

1. Коммутация за счет подключения к тиристоры предварительно заряженного конденсатора (рис. 8.3, а). При протекании тока через тиристор B_1 конденсатор C заряжается с указанной полярностью. При включении тиристора B_2 конденсатор C разряжается через тиристоры B_2 и B_1 , выключая последний. После этого конденсатор перезаряжается и подготавливаются условия к выключению тиристора B_2 .

2. Коммутация за счет последовательного колебательного контура LC , включенного последовательно с тиристором (рис. 8,3, б). При открывании тиристора B происходит колебательный заряд конденсатора C . При спадании тока LC -контура (анодного тока тиристора) до нуля происходит выключение тиристора. Резистор r служит для разряда конденсатора к моменту очередного включения тиристора. В связи с тем, что нагрузка входит в состав колебательного контура, она сильно влияет на условия коммутации.

3. Коммутация за счет последовательного колебательного контура LC , включенного параллельно тиристоры (рис. 8.3, в). Когда тиристор B заперт, конденсатор C заряжается с полярностью, указанной на рисунке без скобок. При включении тиристора B происходит колебательный перезаряд конденсатора. Через полпериода собственных колебаний контура LC полярность конденсатора изменяется на обратную, и в следующий полупериод собственных колебаний нарастающий ток перезаряда конденсатора, протекая навстречу току нагрузки, выключит тиристор в момент равенства нулю суммарного тока. Изменяя начальное значение магнитной индукции сердечника дросселя, можно регулировать длительность открытого состояния тиристора.

4. Коммутация за счет параллельно включенного конденсатора, подключаемого к основному тиристоры с помощью вспомогательного (рис. 8.3, г). Конденсатор C заряжается, когда тиристор B_2 открыт (полярность без скобок). При включении тиристора B_1 происходит перезаряд конденсатора через цепочку, состоящую из диода V и индуктивности L (полярность в скобках). Выключение тиристора B_1 происходит при включении тиристора B_2 . Данная схема коммутации

представляет собой тиристорный аналог полностью управляемого вентиля. Вспомогательный тиристор позволяет регулировать длительность открытого состояния основного тиристора в широких пределах.

5. Коммутация за счет внешнего источника энергии, включаемого параллельно или последовательно с тиристором.

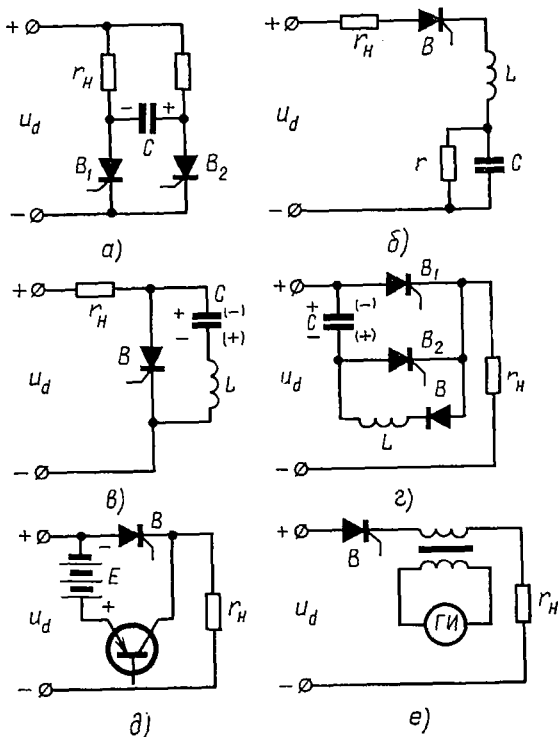


Рис. 8.3. Способы коммутации тиристорov в автономных инверторах

Тиристор можно запереть, если подключить параллельно к нему (рис. 8.3, д) с помощью транзистора или запираемого тиристора источник постоянного напряжения. Тиристор можно выключить также с помощью трансформатора, одна из обмоток которого включена последовательно с тиристором (рис. 8.3, е), а на другую от генератора импульсов $ГИ$ подаются импульсы соответствующей полярности.

§ 8.6. КЛАССИФИКАЦИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Автономные инверторы можно классифицировать по двум признакам: по схеме преобразования; по способу коммутации.

Различают следующие схемы преобразования: 1) одновентильная (схема прерывателя) (рис. 8.4, а); 2) однофазная с нулевым выводом (рис. 8.4, б); 3) однофазная с нулевым выводом источника питания

(рис. 8.4, *а*); 4) однофазная мостовая (рис. 8.4, *з*); 5) трехфазная мостовая (рис. 8.4, *д*); 6) трехфазная с нулевым выводом (рис. 8.4, *е*).

Все остальные схемы являются производными перечисленных групп. Третья, четвертая и пятая схемы могут быть с трансформаторным или бестрансформаторным выходом, вторая и шестая — только с трансформаторным выходом, если нет вывода нулевой точки нагрузки. Наибольшее распространение в преобразовательной технике находят мостовые схемы.

По способу коммутации автономные инверторы можно разделить на несколько групп.

1. Инверторы, полностью коммутируемые по управляющим цепям (инверторы на запираемых (двухоперационных) тиристорах и силовых транзисторах).

2. Параллельные инверторы, в которых коммутирующий конденсатор включается параллельно нагрузке. Для обеспечения баланса реактивной мощности в цепи инвертор — нагрузка, при индуктивном характере последней, используется либо коммутирующий конденсатор, либо источник питания, если в схеме имеется обратный выпрямитель. В соответствии с этим параллельные инверторы можно разделить на:

а) инверторы с компенсацией реактивной мощности (см. рис. 8.18);

б) инверторы с возвратом реактивной мощности (см. рис. 8.34);

в) инверторы с коммутацией высшими гармониками (см. рис. 8.26).

3. Последовательные инверторы, в которых резонансная цепочка *LC*, обеспечивающая коммутацию, включается последовательно с нагрузкой.

4. Инверторы с двухступенчатой коммутацией, в которых кроме рабочих тиристоров имеются вспомогательные тиристоры, входящие в состав колебательных контуров выключения (см. рис. 8.38). Запирание рабочего тиристора происходит при включении вспомогательного тиристора, подключающего колебательный контур, изменяющий полярность напряжения на тиристоре, который необходимо выключить.

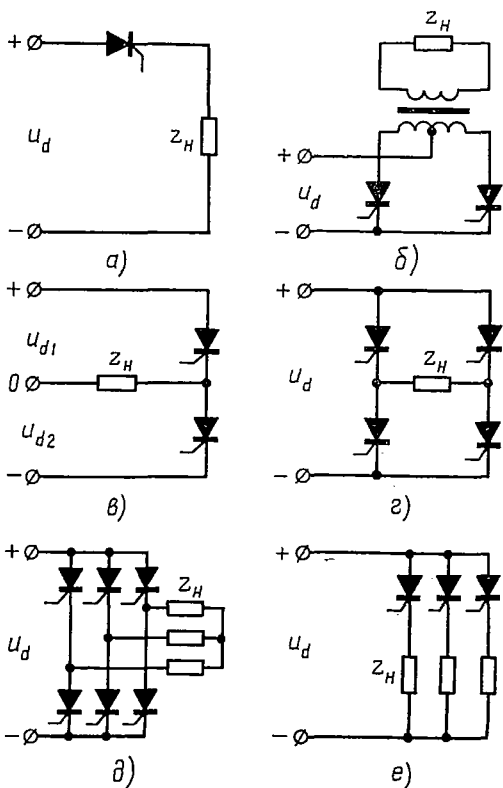


Рис. 8.4. Схемы преобразования (на схемах не показаны коммутирующие элементы)

Момент включения очередного тиристора может быть смещен относительно момента выключения ранее работавшего рабочего тиристора, что позволяет осуществлять в инверторах с двухступенчатой коммутацией время-импульсную или широтно-импульсную модуляцию выходного напряжения.

Инверторы с двухступенчатой коммутацией можно разделить на:

а) инверторы с групповой емкостной или трансформаторной коммутацией (в них применяется один коммутирующий конденсатор или трансформатор на одну пару рабочих тиристорov);

б) инверторы с коммутирующим устройством для каждого рабочего тиристора;

в) инверторы с коммутацией по цепи питания основного источника.

Несмотря на увеличение числа тиристорov, инверторы с двухступенчатой коммутацией имеют следующие преимущества перед остальными типами: минимальную установленную мощность коммутирующих конденсаторov и дросселей, почти полное разделение коммутационных и рабочих процессов, обеспечивающее устойчивую коммутацию тока в широком диапазоне изменения частоты, величины и характера нагрузки; возможность изменения длительности интервала проводимости рабочих тиристорov, что позволяет исключить автономный регулятор напряжения.

5. Инверторы с «феррит-конденсаторной» коммутацией. Коммутация (способ предложен Морганом) в инверторах осуществляется при помощи конденсатора и дросселя с насыщающимся сердечником, подключенным параллельно тиристорy (см. рис. 8.3, в). Внешняя характеристика инверторов «жесткая», а время открытого состояния тиристора, определяемое параметрами колебательного контура, не зависит от параметров нагрузки.

Существуют схемы, обладающие одновременно признаками разных групп, например, последовательно-параллельные инверторы, в которых коммутирующие конденсаторы включены параллельно и последовательно с нагрузкой.

§ 8.7. ИНВЕРТОРЫ НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ

При анализе схем инверторов будем полагать, что: вентили (запираемые тиристоры и транзисторы) являются идеальными ключами; время переключения вентиля равно нулю; внутреннее сопротивление источника равно нулю и источник обладает двусторонней проводимостью; активное и индуктивное сопротивления подводящих проводов равно нулю.

Однофазный мостовой инвертор

Рассмотрим схему однофазного мостового инвертора (рис. 8.5, а) с активно-индуктивной нагрузкой. Предположим, что в первом полупериоде ($0 \leq \theta \leq \theta_2$) (рис. 8.5, б) вентили B_1 и B_2 открыты и нагрузка подключена к источнику питания (путь тока на рис. 8.5, а показан

сплошной линией). В момент времени $\vartheta = \vartheta_2$ вентили B_1, B_2, B_3, B_4 переключаются. Так как нагрузка имеет активно-индуктивный характер, в первый момент после переключения ($\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$) за счет э. д. с. самоиндукции ток в нагрузке сохраняет свое прежнее направление, а ток в цепи источника питания изменяет знак. Запасенная в нагрузке энергия возвращается в источник питания. Из рис. 8.5, б видно, что на интервале $\vartheta_2 \leq \vartheta < \vartheta_3$ (пунктирная линия на рис. 8.5, а) ток нагрузки протекает через обратные диоды B'_3 и B'_4 (если в качестве рабочих вентилях использованы транзисторы, то ток протекает через диоды B'_3 и B'_4 в прямом направлении, а через транзисторы B_3 и B_4 в обратном направлении — от коллектора к эмиттеру; обратные диоды при этом обеспечивают работу транзисторов в области насыщения при обратных токах, превышающих $i_k = \frac{\beta i_G}{2 \div 5}$,

так как коэффициент усиления транзисторов в обратном (инверсном) направлении меньше, чем в прямом, примерно в $2 \div 5$ раз).

Вывод основных расчетных соотношений схемы произведем, используя операторные преобразования Лапласа.

На основании теоремы о компенсации заменим вентили источника э. д. с. (рис. 8.6, а). Форма этих э. д. с. получится в виде прямоугольников, так как вентили в схеме переключаются через полпериода попарно, а напряжения на вентилях отличны от нуля только в моменты времени, когда вентили не проводят ток (рис. 8.6, б, в). Используя метод наложения, можно определить эквивалентную э. д. с., действующую в схеме (рис. 8.6, г, д). Она будет представлять собой периодическую разрывную функцию $u_H(t)$, воздействующую на нагрузку Z_H (рис. 8.6, д).

Известно, что если оригинал $f(t)$ есть периодическая функция с периодом T , то соответствующее изображение будет

$$F(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^T e^{-pt} f(t) dt = \frac{F_1(p)}{1 - e^{-pT}}. \quad (8.1)$$

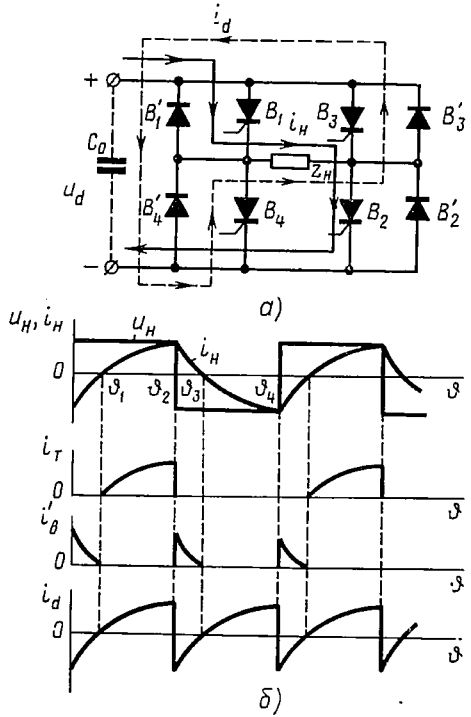


Рис. 8.5. Однофазный мостовой инвертор (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б)

Для однофазного мостового инвертора изображение эквивалентной э. д. с. $e(t)$, действующей в схеме (рис. 8.6, з),

$$U_{\text{н}}(p) = \frac{1}{1 - e^{-pT}} \int_0^T e^{-pt} U_d dt = \frac{U_d \left(1 - e^{-\frac{T}{2} p}\right)}{p \left(1 + e^{-\frac{T}{2} p}\right)}. \quad (8.2)$$

Изображение тока нагрузки

$$I_{\text{н}}(p) = \frac{U_{\text{н}}(p)}{Z_{\text{н}}(p)} = U_{\text{н}}(p) Y(p) = \frac{U_d}{p} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2} p}}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2} p}\right) (r_{\text{н}} + pL_{\text{н}})}, \quad (8.3)$$

где $Z_{\text{н}}(p) = r_{\text{н}} + pL_{\text{н}}$, $Y(p) = \frac{1}{Z_{\text{н}}(p)}$.

Свободный ток

$$i_{\text{св}}(t) = \text{res} \frac{U_d}{p} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2} p}}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2} p}\right) (r_{\text{н}} + pL_{\text{н}})} e^{pt} = -\frac{U_d}{r_{\text{н}}} \cdot \frac{1 - e^{\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} \cdot \frac{T}{2}}}{1 + e^{\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} \cdot \frac{T}{2}}} e^{-\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} t}. \quad (8.4)$$

Переходный ток в течение первого полупериода

$$\begin{aligned} i_{\text{пер}}(t) &= \text{res}_{p_1=0} \frac{U_d}{p (r_{\text{н}} + pL_{\text{н}})} e^{pt} + \text{res}_{p_2 = -\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}}} \frac{U_d}{p (r_{\text{н}} + pL_{\text{н}})} e^{pt} = \\ &= \frac{U_d}{r_{\text{н}}} \left(1 - e^{-\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} t}\right). \end{aligned} \quad (8.5)$$

Искомый установившийся ток

$$i_{\text{н}}(t) = i_{\text{уст}}(t) = i_{\text{пер}}(t) - i_{\text{св}}(t) = \frac{U_d}{r_{\text{н}}} \left(1 - \frac{2e^{-\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} t}}{1 + e^{-\frac{r_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} \frac{T}{2}}}\right) \quad (8.6)$$

или

$$i_{\text{н}}(\vartheta) = I_0 \left(1 - \frac{2e^{-K\vartheta}}{1 + e^{-K\pi}}\right) = I_0 \left(1 - \frac{2e^{-K\vartheta}}{1 + a^3}\right),$$

где $I_0 = \frac{U_d}{r_{\text{н}}}$ — базисный ток;

$K = \frac{r_{\text{н}}}{\omega L_{\text{н}}}$ — параметр цепи нагрузки;

$\vartheta = \omega t$ — переменный временной угол;

$$a = e^{-\frac{K\pi}{3}}.$$

Основные характеристики цепи нагрузки, цепи источника питания, а также приборов, входящих в инвертор, целесообразно определять при различных параметрах цепи нагрузки K .

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_{II} = U_d. \quad (8.7)$$

Действующее (эффективное) значение тока нагрузки

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{II}^2(\vartheta) d\vartheta} = I_0 \sqrt{1 + \frac{2}{K\pi} \cdot \frac{a^3 - 1}{a^3 + 1}}. \quad (8.8)$$

Максимальное значение тока нагрузки можно определить из (8.6), если подставить $\vartheta = \pi$:

$$I_m = I_0 \frac{1 - a^3}{1 + a^3}. \quad (8.9)$$

Для определения средних и действующих значений токов вентилей необходимо найти момент прохождения тока нагрузки через нуль

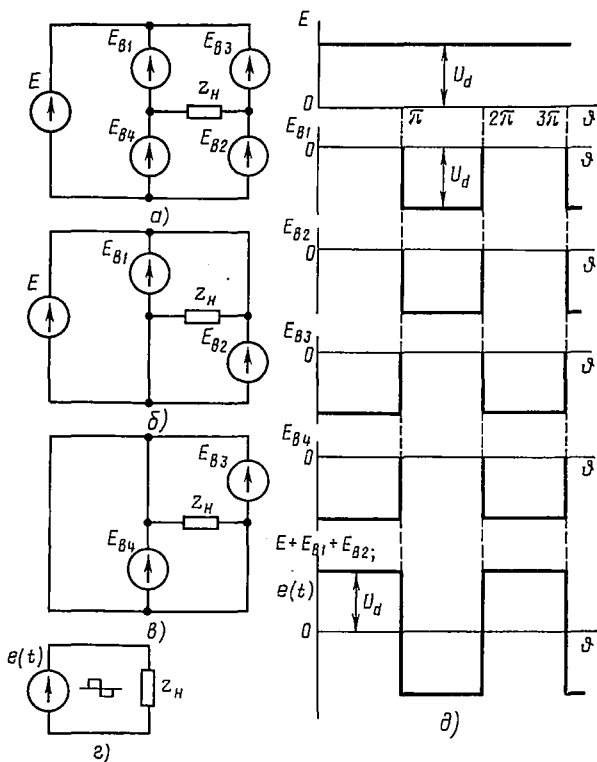


Рис. 8.6. Эквивалентная схема однофазного мостового инвертора напряжения и эквивалентная э. д. с., действующая в схеме

(точка $\vartheta_1 = \sigma$ на рис. 8.5, б). Из рис. 8.6, приравняв нулю $i_{II}(\vartheta)$, находим

$$\sigma = \frac{1}{K} \ln \frac{2}{1 + a^3}. \quad (8.10)$$

Среднее и действующее значения токов обратных диодов на интервале $0 \leq \vartheta \leq \sigma$ равно

$$I_{\text{ср}B'} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\sigma} i_u(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{1-a^3}{K(1+a^3)} - \sigma \right], \quad (8.11)$$

$$I_{B'} = I_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{1+2a^3-3a^6}{2K(1+a^3)^2} - \sigma \right]}. \quad (8.12)$$

Среднее и действующее значения токов тиристорov на интервале $\sigma \leq \vartheta \leq \pi$ равно

$$I_{\text{ср}B} = \frac{I_0}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{1-a^3}{K(1+a^3)} \right], \quad (8.13)$$

$$I_B = I_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{3-2a^3-a^6}{2K(1+a^3)^2} \right]}. \quad (8.14)$$

Среднее значение тока источника питания

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_u(\vartheta) d\vartheta = 2(I_{\text{ср}B} - I_{\text{ср}B'}) = I_0 \left[1 + \frac{2(a^3-1)}{K\pi(a^3+1)} \right]. \quad (8.15)$$

На рис. 8.7, а и б представлены графики, позволяющие определить $I_{\text{ср}B'}$, $I_{B'}$, $I_{\text{ср}B}$, I_B по параметрам цепи нагрузки.

Активная мощность нагрузки определяется мощностью, потребляемой от источника питания:

$$P = U_d I_d = U_d I_0 \left[1 + \frac{2(a^3-1)}{K\pi(a^3+1)} \right]. \quad (8.16)$$

Полная мощность нагрузки

$$S = U_n I = U_d I_0 \sqrt{1 + \frac{2}{K\pi} \cdot \frac{a^3-1}{a^3+1}}. \quad (8.17)$$

Часто при анализе процессов в нагрузке необходимо иметь выражения для токов и напряжений в виде гармонического ряда. Для этого следует определить оригинал изображения (8.2), находя вычеты лишь в полюсах $p_q = \pm \frac{2\pi q}{T} j$, где $q = 1, 2, 3, \dots$. Так как полюсы p_q сопряженные, то оригинал напряжения нагрузки будет равен

$$u_n(\vartheta) = 2\text{Re} \left\{ \sum \text{res} [U_n(p) e^{p\vartheta}, p_q] \right\} = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin q\vartheta}{q} [1 - (-1)^q]. \quad (8.18)$$

Как отмечалось, в связи с тем, что в качестве источника постоянного напряжения инвертора обычно используется выпрямитель, обладающий односторонней проводимостью, к входным зажимам инвертора подключается конденсатор C_0 . Через конденсатор замыкается ток, обусловленный запасенной в нагрузке электромагнитной энергией, что позволяет избежать возможные перенапряжения на тиристорах.

Если учесть, что допустимое повышение напряжения на конденсаторе ΔU_C невелико (обычно принимают $\Delta U_C \leq 0,1 U_d$) и пренебречь изменением тока нагрузки от повышения напряжения на конденсаторе, то мгновенный ток конденсатора будет равен мгновенному току нагрузки:

$$i_C(t) = C_0 \frac{du_C}{dt} = i_n(t) = \frac{U_d}{r_n} \left(1 - \frac{2}{1 + e^{-\frac{r_n}{L_n} \cdot \frac{T}{2}}} e^{-\frac{r_n}{L_n} t} \right), \quad (8.19)$$

где $u_C(t)$ — напряжение на конденсаторе.

Необходимую величину емкости конденсатора определяем из (8.19) с учетом времени заряда конденсатора (промежуток $0 \leq \phi \leq \phi_1$):

$$C_0 = \frac{U_d \tau}{r_n \Delta U_C} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right), \quad (8.20)$$

где $\tau = \frac{L_n}{r_n}$ — постоянная времени цепи нагрузки.

Из (8.20) видно, что емкость конденсатора при заданных величинах U_d , r_n , τ и ΔU_C зависит от пределов изменения частоты переменного тока. С уменьшением частоты величина емкости конденсатора увеличивается и при $f \rightarrow 0$ ($T \rightarrow \infty$) равна максимальному значению:

$$C_{0 \max} = \frac{U_d \tau}{r_n \Delta U_C} (1 - \ln 2). \quad (8.21)$$

Трехфазные инверторы

В преобразовательной технике наибольшее распространение получили трехфазные автономные инверторы, выполненные по мостовым схемам: инвертор, собранный по схеме Ларионова, и инвертор, собранный из трех однофазных мостов.

Электромагнитные процессы в трехфазных инверторах зависят от целого ряда факторов: характера нагрузки, способа соединения обмоток трансформатора, способа управления инвертором, типа источника питания, схемы инвертора.

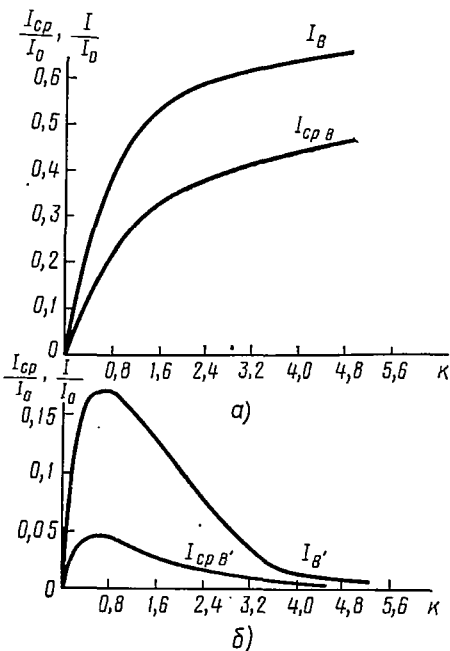


Рис. 8.7. Зависимости (в относительных единицах) среднего и действующего значений токов однофазного мостового инвертора от характера нагрузки

Нагрузка инвертора, состоящего из трех однофазных инверторов, может быть подключена либо через три разделительных однофазных трансформатора, либо непосредственно (в этом случае все 6 концов нагрузки должны быть выведены отдельно). Вторичные обмотки трансформатора такого инвертора соединяются звездой, так как при соединении треугольником будут протекать токи гармоник, кратных трем, что приводит к увеличению мощности трансформатора и дополнительному нагреву обмоток. Нагрузка может соединяться как треугольником, так и звездой.

Нагрузка инвертора, собранного по схеме Ларионова, также может быть соединена как треугольником, так и звездой и подключена или через разделительный трансформатор или без него.

При анализе электромагнитных процессов в трехфазных инверторах будем считать, что система напряжений симметричная, выходной трансформатор идеальный (пренебрегаем индуктивностью рассеяния и током намагничивания трансформатора), коэффициент трансформации $n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = 1$. Эти допущения практически не влияют на точность полученных выражений, однако позволяют сделать их менее громоздкими.

Основные соотношения и форма выходного напряжения инвертора, собранного по схеме Ларионова, при активно-индуктивной нагрузке

В инверторе, собранном по схеме Ларионова (рис. 8.8), продолжительность открытого состояния тиристоров может быть различной.

Рассмотрим случай, когда продолжительность открытого состояния рабочих вентилях соответствует половине периода ($\lambda = 180^\circ$) (на рис. 8.9 арабские цифры обозначают открытые состояния соответствующих рабочих тиристоров инвертора).

Как видно из диаграммы, в трехфазном инверторе, собранном по схеме Ларионова, возможны 6 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний рабочих вентилях, причем всегда одновременно открыты три рабочих вентиля. Каждому сочетанию соответствует своя эквивалентная схема (рис. 8.10).

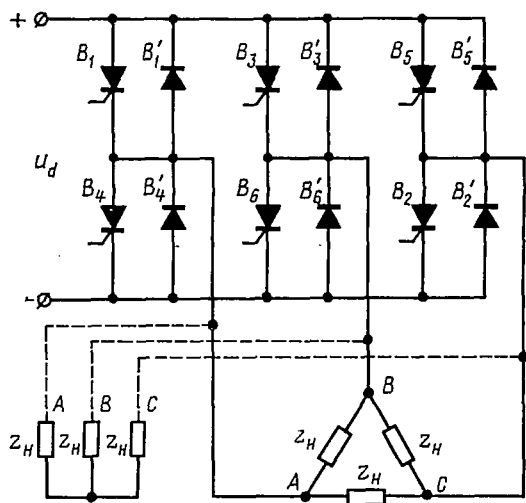


Рис. 8.8. Трехфазный инвертор, собранный по схеме Ларионова

Из эквивалентных схем видно, что при соединении нагрузки треугольником в каждой фазе либо прикладывается напряжение источ-

ника питания, либо в течение 60° фаза оказывается замкнутой сама на себя, т. е. фазное напряжение имеет прямоугольную форму с определенной скважностью (рис. 8.11, а).

При соединении нагрузки звездой каждая фаза либо включена параллельно другой фазе и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими фазами, соединенными параллельно (рис. 8.11, б). Поэтому к каждой фазе прикладывается напряжение, равное $\frac{U_d}{3}$ или $\frac{2U_d}{3}$ (при равных сопротивлениях фаз), и фазное напряжение на нагрузке имеет двухступенчатую форму (рис. 8.12).

Зная форму напряжения на нагрузке и используя методику расчета, приведенную для однофазного инвертора, можно определить все расчетные соотношения для трехфазного инвертора.

Зная форму напряжения на нагрузке и используя методику расчета, приведенную для однофазного инвертора, можно определить все расчетные соотношения для трехфазного инвертора.

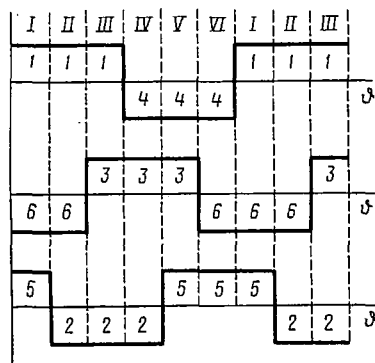


Рис. 8.9. Временные диаграммы работы рабочих вентилях трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова, при $\lambda = 180^\circ$

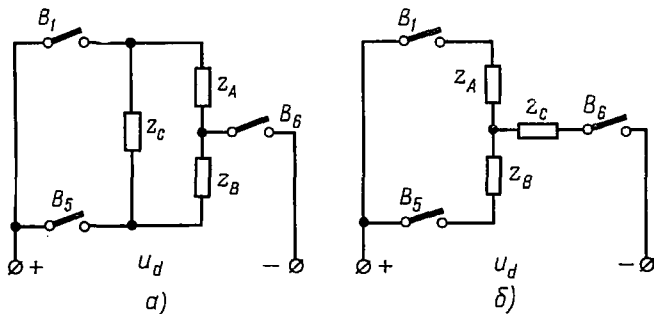


Рис. 8.10. Эквивалентные схемы трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова:

а — при $\lambda = 180^\circ$ и соединении нагрузки треугольником; б — при $\lambda = 180^\circ$ и соединении нагрузки звездой (эквивалентные схемы приведены для первого из шести независимых сочетаний рабочих вентилях, когда $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$)

Соединение нагрузки в звезду

Действующее значение фазного напряжения

$$U_\Phi = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_\Phi^2(\vartheta) d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d. \quad (8.22)$$

Оригинал тока, например в фазе А, необходимо находить на трех интервалах полупериода: $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$; $\frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}$; $\frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi$.

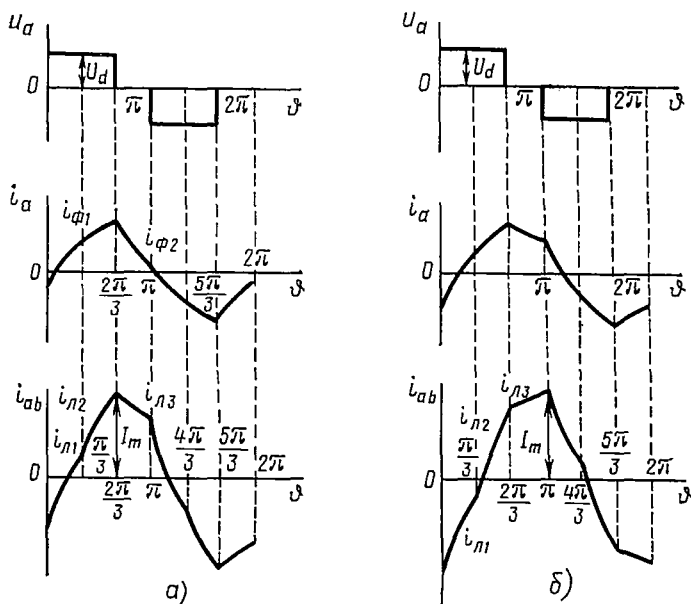


Рис. 8.11. Временные диаграммы токов и напряжений трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова, при $\lambda = 180^\circ$ и соединении нагрузки треугольником:
 а — $\cos \varphi_{\text{н}} > 0,53$; б — $\cos \varphi_{\text{н}} < 0,53$

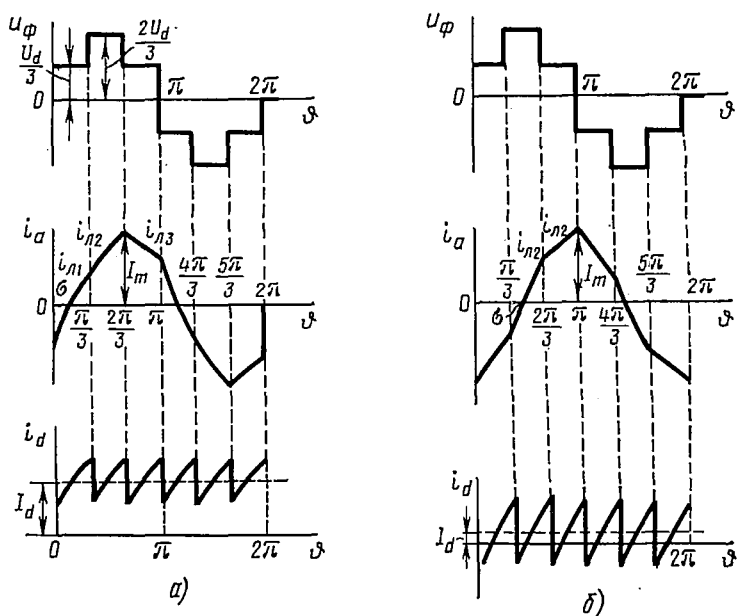


Рис. 8.12. Временные диаграммы токов и напряжений трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова, при $\lambda = 180^\circ$ и соединении нагрузки звездой:
 а — $\cos \varphi_{\text{н}} > 0,53$; б — $\cos \varphi_{\text{н}} < 0,53$

Мгновенные значения токов на этих интервалах (рис. 8.12):

$$i_a(\vartheta) = \frac{U_d}{3r_{\text{н}}} \left[1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right], \quad 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}; \quad (8.23)$$

$$i_a(\vartheta) = \frac{U_d}{3r_{\text{н}}} \left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right], \quad \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}; \quad (8.24)$$

$$i_a(\vartheta) = \frac{U_d}{3r_{\text{н}}} \left[1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right], \quad \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi. \quad (8.25)$$

По известным мгновенным значениям токов можно определить действующее значение тока нагрузки, а также среднее значение тока источника питания, полную и активную мощности нагрузки, коэффициент мощности нагрузки.

Действующее значение тока нагрузки

$$I_{\Phi} = I_{\text{н}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_0 \sqrt{1 - \frac{3}{2\kappa\pi} \cdot \frac{1-a^2}{1-a+a^2}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_0 A, \quad (8.26)$$

где

$$A = \sqrt{1 - \frac{3}{2\kappa\pi} \cdot \frac{1-a^2}{1-a+a^2}}.$$

Так как в течение каждого интервала, равного $\frac{\pi}{3}$, соответствующая фаза включена последовательно с источником питания, мгновенное значение тока в цепи источника питания определяется выражением (8.24).

Среднее значение тока в цепи источника питания

$$I_d = \frac{6}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_a(\vartheta) d\vartheta = \frac{2}{3} I_0 A^2. \quad (8.27)$$

Активная мощность нагрузки

$$P = U_d I_d = \frac{2}{3} U_d I_0 A^2. \quad (8.28)$$

Полная мощность нагрузки

$$S = 3U_{\Phi} I_{\Phi} = \frac{2}{3} U_d I_0 A. \quad (8.29)$$

Коэффициент мощности нагрузки

$$\cos \varphi_{\text{н}} = \frac{P}{S} = A. \quad (8.30)$$

В первый момент после переключения (рассматриваем момент выключения вентиля B_4 и включения вентиля B_1) ток i_a , поддерживаемый э. д. с. самоиндукции этой фазы, сохраняет свое прежнее направление, замыкаясь через вентили B_1 , B_5 и фазу C . Таким образом, реактивный

ток фазы A составляет часть тока фазы C , и от источника потребляется ток, меньший на величину этого реактивного тока. При этом, если реактивный ток переключаемой фазы A (ток i_a) больше, чем ток в фазе C (i_c), то в момент коммутации ток источника питания меняет знак. В случае, если инвертор питается от выпрямителя, на его входе ставится конденсатор C_0 , принимающий реактивную энергию нагрузки и снимающий возможные перенапряжения.

Ток в источнике питания не изменяет направление, если выполняется условие

$$|i_a(\vartheta = 0)| \leq |i_c(\vartheta = 0)|. \quad (8.31)$$

Подставляя в (8.31) значения токов i_a (8.23) и i_c (8.24) в момент времени $\vartheta = 0$, находим параметры цепи нагрузки, при которых реактивный ток переключаемой фазы не возвращается в источник питания:

$$\left| -\frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1-a^2)(1+a)}{1+a^3} \right| \leq \left| \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1-a^2)(2-a)}{1+a^3} \right|, \quad (8.32)$$

откуда $a \leq \frac{1}{2}$, т. е. $0,66 \leq K \leq \infty$.

Подставляя значения K в (8.30), находим

$$0,53 \leq \cos \varphi_H \leq 1. \quad (8.33)$$

Таким образом, при значениях параметров цепи нагрузки, соответствующих условию (8.33), реактивный ток нагрузки полностью обменивается между фазами.

При $0 \leq \cos \varphi_H \leq 0,53$ ток в цепи источника питания меняет направление, при этом лишь часть реактивного тока переключаемой фазы ответвляется в другую фазу, остальная часть проходит через источник питания. При этом величину емкости конденсатора C_0 , включенного на входе инвертора, можно определить так же, как и для однофазного инвертора [см. формулу (8.19)], если подставить вместо $i_H(t)$ значение $i_a(t)$ (8.24):

$$C_{0 \max} = \frac{U_d \tau}{3r_H \Delta U_C} (1 - 2 \ln 2). \quad (8.34)$$

Максимальное значение тока через рабочие вентили при $0,53 \leq \cos \varphi_H \leq 1$ определяется значением тока, например $i_a(\vartheta)$, из (8.24) при $\vartheta = \frac{2\pi}{3}$ (см. рис. 8.12, а):

$$I_m = \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(2-a)(1-a^2)}{1+a^3}. \quad (8.35)$$

При $0 \leq \cos \varphi_H \leq 0,53$ максимальное значение тока определяется из (8.25) при $\vartheta = \pi$ (см. рис. 8.12, б):

$$I_m = \frac{U_d}{3r_H} \cdot \frac{(1+a)(1-a^2)}{1+a^3}. \quad (8.36)$$

При расчете инвертора большое значение имеет правильный выбор рабочих вентиляй и обратных диодов, который производится по среднему и действующему значениям тока вентиля. Линейный ток изменяет знак в точке σ (рис. 8.12, а, б), которая определяется из (8.23) для $\cos \varphi_n > 0,53$ и (8.24) для $\cos \varphi_n < 0,53$ соответственно следующими выражениями:

$$\sigma = \frac{1}{K} \ln \frac{2+a-a^2}{1+a^3}, \quad (8.37)$$

$$\sigma = \frac{1}{K} \ln \frac{1+2a+a^2}{1+a^3} \quad (8.38)$$

Для нахождения токов следует воспользоваться рис. 8.12, из которого видно, что ток через обратные диоды протекает в интервале $0 \leq \vartheta \leq \sigma$, а через тиристоры — в интервале $\sigma \leq \vartheta \leq \pi$, т. е. распределение токов между тиристорами и обратными диодами зависит от величины $\cos \varphi_n$. Интегрируя токи на соответствующих интервалах, можно получить $I_{ср В}$, I_B , $I_{ср В'}$, $I_{B'}$ для различных значений $\cos \varphi_n$. На рис. 8.13

приведены графики, позволяющие определить необходимые токи по известному параметру цепи нагрузки K .

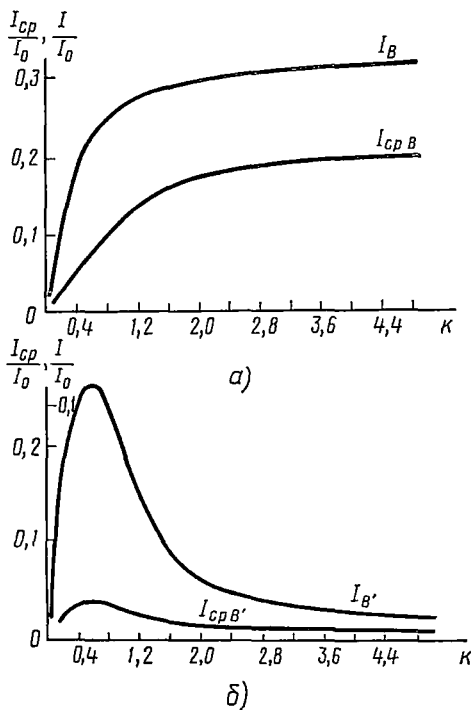


Рис. 8.13. Зависимости (в относительных единицах) среднего и действующего значений токов рабочих (а) и обратных (б) вентиляй от характера нагрузки

Соединение нагрузки в треугольник

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_\Phi = U_n = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d. \quad (8.39)$$

Мгновенные значения фазных токов (см. рис. 8.11) находим так же, как и для соединения нагрузки звездой:

$$i_{ab}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_n} \left(1 - \frac{1+a}{1+a^3} e^{-K\vartheta} \right), \quad 0 \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (8.40)$$

$$i_{ab}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_n} \left(\frac{1-a^2}{1+a^3} e^{-K\vartheta} \right), \quad \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi. \quad (8.41)$$

Аналогично определяются фазные токи $i_{ca}(\vartheta)$ и $i_{bc}(\vartheta)$ с учетом угла сдвига по фазе $\vartheta = \frac{2\pi}{3}$.

Суммируя соответствующие фазные токи, получаем линейный ток, протекающий через тиристоры на трех интервалах:

$$i_a(\vartheta) = i_{ca}(\vartheta) - i_{ab}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_u} \left[1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right], \quad 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}; \quad (8.42)$$

$$i_a(\vartheta) = i_{ab}(\vartheta) - i_{bc}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_u} \left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right], \quad \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}; \quad (8.43)$$

$$i_a(\vartheta) = i_{bc}(\vartheta) - i_{ca}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_u} \left[1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right], \quad \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \pi. \quad (8.44)$$

Сравнивая выражения (8.42) — (8.44) и (8.23) — (8.25), находим, что значения линейных токов при соединении нагрузки треугольником и звездой различаются только коэффициентом $\frac{1}{3}$, т. е.

$$i_{a\lambda}(\vartheta) = \frac{1}{3} i_{a\Delta}(\vartheta). \quad (8.45)$$

В связи с тем, что нагрузкой трехфазных инверторов, как правило, является асинхронный двигатель, для выяснения степени ухудшения его рабочих характеристик при питании несинусоидальным напряжением необходимо разложить исходную функцию в гармонический ряд и, определив влияние каждой гармоники в отдельности, найти результирующие характеристики.

При соединении нагрузки звездой выражения для мгновенных значений фазных напряжений и токов соответственно принимают вид

$$u_a(\vartheta) = \frac{2U_d}{3\pi} \sum_{q=1}^{\infty} D \sin q\vartheta, \quad (8.46)$$

где

$$D = \frac{1 - (1)^q + 2 \sin \frac{\pi}{2} q \sin \frac{\pi}{6} q}{q};$$

$$i_a(\vartheta) = \frac{2U_d}{3\pi} \sum_{q=1}^{\infty} E \sin(q\vartheta - \varphi_q), \quad (8.47)$$

где

$$E = \frac{D}{\sqrt{r_u^2 + (q\omega L_u)^2}}, \quad \varphi_q = \arctg \frac{q\omega L_u}{r_u}.$$

При соединении нагрузки треугольником

$$u_a(\vartheta) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} F \sin q\vartheta, \quad (8.48)$$

где

$$F = \frac{1 - (-1)^q \cos \frac{\pi}{3} q}{q}.$$

Из выражений (8.46) и (8.48) видно, что в выходном напряжении трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова, отсутствуют гармоники, кратные трем. Исследования показывают, что при питании асинхронных двигателей напряжением ступенчатой формы, без гармоник, кратных трем, рабочие характеристики ухудшаются незначительно.

Трехфазный мостовой инвертор при длительности открытого состояния тиристоров $\lambda = 120^\circ$

При длительности открытого состояния тиристоров $\lambda = 120^\circ$ в трехфазном мостовом инверторе одновременно открыты лишь два тиристора (рис. 8.14).

Однако, как и для случая $\lambda = 180^\circ$, здесь также возможны 6 независимых сочетаний открытых и закрытых состояний тиристоров. Каждому сочетанию соответствует своя эквивалентная схема (рис. 8.15).

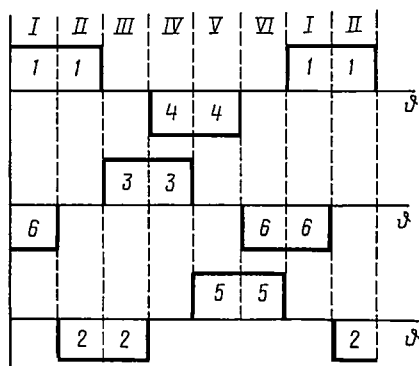


Рис. 8.14. Временные диаграммы работы рабочих вентилях трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова, при $\lambda = 120^\circ$

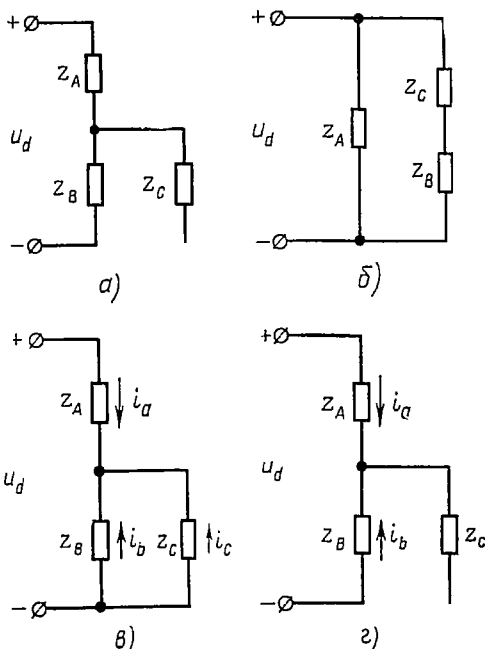


Рис. 8.15. Эквивалентные схемы трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларионова, при работе на активную нагрузку и $\lambda = 120^\circ$:

а — соединение нагрузки звездой; б — соединение нагрузки треугольником; в, г — нагрузка активно-индуктивная, соединенная звездой

Из эквивалентных схем видно, что при активной нагрузке, соединенной звездой (рис. 8.15, а), одна фаза отключена, а две другие соединены последовательно, т. е. фазное напряжение имеет прямоугольную форму со скважностью, т. е. такую же, как при нагрузке, соединенной треугольником, и $\lambda = 180^\circ$. Амплитуда фазного напряжения равна $\frac{U_d}{2}$. При соединении активной нагрузки треугольником (рис. 8.15, б) к каждой фазе прикладывается напряжение, равное

U_d и $\frac{U_d}{2}$, так как к одной фазе подключаются две другие, соединенные последовательно. Фазное напряжение имеет двухступенчатую форму, как для случая $\lambda = 180^\circ$ и соединения нагрузки звездой.

В случае активно-индуктивной нагрузки форма фазного напряжения изменяется при соединении нагрузки как треугольником, так и звездой. Рассмотрим это явление на примере соединения нагрузки звездой (рис. 8.15, в, з). За начало отсчета примем момент выключе-

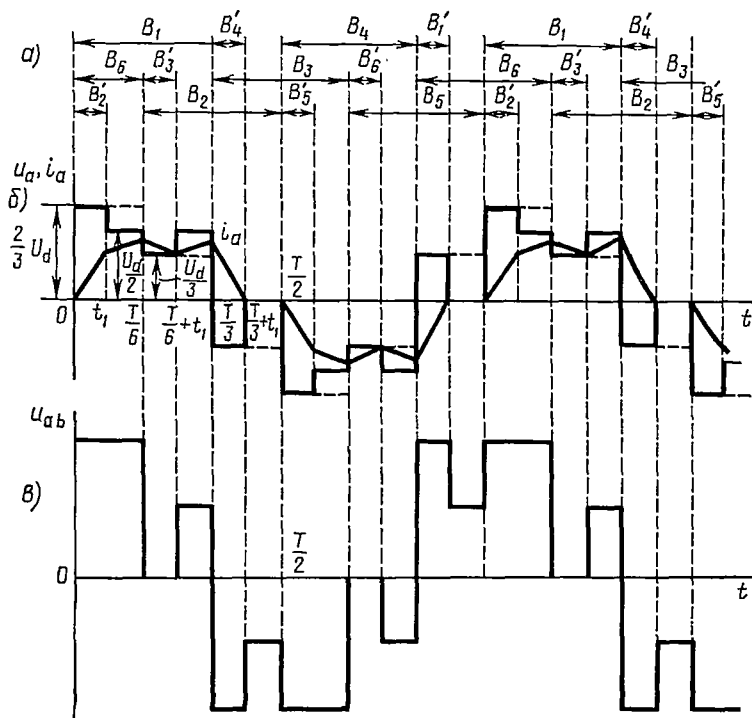


Рис. 8.16. Временные диаграммы токов и напряжений трехфазного инвертора, собранного по схеме Ларнонова, при $\lambda = 120^\circ$ и соединении нагрузки звездой

ния вентиля B_5 и включения вентиля B_1 (см. рис. 8.8). При активно-индуктивной нагрузке ток i_c , поддерживаемый э. д. с. самоиндукции, продолжает протекать в том же направлении, что и до выключения вентиля B_5 , замыкаясь через обратный диод B_2 , и подключает фазу C параллельно фазе B (рис. 8.15, в). Если энергия, запасенная в индуктивности фазы нагрузки, рассеивается менее чем за время $\frac{T}{6}$, то после спада ее тока до нуля две другие фазы будут соединены последовательно (рис. 8.15, з), при этом изменение параметров нагрузки приведет к изменению и формы напряжения. Рассмотрим случай, когда энергия, запасенная в индуктивности фазы нагрузки, рассеивается за время, меньшее чем $\frac{T}{6}$ (рис. 8.16).

Анализ электромагнитных процессов произведем методом эквивалентного источника (см. § 2.4), так как анализ с помощью кусочно-припасовочного метода приводит к громоздким вычислениям с подстановкой начальных условий. Определим закон изменения тока i_a на участке $0 \leq t \leq t_1$ (рис. 8.16). Изображение периодической функции напряжения имеет вид

$$U_a(p) = U_d \frac{4 - e^{-\rho t_1} - e^{-\frac{T}{6}\rho} + e^{-\rho(\frac{T}{6} + t_1)} - 5e^{-\rho\frac{T}{3}} + 2e^{-\rho(\frac{T}{3} + t_1)}}{6\rho \left(1 + e^{-\rho\frac{T}{2}}\right)}. \quad (8.49)$$

Мгновенное значение тока фазы A находим как разность переходного и свободного токов:

$$i_a(t) = i_{уст}(t) = i_{пер}(t) - i_{св}(t) = \frac{U_d}{6r_{II}} \left(4 - \frac{4 + a^3 e^{\frac{t_1}{\tau}} + a^2 - a^2 e^{\frac{t_1}{\tau}} + 5a - 2ae^{\frac{t_1}{\tau}}}{1 + a^3} e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (8.50)$$

где $a = e^{-\frac{r_{II}T}{6L_{II}}} = e^{-\frac{T}{6\tau}} = e^{-\frac{1}{6\tau}} = e^{-\frac{K\pi}{3}}$.

Для определения времени t_1 необходимо определить значение тока $i_a(t)$ на участке $\frac{T}{3} \leq t \leq \frac{T}{3} + t_1$ и приравнять его нулю (при этом начало отсчета необходимо сдвинуть вправо на $\frac{T}{3}$):

$$i_a(t) = \frac{U_d}{6r_{II}} \left[-2 + \frac{5 + 2a^3 e^{\frac{t_1}{\tau}} - 4a^2 + a^2 e^{\frac{t_1}{\tau}} + a - a e^{\frac{t_1}{\tau}}}{1 + a^3} e^{-\frac{t}{\tau}} \right], \quad \frac{T}{3} \leq t \leq \frac{T}{3} + t_1. \quad (8.51)$$

В результате получим

$$t_1 = \tau \ln \frac{5 - 4a}{2 - a}. \quad (8.52)$$

Подставляя (8.52) в (8.50), находим выражение для тока $i_a(t)$ на участке $0 \leq t \leq t_1$:

$$i_a(t) = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_d}{r_{II}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (8.53)$$

Аналогично можно определить токи в других фазах на всех участках:

$$i_b(t) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{U_d}{r_{II}} \left(1 + \frac{1-a}{2-a} e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad 0 \leq t \leq t_1; \quad (8.54)$$

$$i_c(t) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{U_d}{r_{II}} \left(1 - \frac{5-4a}{2-a} e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad 0 \leq t \leq t_1; \quad (8.55)$$

$$i_a(t) = -i_b(t) = \frac{U_d}{2r_{II}} \left(1 - \frac{1}{2-a} e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad t_1 \leq t \leq \frac{T}{6}. \quad (8.56)$$

Из (8.52) можно определить параметры цепи нагрузки, для которых действительны уравнения (8.53) — (8.56), т. е. для $t_1 \leq \frac{T}{6}$:

$$\tau \ln \frac{5-4a}{2-a} \leq \frac{T}{6}. \quad (8.57)$$

Подставляя в (8.57) значение a из (8.50), получаем $a \leq 0,5$. При изменении K от 0 до ∞ величина a будет изменяться от единицы до нуля. При $a = 0,5$, что соответствует $t_1 = \frac{T}{6} = \frac{1}{6f}$, из (8.50) находим $K = \frac{3 \ln 2}{\pi} \approx 0,66$. Тогда при $K \leq 0,66$, что соответствует $\cos \varphi_n \leq 0,53$, форма фазного напряжения становится такой же, как и при длительности включенного состояния рабочих вентилях $\lambda = 180^\circ$. Токи в фазах нагрузки при этом определяются выражениями (8.23) — (8.25). Из рис. 8.16 видно, что при $0,66 \leq K \leq \infty$ изменяется форма кривой, а следовательно, и гармонический состав выходного напряжения, что является недостатком инверторов с $\lambda = 120^\circ$. Аналогично можно определить токи в фазах при соединении нагрузки треугольником.

Трехфазный инвертор, собранный из трех однофазных инверторов

Кроме инверторов, выполненных по схеме Ларионова, в преобразовательной технике находит широкое применение трехфазный инвертор, состоящий из трех однофазных инверторов (рис. 8.17).

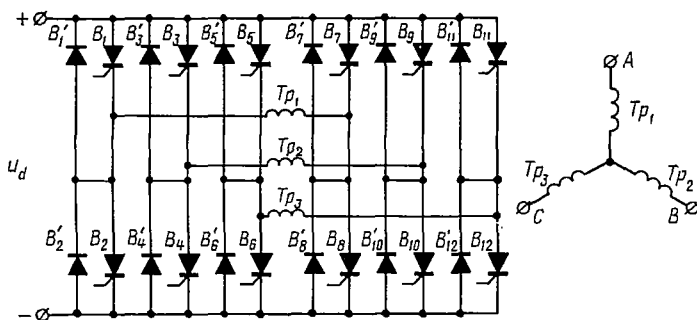


Рис. 8.17. Трехфазный инвертор, состоящий из трех однофазных инверторов

Управление рабочими вентилями однофазных инверторов осуществляется со сдвигом по фазе в 120° .

Расчет инвертора производится по выражениям (8.6) — (8.18). При этом активная и полная мощности инвертора, а также среднее значение тока источника питания в три раза больше, чем для однофазного инвертора.

Параллельные инверторы тока

Принцип работы и основные соотношения для однофазного инвертора тока

На рис. 8.18 представлена принципиальная схема однофазного параллельного инвертора с нулевым выводом.

На управляющие электроды тиристоров B_1 и B_2 от системы управления CU поступают импульсы управления соответствующей амплитуды и частоты с относительным сдвигом фаз в 180° . В цепь источника питания введен дроссель L_d , от величины индуктивности которого зависит устойчивая работа инвертора в заданном диапазоне частот, а также форма выходного напряжения и пульсации входного тока. При

включении, например, тиристора B_1 в его анодной цепи начинает протекать ток, определяемый током заряда конденсатора C_1 и током в одной из полуобмоток трансформатора Tr . Вследствие явления взаимоиндукции при прохождении тока в одной из полуобмоток выходного трансформатора в другой полуобмотке возникает равная по величине, но противоположная по знаку э. д. с. Конденсатор C_1 к концу полупериода оказывается заряженным до напряжения, приблизительно равного $2U_d$ (полярность указана без скобок). При включении тиристора B_2 напряжение конденсатора C_1 прикладывается положительным потенциалом к катоду тиристора B_1 . Разрядный ток конденсатора по контуру двух открытых тиристоров носит ударный характер, так как сопротивление контура очень мало, в результате чего тиристор B_1 выключается. Конденсатор C_1 через тиристор B_2 оказывается подключенным к источнику питания с обратной полярностью и начинает перезаряжаться через первичные полуобмотки трансформатора и приведенное сопротивление нагрузки, приобретая противоположную полярность (полярность указана в скобках). В результате через вторичную обмотку трансформатора проходит переменный ток. При включении тиристора B_1 весь процесс повторяется. Однако, если за время изменения потенциала конденсатора от максимального значения примерно до нуля тиристор B_1 успеет восстановить управляющие свойства, то с восстановлением положительного анодного напряжения тиристор B_1 останется запертым вплоть до прихода следующего импульса управления. Если же этого времени окажется недостаточно, то тиристор B_1 опять включится.

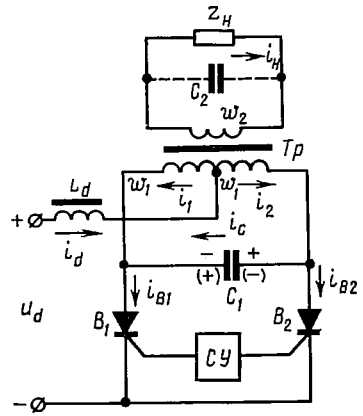


Рис. 8.18. Однофазный параллельный инвертор тока с нулевым выводом

Коммутирующий конденсатор может быть включен параллельно как первичной, так и вторичной обмотке трансформатора.

При анализе инвертора воспользуемся его эквивалентной схемой (рис. 8.19, а), которая получена в предположении, что трансформатор является идеальным, $\omega_1 = \omega_2$, активное сопротивление дросселя и прямое падение напряжения на тиристорах равны нулю, нагрузка состоит из чисто активного сопротивления и индуктивности дросселя L_d очень велика, т. е. $L_d \rightarrow \infty$.

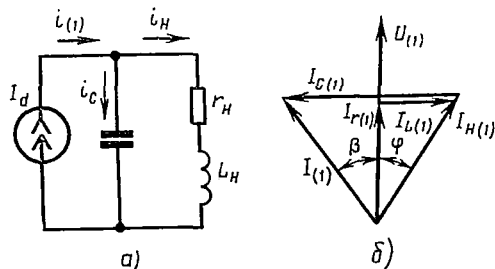


Рис. 8.19. Упрощенная эквивалентная схема (а) и векторная диаграмма (б) однофазного параллельного инвертора тока

Для схемы рис. 8.19, а можно записать следующие равенства (если пренебречь начальными условиями):

$$I_d = i_H + i_C, \quad (8.58)$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt}, \quad (8.59)$$

$$C = 4C_1 = C_2, \quad (8.60)$$

$$i_H = \frac{u_H}{r_H}. \quad (8.61)$$

Решая систему уравнений (8.58) — (8.61) относительно u_H в операторной форме, получаем

$$U_H(p) = \frac{I_d}{pC \left(p + \frac{1}{Cr_H} \right)}. \quad (8.62)$$

Данная функция имеет два полюса:

$$p_1 = 0, \quad p_2 = -\frac{1}{Cr_H}.$$

Оригинал находим с помощью обратного преобразования Лапласа:

$$U_H(p) = \frac{F_1(p)}{F_2(p)} = \sum_{q=1}^{\infty} \frac{F_1(p_q)}{F_2'(p_q)} e^{p_q t} = A_1 + A_2 e^{-\frac{t}{Cr_H}} = u_H(t). \quad (8.63)$$

Для нахождения коэффициентов A_1 и A_2 воспользуемся условиями:

1) напряжение на нагрузке меняется по периодической кривой, вследствие чего его значения при коммутациях равны по величине и противоположны по знаку:

$$u_H |_{t=0} = -u_H |_{t=\frac{T}{2}}; \quad (8.64)$$

2) среднее значение напряжения на дросселе L_d в установившемся режиме равно нулю:

$$\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (U_d - u_H) dt = 0. \quad (8.65)$$

Из (8.64) и (8.65) находим, что

$$A_1 = -\frac{A_2}{2} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right), \quad (8.66)$$

где $\tau = Cr_H$,

$$(U_d - A_1) \frac{T}{2} + A_2 \tau e^{-\frac{T}{2\tau}} - A_2 \tau = 0. \quad (8.67)$$

Подставляя (8.66) в (8.67), находим

$$A_2 = -\frac{U_d \frac{T}{2}}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right) - \tau \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right)}, \quad (8.68)$$

$$A_1 = \frac{U_d \frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right)}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right) - \tau \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right)}. \quad (8.69)$$

Подставляя значения A_1 и A_2 в (8.63), получаем выражение для мгновенного значения напряжения на нагрузке:

$$u_H(t) = \frac{U_d \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} - 2e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \frac{T}{4}}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right) - \tau \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right)}. \quad (8.70)$$

Из (8.70) видно, что напряжение на нагрузке изменяется по экспоненциальному закону (рис. 8.20).

С уменьшением нагрузки кривая тока i_C приближается к прямоугольной форме, а напряжение на конденсаторе и нагрузке согласно (8.59) — к треугольной (рис. 8.21).

При увеличении нагрузки напряжение на нагрузке и конденсаторе падает, так как при этом уменьшается зарядный ток конденсатора и увеличивается его разрядный ток на нагрузку. В результате коммутационная способность конденсатора снижается вследствие уменьшения запасаемой в конденсаторе энергии.

Зная напряжение на нагрузке, можно определить значения токов в полуобмотках трансформатора (см. рис. 8.18):

$$i_H = i_1 - i_2, \quad (8.71)$$

$$i_d = i_1 + i_2, \quad (8.72)$$

$$i_2 = i_C = C \frac{du_C}{dt}, \quad (8.73)$$

$$u_C = 2u_H. \quad (8.74)$$

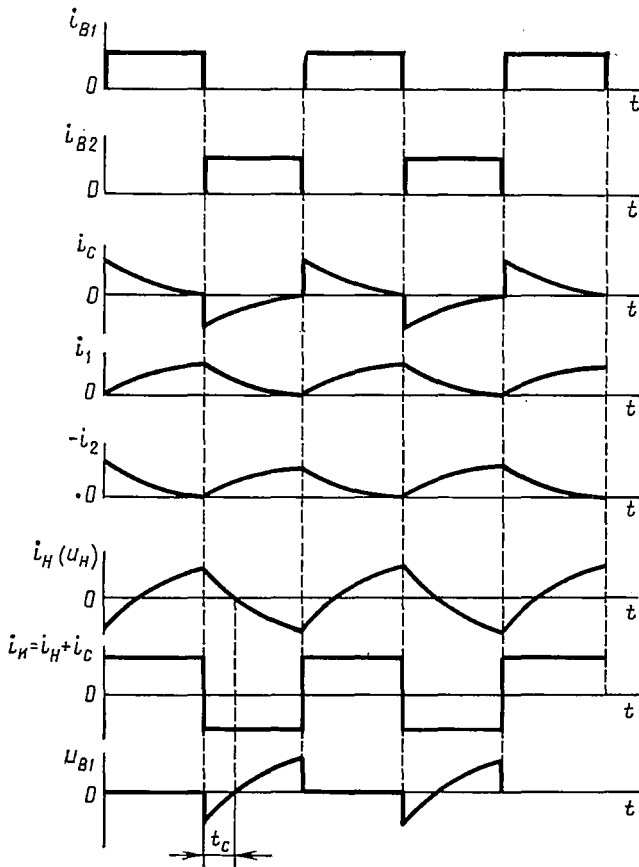


Рис. 8.20. Временные диаграммы токов и напряжений для схемы однофазного параллельного инвертора тока при активной нагрузке

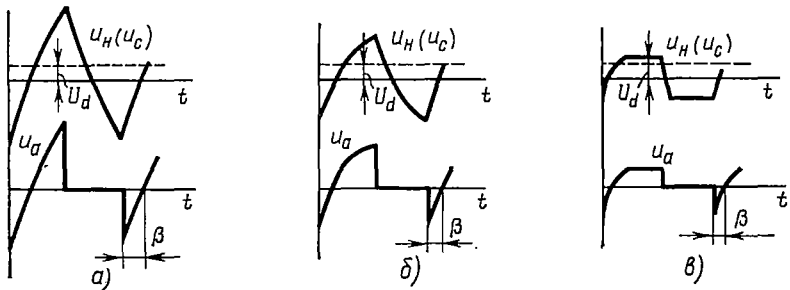


Рис. 8.21. Формы напряжения параллельного инвертора тока при малой (а), средней (б) и большой (в) нагрузках

Из системы уравнений (8.71) — (8.74) получаем

$$i_2(t) = \frac{U_d}{r_n} \cdot \frac{\frac{T}{4} e^{-\frac{t}{\tau}}}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) - \tau \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)}. \quad (8.75)$$

Из (8.71) имеем

$$i_1(t) = \frac{U_d}{r_n} \cdot \frac{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \frac{T}{4}}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) - \tau \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)}. \quad (8.76)$$

Из рис. 8.20 видно, что момент коммутации, т. е. момент прохождения инвертируемого тока $i_n = i_n + i_c$ через нуль, опережает напряжение на нагрузке на время t_c , необходимое тиристорам для восстановления управляющей способности. В течение этого времени к тиристорам, ранее проводившему ток, прикладывается отрицательное напряжение. Это время называется временем опережения. Время опережения можно определить из (8.70), приравняв его нулю:

$$u_n|_{t=t_c} = \frac{U_d \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} - 2e^{-\frac{t_c}{\tau}}\right) \frac{T}{4}}{\frac{T}{4} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) - \tau \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)} = 0. \quad (8.77)$$

Решая уравнение (8.77) относительно t_c , получаем

$$t_c = \tau \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}. \quad (8.78)$$

Из (8.78) видно, что время опережения увеличивается с увеличением величины активного сопротивления и емкости конденсатора.

Рассматривая параллельное соединение коммутирующего конденсатора C_1 и сопротивления r_n как нагрузку инвертора, нетрудно увидеть, что инвертор может работать лишь на емкостную нагрузку. При работе инвертора на активно-индуктивную внешнюю нагрузку последняя должна быть скомпенсирована емкостью конденсатора, включаемого параллельно нагрузке или коммутирующего так, чтобы общая реакция цепи была емкостной. Коммутирующий конденсатор при этом выбирают из условия компенсации реактивной мощности нагрузки и обеспечения устойчивой коммутации тока.

Часто при анализе инверторов, особенно многофазных, ограничиваются учетом основной гармоники токов и напряжений [2, 13, 14], что позволяет значительно упростить расчет.

Характеристики, полученные методом основной гармоники, пригодны для инженерных расчетов, так как мало отличаются от характеристик, полученных путем решения дифференциальных уравнений (расхождение меньше 10 ÷ 15%).

Выведем соотношения для инженерного расчета инвертора, собранного по схеме рис. 8.18, методом основной гармоники. Если предположить, что кривая инвертируемого тока имеет прямоугольную форму, то амплитуда первой гармоники определится как

$$I_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_d n \sin \vartheta d\vartheta = \frac{4}{\pi} n I_d, \quad (8.79)$$

где $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — коэффициент трансформации трансформатора.

Действующее значение первой гармоники тока

$$I_{(1)} = \frac{I_{(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} n I_d. \quad (8.80)$$

Мощность, потребляемая инвертором от источника постоянного тока,

$$P_d = U_d I_d. \quad (8.81)$$

Угол сдвига фаз φ между первой гармоникой тока и напряжением равен углу опережения β (см. рис. 8.2, б), поэтому мощность, отдаваемая инвертором,

$$P = U_{(1)} I_{(1)} \cos \varphi = U_{(1)} I_{(1)} \cos \beta. \quad (8.82)$$

Пренебрегая потерями в инверторе, будем иметь

$$P_d = P = U_d I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{(1)} I_d \cos \beta n. \quad (8.83)$$

Из (8.83) находим

$$U_{(1)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d \frac{1}{\cos \beta} \cdot \frac{1}{n} = \frac{a U_d}{n} \cdot \frac{1}{\cos \beta}, \quad (8.84)$$

где $a = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ — коэффициент пропорциональности, зависящий от схемы инвертора (для трехфазного мостового инвертора $a = \frac{\pi}{3\sqrt{6}}$).

Из диаграммы рис. 8.19, б следует, что

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{I_{C(1)} - I_{H(1)} \sin \varphi}{I_{H(1)} \cos \varphi}. \quad (8.85)$$

Обычно для описания процессов в нагрузке вводится понятие степени нагрузки инвертора, которое определяется как отношение полной мощности нагрузки к реактивной мощности коммутирующих конденсаторов:

$$B = \frac{S}{Q_C} = \frac{x_C}{z_u}. \quad (8.86)$$

Используя выражения (8.82) — (8.86), получим уравнения внешней (выходной) и входной характеристик параллельного инвертора:

$$\frac{nU_{(1)}}{aU_d} = \frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{\left(\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi}\right)^2 + 1}, \quad (8.87)$$

$$\frac{1}{a^2} \cdot \frac{I_d}{U_d} \cdot \frac{n^2}{\omega C} = B \cos \varphi \left[\left(\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi}\right)^2 + 1 \right]. \quad (8.87a)$$

По выражениям (8.87) и (8.87a) построены семейства входных (рис. 8.22, а) и внешних (рис. 8.22, б) характеристик параллельного

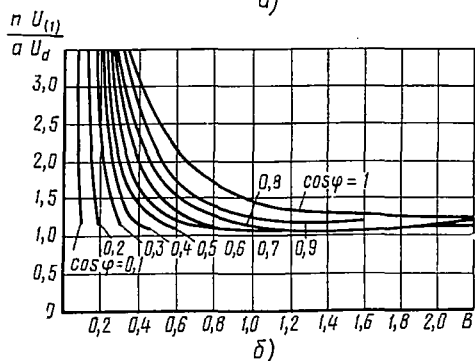
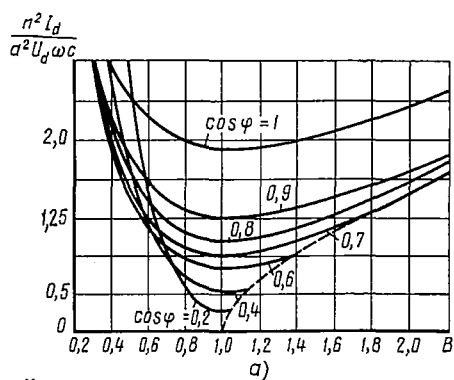


Рис. 8.22. Входные (а) и выходные (б) характеристики однофазного параллельного инвертора тока

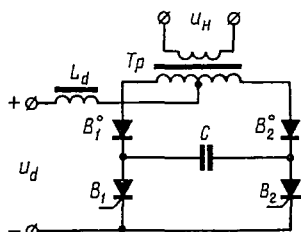


Рис. 8.23. Однофазный инвертор тока с отсекающими диодами

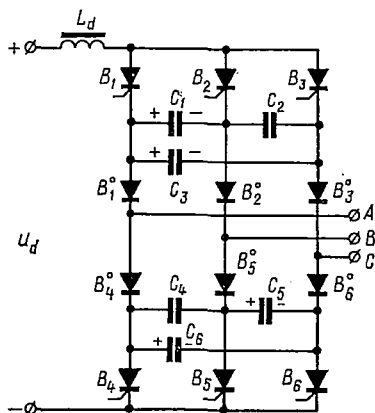


Рис. 8.24. Трехфазный мостовой инвертор тока с отсекающими диодами

инвертора тока при различных значениях коэффициента мощности нагрузки.

Характерной особенностью внешних характеристик является крутой спад в области малых значений B , что объясняется избытком мощности, генерируемой конденсатором при малых токах нагрузки. Это является одним из недостатков инвертора. Минимальные значения на входных характеристиках объясняются тем, что при $B = 1$ проводимости индуктивной и емкостной ветвей равны, т. е. схема находится в режиме, близком к резонансу.

На 8.23 представлена однофазная схема инвертора тока с отсекающими диодами (B_1^0 и B_2^0).

При работе инвертора, когда зарядный ток конденсатора в течение полупериода переходит через нуль, отсекающие диоды отделяют конденсатор от нагрузки. При этом заряд конденсатора прекращается раньше, чем заканчивается полупериод, и напряжение на конденсаторе остается постоянным. При низких частотах конденсатор отключается отсекающими диодами на большую часть полупериода, что позволяет уменьшить величину емкости коммутирующего конденсатора по сравнению со схемой без отсекающих диодов. Кроме того, применение отсекающих диодов препятствует разряду конденсатора на соседние фазы в многофазных инверторах.

На рис. 8.24 приведена одна из схем трехфазного мостового инвертора тока, применяемая в преобразователях частоты.

При рассмотрении работы схемы введем следующие допущения: индуктивность реактора в цепи источника питания достаточно большая ($L_d \rightarrow \infty$), вентили идеальные ($r_{пр} = 0, r_{обр} = \infty$), инвертор имеет выходной трансформатор с индуктивностью рассеяния L_a . Коммутация тока осуществляется с помощью конденсаторов $C_1 \div C_6$.

Предположим, что в момент времени t_0 (рис. 8.25) открыты тиристоры B_1, B_6 и диоды B_1^0, B_6^0 и ток протекает в фазах А и С. Коммутирующие конденсаторы заряжены до напряжений, полярность которых указана на рис. 8.24. Конденсаторы C_2 и C_4 при этом разряжены. При

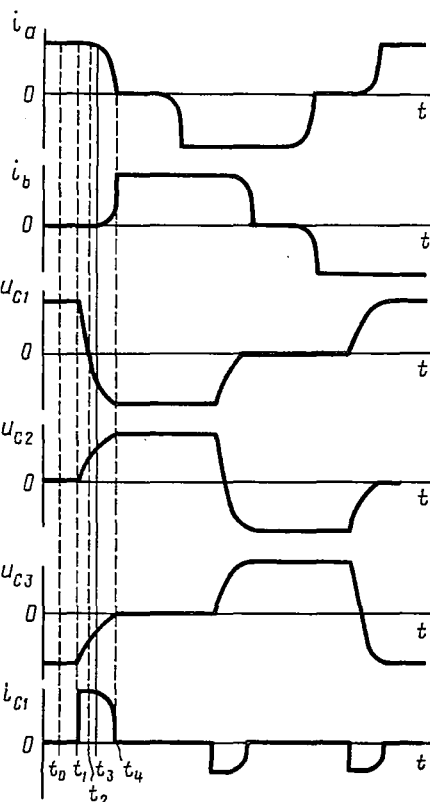


Рис. 8.25. Временные диаграммы токов и напряжений в трехфазном мостовом инверторе тока с отсекающими диодами

подаче управляющего импульса на тиристор B_2 (момент времени t_1) последний открывается и создаются пути для разряда конденсаторов, включающие нагрузку и цепь источника постоянного тока. Ток тиристора B_1 переходит в цепь конденсаторов $C_1 \div C_3$. Так как ток источника питания I_d не изменяется ($L_d \rightarrow \infty$), через конденсатор C_1 протекает ток, равный $\frac{2}{3} I_d$, а через последовательно соединенные конденсаторы C_2 и C_3 — ток, равный $\frac{1}{3} I_d$. При открывании тиристора B_2 тиристор B_1 закрывается и к нему прикладывается в запирающем на-

правлении напряжение конденсатора C_1 . Ток в фазе A не может измениться, так как этому препятствует индуктивность L_d , т. е. в промежуток времени $t_1 \div t_3$ напряжение на конденсаторе C_1 изменяется по линейному закону. Как только напряжение на конденсаторе C_1 достигнет величины линейного напряжения u_{ab} , начинается коммутация тока с фазы A на фазу B . В течение времени $t_C = t_2 - t_1$ к тиристорам B_1 приложено обратное напряжение, и он восстанавливает свои управляющие свойства. В течение времени $\frac{\gamma}{\omega} = \Delta t = t_3 - t_2$ ток в фазе A

уменьшается до нуля, а ток в фазе B возрастает до установившегося значения, так что в любой момент времени на данном интервале сумма токов $i_a + i_b = I_d = \text{const}$. В связи с тем, что на этом интервале открыты диоды $B_1^{\text{в}}$ и $B_2^{\text{в}}$, конденсатор продолжает дозарядиться. В момент времени t_4 заканчивается коммутация тока с фазы A на фазу B . При этом конденсатор C_1 оказывается перезаряженным до напряжения $-U_{C \text{ max}}$, конденсатор C_2 заряжается до напряжения $+U_{C \text{ max}}$, а конденсатор C_3 разряжается до нуля. До включения тиристора B_3 разряду конденсаторов на нагрузку препятствуют отсекающие диоды $B_1^{\text{о}}$ \div $B_6^{\text{о}}$. Все последующие циклы аналогичны рассмотренному, а порядок переключения тиристоров $B_1 \div B_6$ такой же, как и в выпрямителе, собранном по схеме Ларионова.

Приведенная трехфазная схема с отсекающими диодами имеет ряд преимуществ по сравнению с другими трехфазными схемами: простую схему управления, меньшее число тиристоров, в результате чего они лучше используются, максимальное напряжение на тиристорах равно $U_{C \text{ max}}$. Благодаря этим преимуществам данная схема может быть использована для регулирования скорости вращения асинхронного двигателя.

Автономные инверторы тока с коммутацией высшими гармониками

Выше были рассмотрены выпрямители и зависимые инверторы, в контуры коммутации которых вводились дополнительные напряжения для осуществления режима преобразования с генерированием реактивной мощности в сеть переменного тока. Преобразователи такого типа были названы компенсационными. Дополнительные напряжения, способствующие коммутации, создаются в компенсационных преобразователях за счет периодического перезаряда конденсаторов частью постоянного тока нагрузки и имеют в большинстве случаев частоту, более высокую по сравнению с частотой преобразования. Поэтому автономные инверторы, построенные на базе таких преобразователей, могут быть классифицированы как инверторы с коммутацией высшими гармониками. Принципиально любой из компенсационных преобразователей может быть использован в качестве автономного инвертора тока.

Общим свойством всех автономных инверторов с коммутацией высшими гармониками является их способность работать на индуктивную нагрузку. Нормальная коммутация тиристоров и создание условий

для восстановления их запирающих свойств обеспечиваются за счет напряжений повышенной частоты, которые формируются на конденсаторах узла принудительной емкостной коммутации.

В качестве примера автономных инверторов данного класса рассмотрим двухмостовой инвертор с двумя группами коммутирующих конденсаторов (рис. 8.26), в котором может быть осуществлено также регулирование процесса преобразования при помощи системы управления самого инвертора.

Инвертор состоит из двух вентиляльных мостов, соединенных параллельно при помощи двухфазных уравнивательных реакторов $УР_1$ и $УР_2$

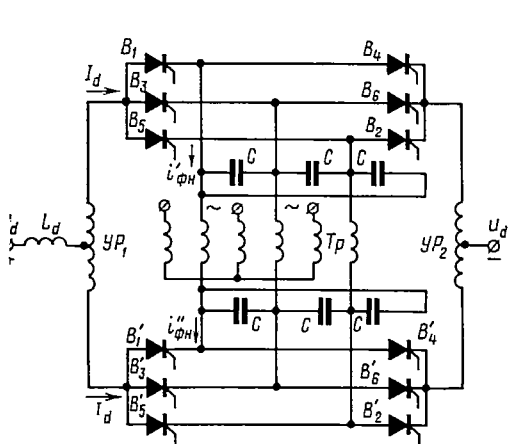


Рис. 8.26. Двухмостовой автономный инвертор с коммутацией напряжениями удвоенной частоты

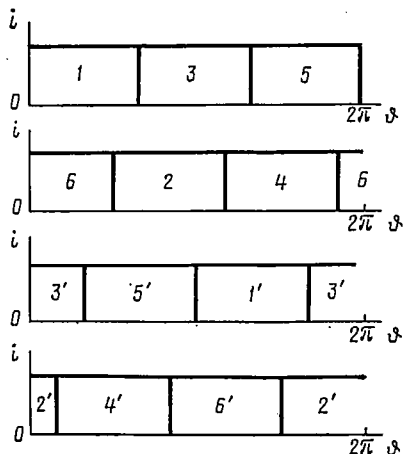


Рис. 8.27. Форма токов и последовательность вступления в работу вентилялей двухмостового автономного инвертора при $\alpha = 30^\circ$

на стороне постоянного тока и последовательно с совмещением обмоток инверторного трансформатора на стороне переменного тока. Опережающие импульсы на управляющие электроды одноименных тиристоров верхнего и нижнего мостов подаются со сдвигом на 180 электрических градусов. Система управления должна допускать смещение во времени на электрический угол α ($0 < \alpha < 180^\circ$) отпирающих импульсов четной группы вентилялей по отношению к импульсам нечетной группы. При таком управлении соединенные последовательно вентили разных мостов в каждой фазе нагрузки (например, B_1 и B'_4 , B_3 и B'_6 , B_5 и B'_2 , B_6 и B'_4 и т. д.) отпираются не одновременно, а со сдвигом на угол α , который будем называть углом регулирования.

На рис. 8.27 показана форма токов и последовательность вступления в работу вентилялей при $\alpha = 30^\circ$ в предположении, что коммутация мгновенная и входной ток инвертора идеально сглажен.

При $\alpha \neq 0$ токи $i_{\Phi H}$ и $i'_{\Phi H}$ (рис. 8.28), посылаемые в фазу нагрузки соответственно вентилями B_1 , B_4 и B'_1 , B'_4 , в отличие от случая $\alpha = 0$ становятся неодинаковыми по форме, так как отрицательная полуволна тока $i_{\Phi H}$ и положительная полуволна тока $i'_{\Phi H}$ сдвигаются в сто-

рону отставания на угол α (рис. 8.28, б, в). В каждом из токов $i'_{\text{фн}}$ и $i''_{\text{фн}}$ появляются четные гармоники, которые, как будет показано, замыкаются только через конденсаторы, создавая на них дополнительные напряжения, используемые для коммутации при индуктивном характере нагрузки.

Представим инвертор при $\alpha = 0$ состоящим как бы из двух совмещенных преобразователей, посылающих в фазу нагрузки токи такие же по форме, как у преобразователя в целом, но уменьшенные по величине вдвое (рис. 8.28, а). При регулировании ток одного из них (i'') сдвигается по фазе относительно тока другого (i') на угол α (рис. 8.28, в, д). Складываясь, токи i' и i'' образуют суммарный ток i (рис. 8.28, е), форма которого меняется при изменении угла α . Одновременно при $\alpha \neq 0$ появляется ток $i_{\text{сл}}$, замыкающийся через конденсаторы (рис. 8.28, ж):

$$i_{\text{сл}} = i'_{\text{фн}} - i = i - i''_{\text{фн}}. \quad (8.88)$$

Эквивалентная схема одной фазы автономного инвертора при условии, что соединение конденсаторов треугольником преобразовано в звезду, представлена на рис. 8.29.

Частота токов $i_{\text{сл}}$, удвоенная по сравнению с частотой преобразования.

Конденсаторы перезаряжаются токами $i_{\text{сл}}$ таким образом, что на них создаются напряжения удвоенной частоты, способствующие коммутации (см. рис. 8.28, з). Поскольку коммутирующие напряжения на конденсаторах пропорциональны току нагрузки, инвертор обладает повышенной коммутационной устойчивостью при перегрузках. Однако при этом могут значительно возрасти напряжения не только на конденсаторах, но и на других элементах инвертора. Для

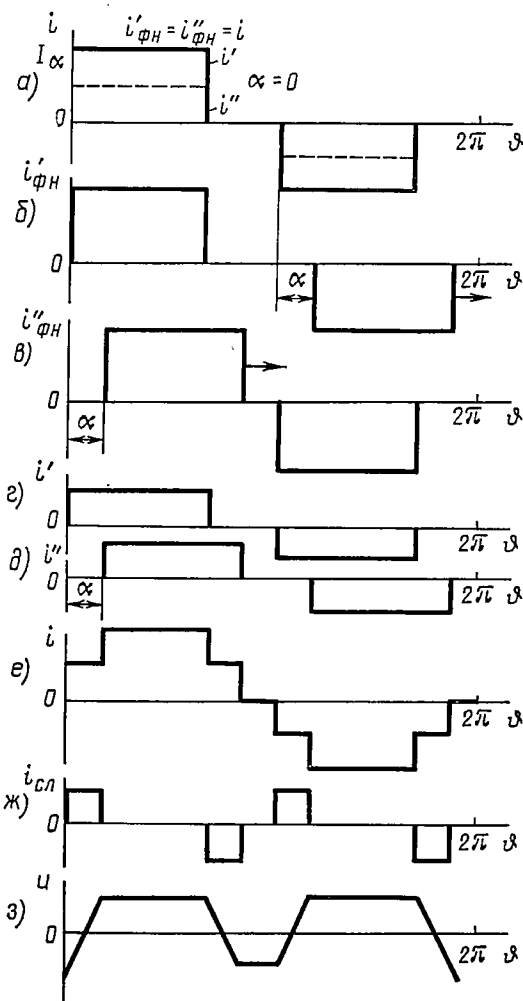


Рис. 8.28. Временные диаграммы токов и напряжений инвертора при $\alpha = 30^\circ$

ограничения этих напряжений необходимо принимать специальные меры, в частности, можно использовать обратные выпрямители, возвращающие мощность источнику постоянного тока, когда напряжения превысят заданный уровень.

Гармонический состав выходного напряжения инвертора определяется током i (см. рис. 8.28, *e*), который, как и при $\alpha = 0$, содержит только нечетные, не кратные трем, гармоники.

Действующее значение основной гармоники преобразованного тока равно

$$I = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (8.89)$$

Пренебрегая высшими гармониками, запишем уравнение баланса мощностей на стороне постоянного и переменного тока инвертора:

$$2U_d I_d = 3U_\phi I \cos \varphi_{\text{эКВ}}. \quad (8.90)$$

Рис. 8.29. Эквивалентная схема одной фазы автономного инвертора

Здесь U_d — напряжение источника постоянного тока на входе инвертора;

I_d — входной ток одного моста;

U_ϕ — действующее значение выходного напряжения инвертора;

$\cos \varphi_{\text{эКВ}}$ — коэффициент мощности эквивалентной нагрузки инвертора (включающей потребитель и коммутирующие конденсаторы).

С учетом (8.89) получаем аналитическое выражение нагрузочной характеристики идеального преобразователя:

$$U_\phi = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_d}{\cos \varphi_{\text{эКВ}} \cos \frac{\alpha}{2}}. \quad (8.91)$$

Из этого выражения следует, что изменением угла α можно регулировать в определенных пределах выходное напряжение инвертора при заданном и неизменном напряжении источника постоянного тока на входе инвертора.

Последовательные инверторы

Последовательные инверторы имеют последовательную резонансную цепочку LC , с помощью которой обеспечивается коммутация тока вентилях. Такие инверторы находят широкое применение в устройствах, где требуется повышенная частота выходного напряжения (2000 ÷ 50 000 гц).

На рис. 8.30, *a* приведена однотактная схема последовательного инвертора. Принцип ее работы заключается в следующем. При подаче управляющего сигнала на тиристор B_1 последний открывается и конденсатор C начинает заряжаться от источника постоянного напряже-

ния таким образом, что его верхняя обкладка получает положительный потенциал. В следующий полупериод включается тиристор B_2 и конденсатор C разряжается через цепь $r_H L_2$. Таким образом, через нагрузку протекает переменный ток. При этом последовательный инвертор может работать в двух режимах: 1) тиристор B_1 выключается раньше, чем включается тиристор B_2 , т. е. имеется промежуток времени, когда вентили не проводят ток; такой режим работы инвертора называется прерывистым; 2) тиристор B_1 выключается после включения тиристора B_2 . При этом в течение некоторого времени проводят ток оба тиристора. Нормальная работа инвертора при этом возможна только, если напряжение на дросселе в момент коммутации будет больше напряжения источника питания, т. е. $u_L > U_d$. Если данное неравенство не будет выполняться, то при включении очередного тиристора ранее проводивший ток тиристор не выключится и источник питания окажется замкнутым накоротко. Указанное неравенство должно сохраняться в течение некоторого времени, достаточного для восстановления управляющих свойств тиристора.

Расчет цепи произведем операторным методом. Когда тиристор B_1 открыт, а тиристор B_2 закрыт ($0 \leq t \leq \frac{T}{2}$), уравнение равновесия запишется в виде

$$U_d = r_H i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt, \quad (8.92)$$

где L — индуктивность половины коммутирующего дросселя.

При нулевых начальных условиях уравнение (8.92) в операторной форме имеет вид

$$\frac{U_d}{p} = r_H I(p) + p L I(p) + \frac{1}{p C} I(p). \quad (8.93)$$

Решая уравнение (8.93) относительно тока $I(p)$, находим его изображение:

$$I(p) = \frac{1}{pL + r_H + \frac{1}{LC}} \cdot \frac{U_d}{p} = \frac{U_d}{L \left(p^2 + \frac{r_H}{L} p + \frac{1}{LC} \right)}. \quad (8.94)$$

При решении данного уравнения возможны три режима в зависимости от соотношения параметров цепи, так как корнями уравнения

$$\text{являются } p_{1,2} = -\frac{r_H}{2L} \pm \sqrt{\frac{r_H^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = -\delta \pm \sqrt{\alpha} = -\delta \pm \beta;$$

а) $\alpha > 0$ — аперiodический режим;

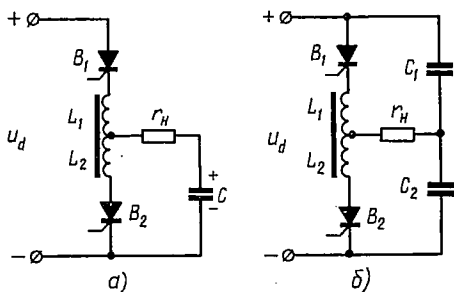


Рис. 8.30. Схемы последовательного инвертора:

а — однофазная; б — двухфазная

б) $\alpha = 0$ — предельный случай аperiodического режима (граничный режим);

в) $\alpha < 0$ — периодический (колебательный) режим.

Оригинал тока находим по теореме разложения:

$$i(t) = \frac{U_d}{2\beta L} e^{-\delta t} (e^{\beta t} - e^{-\beta t}) = \frac{U_d}{\beta L} e^{-\delta t} \operatorname{sh} \beta t, \quad (8.95)$$

так как $\operatorname{sh} \beta = \frac{1}{2} (e^\beta - e^{-\beta})$.

Как было указано, напряжение на дросселе в момент коммутации должно быть больше напряжения источника питания, что возможно только при колебательном режиме. Поэтому практически работа последовательного инвертора возможна только при колебательном режиме и формула (8.95) нуждается в преобразовании. Введем обозначение собственной круговой частоты контура:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r_n^2}{4L^2}}. \quad (8.96)$$

Тогда

$$\beta = j\omega. \quad (8.97)$$

Учитывая, что $\operatorname{sh} jx = j \sin x$, перепишем уравнение (8.95) в следующей форме:

$$i(t) = \frac{U_d}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t. \quad (8.98)$$

При начальных условиях, отличных от нуля, учитывая, что ток нагрузки становится равным нулю до того как закончится полупериод, т. е. $i(0) = 0$, выражение (8.98) можно записать так:

$$i(t) = \frac{U_d - U_C(0)}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t. \quad (8.99)$$

Напряжение на дросселе

$$u_L(t) = L \frac{di}{dt} = [U_d - U_C(0)] e^{-\delta t} \left[\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right]. \quad (8.100)$$

Напряжение на конденсаторе определяем из (8.92):

$$u_C(t) = U_d - [U_d - U_C(0)] e^{-\delta t} \left[\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right]. \quad (8.101)$$

Для второго полупериода, когда тиристор B_2 открыт, а тиристор B_1 закрыт $\left(\frac{T}{2} \leq t \leq T\right)$, токи и напряжения можно найти из (8.99), (8.100) и (8.101):

$$i(t) = -\frac{U_C\left(\frac{T}{2}\right)}{\omega L} e^{-\delta\left(t-\frac{T}{2}\right)} \sin \omega \left(t - \frac{T}{2}\right), \quad (8.102)$$

$$u_L(t) = U_C\left(\frac{T}{2}\right) e^{-\delta\left(t-\frac{T}{2}\right)} \left[\cos \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) \right], \quad (8.103)$$

$$u_C(t) = U_C\left(\frac{T}{2}\right) e^{-\delta\left(t-\frac{T}{2}\right)} \left[\cos \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) \right]. \quad (8.104)$$

Для случая, когда собственная круговая частота контура равна рабочей частоте инвертора ($\omega = \frac{2\pi}{T}$), т. е. когда ток в конце каждого полупериода равен нулю, начальными условиями будут

$$u_C\left(\frac{T}{2}\right) = -u_C(T). \quad (8.105)$$

Подставляя $t = \frac{T}{2}$ в (8.101) и $t = T$ в (8.104), а затем объединив их, получаем

$$U_C(0) = \frac{U_d \left(1 + e^{\delta \frac{T}{2}}\right)}{1 - e^{\delta \frac{T}{2}}} = U_d A, \quad (8.106)$$

$$\text{где } A = \frac{1 + e^{\delta \frac{T}{2}}}{1 - e^{\delta T}} = \frac{1}{1 - e^{\delta \frac{T}{2}}};$$

$$U_C\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{U_d \left(1 + e^{-\delta \frac{T}{2}}\right)}{1 - e^{-\delta T}} = U_d B, \quad (8.107)$$

$$\text{где } B = \frac{1 + e^{-\delta \frac{T}{2}}}{1 - e^{-\delta T}} = \frac{1}{1 - e^{-\delta \frac{T}{2}}}.$$

При подстановке (8.106) и (8.107) в (8.99)—(8.104) получим значения токов и напряжений в установившемся режиме.

Для $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$

$$i(t) = \frac{U_d B}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t, \quad (8.108)$$

$$u_L(t) = U_d B e^{-\delta t} \left[\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right], \quad (8.109)$$

$$u_C(t) = U_d - U_d B e^{-\delta t} \left[\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right]. \quad (8.110)$$

Для $\frac{T}{2} \leq t \leq T$

$$i(t) = -\frac{U_d B}{\omega L} e^{-\delta \left(t - \frac{T}{2}\right)} \sin \omega \left(t - \frac{T}{2}\right), \quad (8.111)$$

$$u_L(t) = -U_d B e^{-\delta \left(t - \frac{T}{2}\right)} \left[\cos \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) \right], \quad (8.112)$$

$$u_C(t) = U_d B e^{-\delta \left(t - \frac{T}{2}\right)} \left[\cos \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega \left(t - \frac{T}{2}\right) \right]. \quad (8.113)$$

В случае, если коэффициент связи между половинами катушки дроселя равен единице, напряжение между анодом и катодом тиристора

$$u_{\text{ак}}(t) = U_d - 2u_L(t) = U_d \left[1 - 2B e^{-\delta t} \left(\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) \right]. \quad (8.114)$$

Время, необходимое тиристорам для восстановления управляющих свойств, можно определить из (8.114), приравнявая его нулю:

$$e^{-\delta t_c} \left(\cos \omega t_c - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t_c \right) = \frac{1}{2B}. \quad (8.115)$$

Последовательный инвертор может работать в трех рабочих режимах, определяемых соотношениями собственной круговой частоты контура (ω) и круговой частотой задающего генератора ($\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$). Выше мы рассмотрели

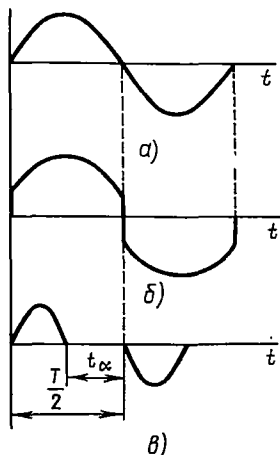


Рис. 8.31. Форма выходного напряжения последовательного инвертора при различных соотношениях собственной круговой частоты инвертора и частоты задающего генератора

режим, когда собственная круговая частота контура равнялась круговой частоте задающего генератора ($\omega = \omega_0$), — граничный режим. В этом случае ток в конце каждого полупериода равен нулю (рис. 8.31, а). При $\omega < \omega_0$ ток в нагрузке в момент коммутации отличен от нуля (рис. 8.31, б) и напряжение на нагрузке имеет форму, близкую к прямоугольной, — режим принудительной коммутации. При $\omega > \omega_0$ ток в нагрузке прекращается раньше, чем происходит коммутация (рис. 8.31, в) — режим естественной коммутации.

Следует отметить, что применение коммутирующих дросселей в граничном режиме и режиме принудительной коммутации является обязательным, так как без них произойдет одновременное открытие двух тиристоров, что приведет к опрокидыванию инвертора. Применение коммутирующих дросселей в режиме естественной коммутации

не обязательно, но желательно, потому что они уменьшают скорость нарастания тока тиристора.

Внешнюю характеристику однофазного последовательного инвертора рассмотрим для двух режимов работы инвертора:

1. Граничный режим ($\omega = \omega_0$):

$$u_n(t) = i_n(t)r_n = \frac{U_d B \delta}{2\omega} e^{-\delta t} \sin \omega t. \quad (8.116)$$

Действующее значение выходного напряжения

$$U_{н.гр} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_n^2(t) dt} = 0,4 U_d \frac{B}{D} \sqrt{\frac{\delta}{2\omega} (1 - e^{-\delta T})}, \quad (8.117)$$

где

$$D = \sqrt{\frac{\omega^2 + \delta^2}{\omega^2}}.$$

2. Режим естественной коммутации ($\omega > \omega_0$).

Действующее значение выходного напряжения

$$U_{\text{н}} = U_{\text{н.гр}} \sqrt{m}, \quad (8.118)$$

где $m = \frac{\omega_0}{\omega}$.

Из (8.117) и (8.118) видно, что для поддержания выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки необходимо изменять частоту импульсов управления.

Рассмотренная схема однотактного последовательного инвертора имеет ограниченное применение вследствие того, что от источника постоянного тока энергия в нагрузку поступает только в момент, когда открыт тиристор B_1 , что обуславливает прерывистый характер входного тока и значительное различие между его максимальным и средним значениями.

Двухтактная схема последовательного инвертора (см. рис. 8.30, б) имеет больше преимуществ. Работа схемы происходит подобно однотактной схеме, только в течение полупериода частоты задающего генератора происходит как заряд одного из конденсаторов (например, C_2), так и разряд другого (C_1). Каждый из конденсаторов C_1 и C_2 имеет емкость $\frac{C}{2}$.

При расчете последовательного инвертора, работающего на активно-индуктивную нагрузку, можно использовать все приведенные ранее зависимости с учетом того, что вместо индуктивности L следует подставлять сумму $L_{\text{н}} + L_1$. При этом необходимо учитывать, что собственная круговая частота (8.96) определяется суммарной индуктивностью $L = L_1 + L_{\text{н}}$, а напряжение на индуктивности L распределяется между L_1 и $L_{\text{н}}$ прямо пропорционально этим индуктивностям. Напряжение между анодом и катодом тиристора определяется с учетом напряжения только на индуктивности коммутирующего дросселя:

$$u_{\text{ак}}(t) = U_d - 2u_{\text{к}}(t) = U_d - 2u_L(t) \frac{L_1}{L_1 + L_{\text{н}}}. \quad (8.119)$$

Время, предоставляемое тиристорам для восстановления управляющих свойств, находим из (8.119) с учетом (8.109):

$$e^{-\delta t_c} \left(\cos \omega t_c - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t_c \right) = \frac{L_{\text{н}} + L_1}{2BL_1}. \quad (8.120)$$

Из (8.120) видно, что время t_c уменьшается с уменьшением $\cos \varphi_{\text{н}}$.

С учетом того, что $z_{\text{н}} = \frac{r_{\text{н}}}{\cos \varphi_{\text{н}}}$, внешняя характеристика инвертора при активно-индуктивной нагрузке может быть представлена в виде:

$$U_{\text{н}}(\varphi) = U_{\text{н.гр}} \frac{\sqrt{m}}{\cos \varphi_{\text{н}}}. \quad (8.121)$$

Последовательные инверторы могут выполняться также и по трехфазным схемам.

Преимуществом последовательного инвертора перед параллельным является то, что его внешняя характеристика при $\cos \varphi_{\text{н}} = \text{const}$

«жесткая», однако при малых нагрузках инвертор выпадает из режима. Для устранения этого недостатка параллельно нагрузке присоединяется конденсатор и последовательный инвертор превращается в последовательно-параллельный (рис. 8.32, а). Такой инвертор об-

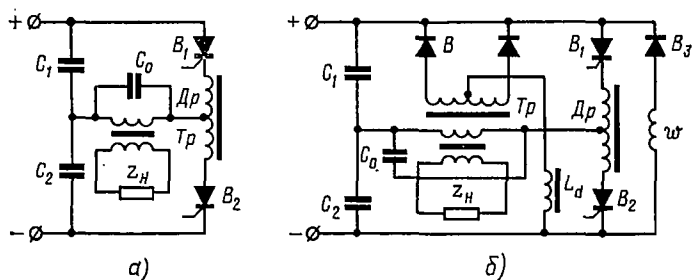


Рис. 8.32. Последовательно-параллельный инвертор: а — двухтактный; б — двухтактный с выпрямителями обратного тока

ладает свойствами как последовательного, так и параллельного инвертора: инвертор может работать при малых токах нагрузки, при возрастании тока нагрузки выходное напряжение изменяется незначительно, параллельно включенный конденсатор улучшает форму выходного напряжения, приближая ее к синусоидальной.

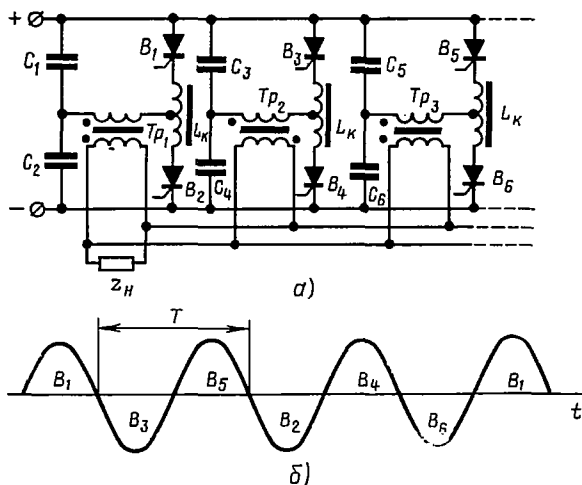


Рис. 8.33. Однофазный «ячейковый» последовательный инвертор (а) и форма токов в вентилях (б)

Из выражений (8.108)—(8.113) видно, что при изменении частоты задающего генератора, собственной круговой частоты контура и коэффициента мощности нагрузки изменяется выходное напряжение, а с ростом тока нагрузки повышается напряжение на тиристорах, конденсаторах и дросселях схемы. Это является недостатком последова-

тельных и последовательно-параллельных инверторов. Для частичного устранения указанных недостатков может применяться устройство «сброса» избыточного напряжения с помощью обратных диодов (рис. 8.32, б).

Выпрямитель V применен для стабилизации выходного напряжения и при повышении напряжения инвертора (при «сбросах» нагрузки или изменении коэффициента мощности нагрузки) возвращает часть энергии обратно источнику постоянного тока. Диод V_3 и дополнительная обмотка на коммутирующем дросселе ω служат для ограничения перенапряжений на тиристорах при перегрузках инвертора. Выпрямитель V и диод V_3 включаются автоматически при достижении напряжением на обмотках трансформатора и дросселя определенной величины. При нормальной работе инвертора устройства «сброса» не работают с целью устранения лишних потерь мощности.

При повышенной частоте выходного напряжения находит применение «ячейковая» схема последовательного инвертора (рис. 8.33, а). Нагрузка инвертора однофазная. Тиристоры инвертора включаются с частотой, меньшей выходной частоты, поэтому между включением и выключением двух противофазных тиристоров имеется достаточно времени для восстановления управляющих свойств отключенного тиристора (на рис. 8.33, б это время равно T). «Ячейковый» последовательный инвертор может быть выполнен и с бестрансформаторным выходом.

Инверторы напряжения на тиристорах

Как отмечалось в § 8.4, если коммутирующие индуктивности и емкости выбраны исходя только из условий коммутации тока вентилях, то инверторы тока по своим свойствам приближаются к инверторам напряжения, построенным на полностью управляемых вентилях.

Расчет инверторов напряжения, построенных на неполностью управляемых вентилях (обычных тиристорах), значительно упрощается, если рабочие и коммутационные процессы рассматривать отдельно. Это возможно в том случае, если период коммутации по сравнению с периодом выходной частоты очень мал. Так как время восстановления управляющих свойств современных тиристоров незначительно, такое предположение справедливо даже для сравнительно высоких частот. Поэтому рабочие процессы рассчитываются так же, как и для инверторов, построенных на полностью управляемых вентилях, для которых необходимые соотношения были получены в § 8.7. Анализ коммутационных процессов сводится к нахождению соотношений между параметрами нагрузки, напряжением источника питания, величинами коммутирующих индуктивностей и емкостей и временем восстановления управляющих свойств тиристоров.

При анализе коммутационных процессов примем следующие допущения: ток нагрузки постоянен и равен $I_{но}$ в течение всего периода коммутации (нагрузка активно-индуктивная и индуктивность нагрузки достаточно велика); тиристоры, диоды и трансформатор идеальные; источник постоянного тока обладает нулевым внутренним сопротивлением.

Однофазный инвертор напряжения с нулевым выводом

Принцип действия однофазного инвертора напряжения (рис. 8.34, а) ничем не отличается от принципа действия однофазного инвертора тока (см. рис. 8.18). Переменное напряжение в нагрузке возникает в результате работы тиристоров B_1 и B_2 , которые поочередно подключают полуобмотки ($0-1$ и $0-2$) выходного трансформатора Tr через дроссель L к источнику постоянного тока. Через обратные диоды B'_1 и B'_2

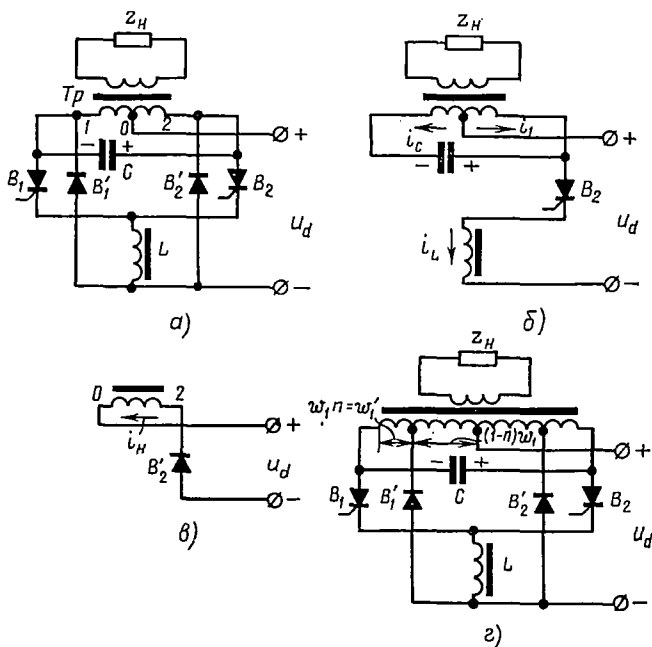


Рис. 8.34. Однофазный инвертор напряжения с нулевым выводом:

а — принципиальная схема; б — контур коммутации; в — контур возврата реактивной мощности; г — схема с автотрансформаторным возвратом реактивной мощности

осуществляется возврат реактивной мощности в источник постоянного тока. При включении очередного тиристора обе полуобмотки трансформатора оказываются включенными через тиристоры B_1 и B_2 встречно по отношению к источнику питания и не оказывают сопротивления току. Поэтому применение дросселя L является обязательным, так как он предотвращает опрокидывание инвертора, а также препятствует быстрому нарастанию тока через коммутирующий конденсатор C .

Предположим, что в момент времени $t = 0$ открыт тиристор B_1 (рис. 8.35).

При этом напряжение на нагрузке равно $+U_d$ (коэффициент трансформации трансформатора примем равным единице), конденсатор за-

ряжен до напряжения $+2U_d$. В момент времени $t = t_1$ открывается тиристор B_2 (ток нагрузки при этом равен $I_{н0}$) и ток нагрузки из цепи тиристора B_1 переходит в цепь $C \rightarrow B_2$. Тиристор B_1 запирается и к нему прикладывается напряжение в непроводящем направлении. Обратные диоды B'_2 и B'_1 не проводят ток, так как к первому приложено обратное напряжение, равное $2U_d$, а на втором напряжение равно нулю. В дальнейшем обратное напряжение на диоде B'_2 уменьшается, а на диоде B'_1 увеличивается. Начиная с момента времени t_1 , конденсатор перезаряжается (на рис. 8.35 период коммутации непропорционально увеличен), что приводит к изменению напряжения на нагрузке. В момент времени t_2 напряжение на конденсаторе, нагрузке и тиристоре B_1 становится равным нулю и изменяет полярность. При $t = t_3$ напряжение на конденсаторе становится равным $-2U_d$, на нагрузке $-U_d$, на тиристоре B_1 $+2U_d$; на диоде B'_2 напряжение равно нулю, а ток через конденсатор скачком уменьшается до нуля. Ток в полуобмотке 0—1 исчезает, а в полуобмотке 0—2 становится равным $-I_{н0}$, и суммарные намагничивающие силы трансформатора остаются теми же. Начиная с момента времени t_3 , ток нагрузки замыкается через обратный диод B'_2 (рис. 8.34, в) и под действием встречного напряжения источника питания начинает спадать. При этом энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, частично возвращается в источник питания, а частично рассеивается в сопротивлении нагрузки. Спадая до нуля и меняя знак, ток нагрузки переходит в тиристор B_2 , который в этот момент должен быть открыт.

Для данного интервала времени (рис. 8.34, б) справедливы уравнения:

$$U_d - \frac{u_C}{2} = L \frac{di_L}{dt}, \quad (8.122)$$

$$i_C - i_1 = I_{н0}, \quad (8.123)$$

$$i_C + i_1 = i_L, \quad (8.124)$$

$$u_C = U_{C0} - \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (8.125)$$

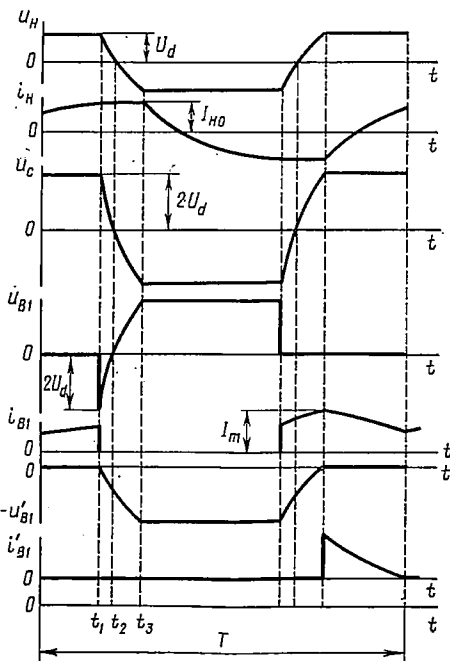


Рис. 8.35. Временные диаграммы токов и напряжений в однофазном инверторе напряжения

Решая уравнения (8.122) — (8.125) с учетом начальных условий $U_{C0} = 2U_d$, $I_{L0} = I_{н0}$ при $t = 0$ (за начало отсчета принимаем время t_1), получаем

$$\frac{i_L(t)}{I_{н0}} = 2\rho \sin \omega t + 2 \cos \omega t - 1, \quad (8.126)$$

где $\omega = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$;

$\rho = \frac{2U_d}{I_{н0} \sqrt{\frac{L}{C}}}$ — относительное коммутационное сопротивление нагрузки.

Относительное напряжение на конденсаторе равно

$$\frac{u_C(t)}{2U_d} = 2 \cos \omega t - \frac{2}{\rho} \sin \omega t - 1. \quad (8.127)$$

Время, предоставляемое тиристорам для восстановления управляющих свойств, определяем из (8.127), подставляя $u_C = 0$ при $t = t_C$:

$$\omega t_C = \arcsin \frac{\rho}{\sqrt{1+\rho^2}} - \arcsin \frac{\rho}{2\sqrt{1+\rho^2}}. \quad (8.128)$$

Ток коммутирующего дросселя L достигает максимума в момент времени $t = t_3$. Исследуя выражение (8.126) на экстремум, получаем

$$\omega t_3 = \arctg \rho,$$

откуда

$$\frac{I_{Lm}}{I_{н0}} = 2\sqrt{1+\rho^2} - 1. \quad (8.129)$$

Время полного перезаряда коммутирующего конденсатора определяем из (8.127), подставляя $u_C = -2U_d$ при $t = \tau$

$$\omega \tau = \arctg \rho. \quad (8.130)$$

Приведенная схема на идеальных элементах оказывается неработоспособной. Это объясняется тем, что в коммутационном периоде ток в дросселе L несколько возрастает. В начале коммутации (время t_1) коммутирующая индуктивность обладает запасом энергии $W_1 = \frac{LI_{н0}^2}{2}$, а в конце коммутации (время t_3) — $W_3 = \frac{LI_{Lm}^2}{2}$. Так как $I_{Lm} > I_{н0}$ [см. (8.129)], то для того, чтобы схема была работоспособной, избыточную энергию $\Delta W = W_3 - W_1$ необходимо либо рассеивать в активном сопротивлении, либо возвращать в источник постоянного тока. В противном случае от коммутации к коммутации ток в дросселе будет возрастать, что приведет к уменьшению коммутационного сопротивления нагрузки:

$$\rho' = \frac{2U_d}{I_{Lm} \sqrt{\frac{L}{C}}} < \frac{2U_d}{I_{н0} \sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

При этом уменьшится время, в течение которого к выходящему из работы тиристорному приложено обратное напряжение. Такой процесс будет продолжаться до тех пор, пока инвертор не опрокинется.

После того, как ток через конденсатор i_C спадет до нуля, ток дросселя $i_L = I_{Lm}$ начинает циркулировать в контуре $L \rightarrow B'_2 \rightarrow B_2 \rightarrow L$ (при идеальных элементах он не затухает). Для гашения этого тока в контур необходимо либо ввести активное сопротивление, либо отдавать его в источник питания, что позволит увеличить к. п. д. инвертора. Возврат энергии, накопленной в коммутирующем дросселе в период перезаряда конденсатора, может быть осуществлен через обратные диоды, подключенные к отпайкам выходного трансформатора (рис. 8.34, з). Таким образом, в контур $L \rightarrow B'_2 \rightarrow B_2 \rightarrow L$ вводится противо-э. д. с., равная $\frac{nU_d}{1-n}$, где $n = \frac{\omega'_1}{\omega_1}$. Оптимальный коэффициент трансформации $n = 0,1 \div 0,2$ [4, 13, 20], причем большие значения n следует брать при меньших напряжениях источника питания и большей рабочей частоте.

Уравнения (8.122) — (8.127) справедливы и для схемы рис. 8.34, з, так как в течение периода коммутации тока в тиристорах обратные диоды, а следовательно, и устройства возврата не работают. Однако время полного перезаряда конденсатора несколько возрастает.

Расчет коммутирующих элементов в L и C производится из условия минимума реактивной энергии, запасаемой в дросселе L в длительном режиме работы инвертора. При этом относительное коммутационное сопротивление нагрузки ρ необходимо выбирать примерно равным единице. Тогда

$$C = \frac{t_C I'_{ном}}{1,7U_d}, \quad (8.131)$$

$$L = \frac{t_C U_d}{0,425 I'_{ном}}; \quad (8.132)$$

где $I'_{ном}$ — наибольшее значение тока нагрузки в момент коммутации, приведенное к первичной полуобмотке трансформатора.

В связи с тем, что изменение напряжения источника питания и тока нагрузки оказывает влияние на устойчивость коммутации в схеме [см. выражение (8.128)], рассмотренный инвертор нецелесообразно использовать для широкодиапазонного регулирования выходных параметров.

Инверторы напряжения с отсекающими диодами

Напряжение на коммутирующих конденсаторах инвертора (рис. 8.36, а) примерно равно напряжению источника питания U_d . В этой схеме коммутирующий конденсатор подключен параллельно нагрузке только в моменты его перезаряда. При высоких частотах (свыше 400 гц) влияние отсекающих диодов $B_5 \div B_8$ уменьшается. Это связано с тем, что время перезаряда конденсаторов становится соизмеримым с периодом переменного напряжения на выходе инвертора. Кроме того, при окончании коммутации тока коммутирующий

дроссель L оказывается замкнутым через вентили. Например, при переводе тока с тиристоров B_1 и B_2 на тиристоры B_3 и B_4 коммутационные индуктивности будут замкнуты: верхняя индуктивность закорачивается через вентили B_3, B_7, B_8 , а нижняя — через вентили B_4, B_4', B_8 . Схема на идеальных элементах оказывается неработоспособной. Это объясняется тем, что в коммутационном периоде ток в индуктивности L несколько возрастает. Так как после этого интервала индуктивность будет замкнута вентилями, то к началу следующей коммутации ток в индуктивности не изменится. В следующий период коммутации ток опять несколько возрастает и т. д., что приводит к непрерывному возрастанию тока в индуктивности. А так как этот ток определяется скоростью перезаряда конденсатора C , то при большом токе времени для восстановления управляющих свойств вентилях остается мало и инвертор опрокидывается.

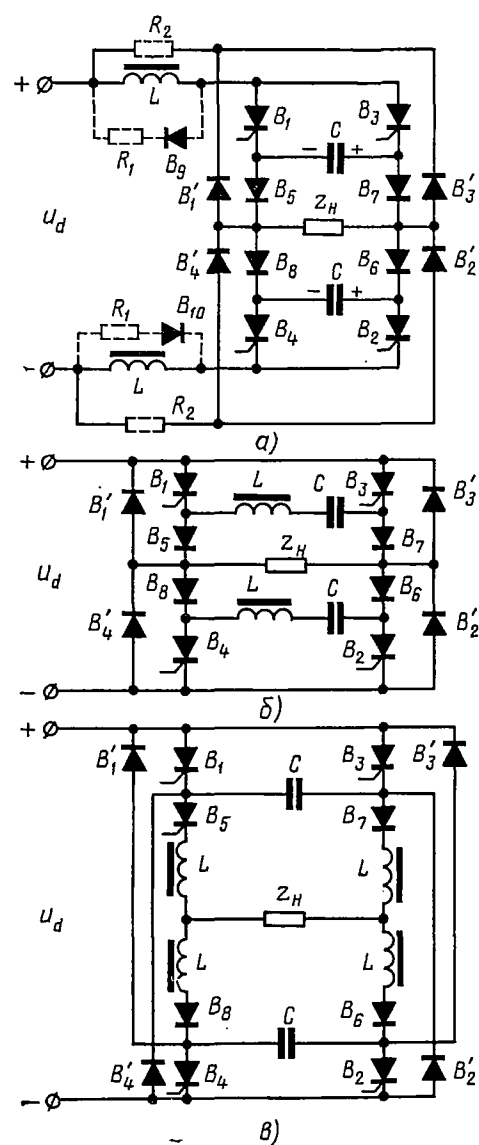


Рис. 8.36. Однофазные инверторы напряжения с отсекающими диодами

если коммутационную индуктивность L включить последовательно с конденсатором C (рис. 8.36, б). В этом случае электромагнитная энергия в индуктивности не накапливается, так как через индуктивность протекает переменный ток. Однако в такой схеме наблюдаются

С увеличением рабочей частоты инвертора возрастает скорость накопления электромагнитной энергии в индуктивностях, что приводит к увеличению потерь, а следовательно, и уменьшению к. п. д. инвертора. Улучшить работу инвертора можно за счет введения в схему цепей, предотвращающих накопление электромагнитной энергии в индуктивности. Такие цепи показаны на рис. 8.36, а пунктиром (резисторы R_1, R_2 и вентили B_9, B_{10}).

Увеличить к. п. д. инвертора с отсекающими диодами можно,

большие скорости нарастания напряжения на тиристорах и повышение напряжения на коммутирующих конденсаторах с ростом тока нагрузки.

Указанные недостатки отсутствуют в схеме рис. 8.36, в. В этой схеме напряжение на коммутирующих конденсаторах и тиристорах приблизительно равно U_d , а на диодах $\approx 2U_d$.

Время, необходимое тиристорам для восстановления управляющих свойств, определяется из рассмотрения контура коммутации, который, например, для схемы рис. 8.36, а при переводе тока с тиристоров B_3 и B_4 на тиристоры B_1 и B_2 может быть представлен рис. 8.37, а. Если пренебречь падением напряжения на открытом вентиле и активным сопротивлением коммутирующих индуктивностей, то коммутационный контур может быть представлен эквивалентной схемой рис. 8.37, б.

Из рис. 8.37, б видно, что конденсатор C заряжается током через индуктивность L и током нагрузки. Считая, что за время коммутации ток нагрузки не изменяется, запишем уравнения для контуров коммутации:

$$\left. \begin{aligned} U_d + U_{C0} &= 2L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{2C} \int i_C dt, \\ i_C &= I_{H0} + i_L, \end{aligned} \right\} \quad (8.133)$$

где U_{C0} — напряжение на конденсаторе в момент коммутации, равное напряжению источника питания U_d ;

I_{H0} — ток в индуктивности до момента коммутации;

i_L, i_C — токи в индуктивности и емкости в процессе коммутации.

Чтобы определить время восстановления управляющей способности вентилей, надо найти момент времени t_c , когда напряжение на конденсаторе станет равным нулю. После соответствующих математических выкладок получаем

$$t_c = \sqrt{LC} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{3U_d^2 C^2 + 4I_{H0}^2 U_d^2 LC} - I_{H0} U_d \sqrt{LC}}{\sqrt{3I_{H0}^2 U_d^2 LC + 4I_{H0}^2 L^2 + U_d^2 C}}. \quad (8.134)$$

Используя изложенную выше методику, можно рассчитать и трехфазный инвертор.

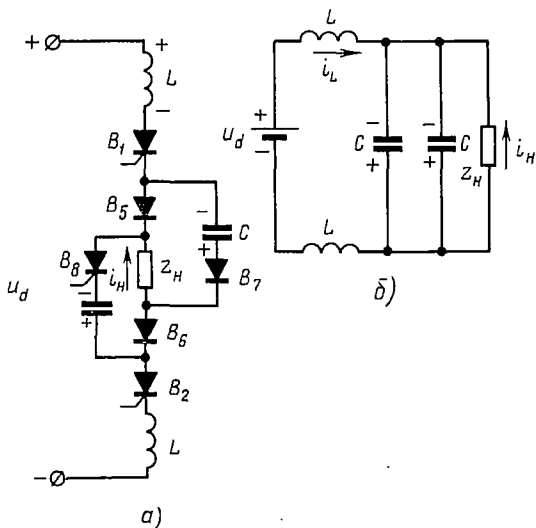


Рис. 8.37. Контур коммутации (а) и его эквивалентная схема (б)

Инверторы напряжения с групповой коммутацией

На рис. 8.38, а, б представлена схема, в которой в качестве коммутирующих элементов применены конденсаторы. Схема рис. 8.38, а называется схемой с двухступенчатой емкостной коммутацией. Она широко используется в преобразователях частоты для регулируемых электроприводов. Для коммутации рабочих тиристоров $B_1 \div B_6$ применены вспомогательные (коммутирующие) тиристоры $B_7 \div B_{12}$. Благодаря вспомогательным тиристорам возможно выключение каж-

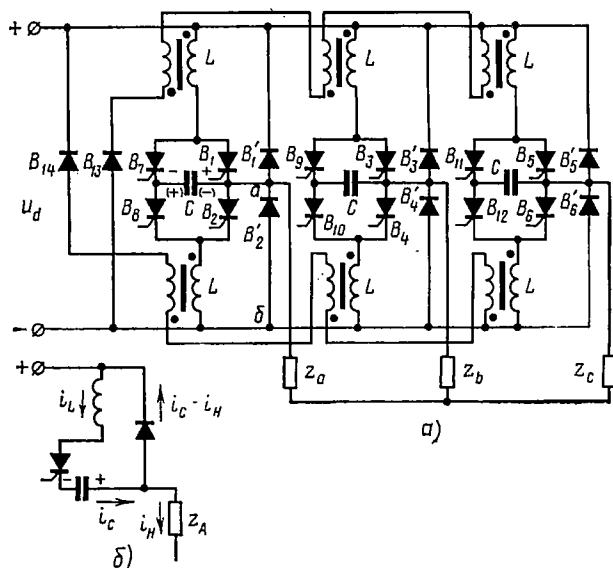


Рис. 8.38. Инвертор напряжения с групповой коммутацией:

а — принципиальная схема; б — контур коммутации

дого рабочего тиристора в отдельности в любой момент времени, поэтому схема с двухступенчатой емкостной коммутацией близка по принципу действия к схеме, построенной на полностью управляемых вентилях. Схема может работать при двух законах переключения рабочих тиристоров.

1. Время включенного состояния рабочих тиристоров равно половине периода выходной частоты (если пренебречь временем восстановления управляющих свойств тиристора). При этом импульсы управления подаются одновременно на один рабочий и один вспомогательный тиристор. Например, для того, чтобы выключить рабочий тиристор B_1 , импульс управления подается на вспомогательный тиристор B_7 и одновременно на рабочий тиристор B_2 . При этом тиристор B_1 выключается, а коммутирующий конденсатор C разряжается по контуру $C \rightarrow B'_1 \rightarrow L \rightarrow B_7 \rightarrow C$.

2. Время включенного состояния рабочих тиристорov меньше половины периода выходной частоты:

$$\lambda = \pi \left(1 - \frac{t_3}{T} \right),$$

где t_3 — время задержки импульса, подаваемого на рабочий тиристор.

Это время должно быть выбрано не меньше времени перезаряда конденсатора в колебательном контуре ($t_3 \approx \pi\sqrt{LC}$).

В связи с тем, что перезаряд конденсатора происходит через индуктивности L , напряжение на конденсаторе превышает напряжение источника питания. Так как в определенные моменты времени в схеме создается короткозамкнутый контур коммутирующей индуктивности [например, при выключении тиристора B_1 создается короткозамкнутый контур нижней коммутирующей индуктивности L ($L \rightarrow B_2 \rightarrow B_2$), когда потенциал точки a становится ниже потенциала точки b], то при высоких частотах необходимо применение одного из видов энергопоглотителей. Это необходимо для того, чтобы не происходило накопление электромагнитной энергии в контуре коммутации. В схеме на рис. 8.38, *a* энергопоглотитель состоит из дополнительной обмотки на коммутирующей индуктивности и диодов B_{13} , B_{14} . Такой энергопоглотитель обеспечивает возврат энергии коммутирующих индуктивностей в источник питания. Коэффициент трансформации $n = \frac{U_d}{\Delta U} = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ (где ΔU — сумма падений напряжения на рабочем тиристоре и обратном диоде) получается большим. Так как в отдельные моменты времени на коммутирующей индуктивности может быть напряжение $\frac{U_d}{2}$, то вследствие большого коэффициента трансформации к диодам B_{13} и B_{14} могут прикладываться значительные обратные напряжения. Поэтому энергопоглотитель может быть применен для схем с относительно низким напряжением питания ($U_d \approx 50 \div 100$ в) и когда время включенного состояния рабочих тиристорov меньше половины периода выходной частоты.

Время, предоставляемое тиристорy для восстановления управляющих свойств, определяется из рассмотрения процессов, происходящих в контуре коммутации (рис. 8.38, *б*), который образуется после запираания тиристора B_1 .

Уравнения для этого контура запишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} i_C &= i_L, \\ u_L &= L \frac{di_L}{dt}, \\ u_C &= U_{C0} - \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt. \end{aligned} \right\} \quad (8.135)$$

Решения уравнений с учетом начальных условий: при $t = 0$ $u_C = U_{C0} = 2U_d (1 + n)$, где $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — коэффициент трансформации

между рабочей обмоткой коммутирующего дросселя и обмоткой возврата; $i_L = I_{н0}$; $i_C = 0$ будут иметь общий вид:

$$\frac{i_C}{I_{н0}} = \frac{i_L}{I_{н0}} = 2\rho (1 + n) \sin \omega t + \cos \omega t, \quad (8.136)$$

$$\frac{u_C}{U_d} = 2(1 + n) \cos \omega t - \frac{1}{\rho} \sin \omega t, \quad (8.137)$$

где $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $\rho = \frac{U_d}{I_{н0} \sqrt{\frac{L}{C}}}$.

При $t = t_c$, $u_C = 0$

$$\omega t_c = \arctg 2\rho (1 + n). \quad (8.138)$$

Так же как и в предыдущих схемах инверторов напряжения, в данной схеме при снижении напряжения U_d и увеличении тока $I_{н0}$ устой-

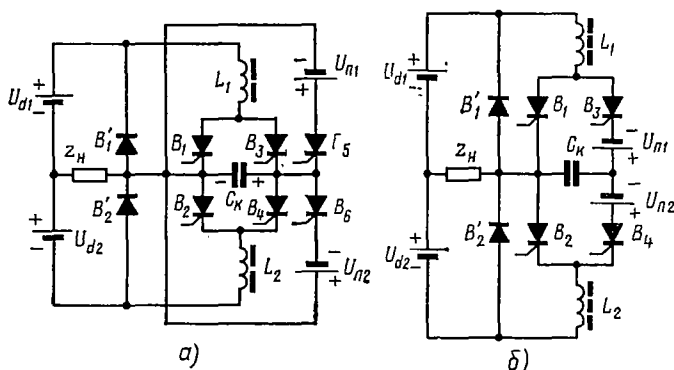


Рис. 8.39. Инвертор напряжения с групповой коммутацией и подзарядом коммутирующего конденсатора;

а — разнесенного во времени с коммутацией; *б* — совмещенного во времени с коммутацией

чивость коммутации падает. Однако здесь можно обеспечить независимость напряжения на коммутирующем конденсаторе от напряжения питания путем:

а) подзаряда конденсатора или от посторонних источников ($U_{п1}$) через тиристоры подзаряда после окончания коммутации тока в основных тиристорах (рис. 8.39, *а*), или от источников ($U_{п1}$), входящих непосредственно в контур коммутации (рис. 8.39, *б*);

б) применения в цепи возврата реактивной мощности коммутации тиристоров с регулируемым моментом включения.

Приведенная схема инвертора находит применение в преобразователях частоты с широтно-импульсным и амплитудным регулированием выходного напряжения.

**Инверторы напряжения с коммутирующим устройством
для каждого рабочего тиристора (рис. 8.40, а)**

Такие инверторы по своим свойствам наиболее близки к инверторам на полностью управляемых вентилях. Особенностью схемы является то, что каждый рабочий тиристор $B_1 \div B_6$ имеет специальное коммутирующее устройство, состоящее из индуктивности L_1 , конденсатора C , тиристора $B_7 \div B_{12}$ и диодов $B_{13} \div B_{18}$.

Схема работает следующим образом. Для выключения, например, рабочего тиристора B_1 включается тиристор B_7 , и под действием раз-

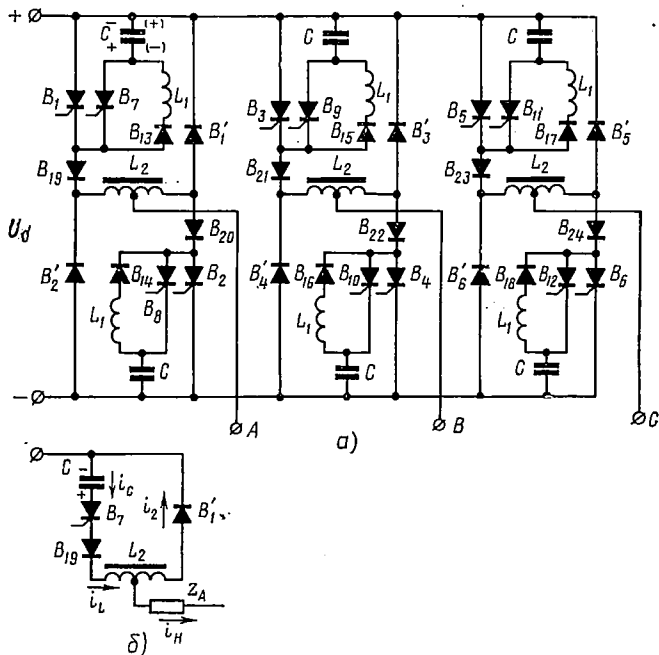


Рис. 8.40. Инвертор напряжения с коммутирующим устройством для каждого рабочего тиристора:

а — принципиальная схема; б — контур коммутации

рядного тока конденсатора C тиристор B_1 выключается. Ток нагрузки переходит на тиристор B_7 и конденсатор перезаряжается по контуру $C \rightarrow B_7 \rightarrow B_{19} \rightarrow L_2 \rightarrow B_{20} \rightarrow C$ (рис. 8.40, б). После того как конденсатор зарядится до напряжения, равного напряжению источника питания (полярность указана в скобках), тиристор B_7 выключается, а ток нагрузки переходит на диод B_{20} , что обеспечивает обмен реактивной энергией между фазами A и B . Энергия, запасенная в дросселе L_2 в момент коммутации, возвращается через диоды B_{20} и B_{21} в источник питания. Поэтому в данной схеме необходимость в энергопоглотителе отпадает. Диоды $B_{19} \div B_{24}$ предотвращают разряд конденсаторов на нагрузку. Записывая и решая систему уравнений для контура коммутации (рис. 8.40, б) с учетом начальных условий: при $t = 0$

$u_C = U_{C0} = U_d$, $i_L = I_{н0}$ и считая, что коэффициент связи между полуобмотками дросселя равен единице, получаем

$$\frac{u_C}{U_d} = \cos \omega t - \frac{1}{\rho} \sin \omega t, \quad (8.139)$$

где $\omega = \frac{1}{\sqrt{2LC}}$; $\rho = \frac{U_d}{2I_{н0} \sqrt{\frac{2L}{C}}}$ (L — индуктивность полуобмотки коммутирующего дросселя).

Время, предоставляемое тиристорам для восстановления управляющих свойств, определяется из (8.139) из условия, что $u_C = 0$ при $t = t_C$:

$$\omega t_C = \arctg \rho. \quad (8.140)$$

Как видно из рис. 8.40, *a*, после коммутации полярность на конденсаторе (в скобках) такова, что следующая коммутация не может быть осуществлена. Изменение полярности на конденсаторе происходит таким образом. При включении рабочего тиристора B_1 образуется контур $C \rightarrow B_1 \rightarrow B_{13} \rightarrow L_1$. Так как активное сопротивление контура мало, то происходит колебательный процесс, в результате которого конденсатор перезаряжается (полярность без скобок). Напряжение, до которого зарядится конденсатор, зависит от добротности контура и приблизительно равно первоначальному напряжению.

С помощью описанной схемы можно производить выключение любого рабочего тиристора в любой момент времени, что позволяет использовать инвертор в преобразователях частоты с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения. Однако для нормальной работы схемы требуется предварительная подготовка ее к пуску, т. е. вначале необходимо зарядить коммутирующие конденсаторы.

Инверторы напряжения с коммутацией по цепи питания основного источника (рис. 8.41, *a*).

Коммутация рабочих тиристоров в схеме производится с помощью специального коммутирующего устройства, представляющего собой своеобразный выключатель постоянного тока и состоящего из индуктивностей L_1 и L_2 , тиристоров $B_5 \div B_8$ и коммутирующего конденсатора C . Схема работает следующим образом. Предположим, что включены рабочие тиристоры B_1 и B_2 . Для выключения рабочего тиристора B_1 включаются тиристоры B_5 и B_6 и конденсатор C начинает разряжаться по контуру $B_6 \rightarrow B_4 \rightarrow B_1 \rightarrow B_5$. После выключения тиристора B_1 конденсатор начинает перезаряжаться от источника питания по контуру $L_1 \rightarrow B_5 \rightarrow C \rightarrow B_6$ (рис. 8.41, *б*). Перезаряд коммутирующего конденсатора будет происходить от напряжения $+U_{C0}$ до напряжения, превышающего $-U_{C0}$, так как в контур входит источник питания и дроссель, обладающий перед началом коммутации энергией $\frac{L_1 I_{н0}^2}{2}$, которая переходит в конденсатор, т. е. имеет место процесс накопления энергии в контуре коммутации. Для устранения накопления

энергии в дросселях L_1 и L_2 применяется устройство «сброса», состоящее из дополнительных обмоток ω_2 и вентилях B_9 и B_{10} . Устройство «сброса» фиксирует напряжение на конденсаторе, отдавая избыточную энергию дросселя в источник постоянного тока. Напряжение на конденсаторе U_{C0} всегда больше напряжения U_d , что необходимо учитывать при рассмотрении принципа работы устройства «сброса». При перезаряде конденсатора до напряжения $-U_{C0}$ ток в контуре коммутации поддерживается только за счет дросселя L_1 . Максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе

$$|U_{C0}| = U_d(1+n),$$

где $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — коэффициент трансформации между рабочей и дополнительной обмотками.

При открывании диода B_9 (B_{10}) напряжение на рабочей обмотке дросселя L_1 не может превысить значение $U_d n$, а на конденсаторе — значение $U_d(1+n)$ и ток i_L переходит из рабочей обмотки в магнитно-связанную с ней дополнительную обмотку (обмотку возврата). При этом тиристоры B_5 и B_6 выключаются. Ток i_L при выключении тиристоров B_5 и B_6 под действием противо-э. д. с. источника питания начинает спадать, замыкаясь через диод B_9 .

Запишем уравнения, описывающие процесс коммутации, в соответствии с рис. 8.41, б:

$$\left. \begin{aligned} i_C &= i_L, \\ U_d - u_C &= L \frac{di_L}{dt}, \\ u_C &= U_{C0} - \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt. \end{aligned} \right\} \quad (8.141)$$

Решение системы (8.141) с учетом начальных условий: при $t = 0$ $u_C = U_{C0} = U_d(1+n)$; $i_L = I_{н0}$ имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{i_L}{I_{н0}} &= \rho(2+n) \sin \omega t + \cos \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (8.142)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_C}{U_d} &= (2+n) \cos \omega t - \frac{1}{\rho} \sin \omega t - 1, \end{aligned} \right\} \quad (8.143)$$

где $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $\rho = \frac{U_d}{I_{н0} \sqrt{\frac{L}{C}}}$.

Время, предоставляемое тиристорам для восстановления управляющих свойств, можно определить из (8.143), учитывая, что $u_C = 0$ при $t = t_C$:

$$\omega t_C = \arcsin \frac{\rho}{\sqrt{\left(\frac{1}{2+n}\right)^2 + \rho^2}} - \arcsin \frac{\rho}{(2+n) \sqrt{\left(\frac{1}{2+n}\right)^2 + \rho^2}}. \quad (8.144)$$

Для выключения рабочего тиристора B_2 включаются тиристоры B_8 и B_7 , и процесс повторяется.

Для рассматриваемого типа инверторов характерным является многократный заряд и разряд конденсатора C за один период (для однофазной схемы — четырехкратный, для трехфазной — шестикратный). В связи с этим такие инверторы применяются на низких частотах. Коммутирующий конденсатор C в данной схеме используется эффективно.

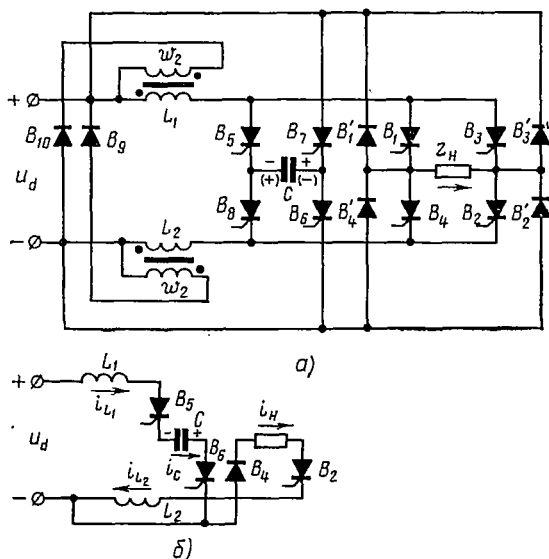


Рис. 8.41. Инвертор напряжения с коммутацией по цепи питания основного источника:

а — принципиальная схема; б — контур коммутации

В приведенной схеме инвертора напряжения коммутирующее устройство используется для одновременной коммутации тока во всех тиристорах анодной или катодной группы m -фазного инвертора.

Для повышения коммутационной устойчивости инвертора при уменьшении напряжения источника питания и увеличении тока нагрузки в схеме, так же как и у инвертора с групповой коммутацией, можно обеспечить независимость напряжения на коммутирующем конденсаторе от напряжения питания. Благодаря этому инвертор может быть использован в преобразователе частоты с амплитудным регулированием выходного напряжения для питания глубокорегулируемого электропривода.

§ 8.9. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты разделяются на два типа:

- 1) преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока;
- 2) преобразователи с непосредственной связью питающей сети и цепи нагрузки.

Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока

На рис. 8.42 представлена структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока.

В этом преобразователе переменное напряжение питающей сети выпрямляется с помощью управляемого выпрямителя B , фильтруется LC -фильтром Φ и подается на автономный инвертор $АИ$. Функции регулирования частоты выходного напряжения осуществляет инвертор, а напряжения — выпрямитель. Иногда обе функции выполняет инвертор, а выпрямитель является неуправляемым.

Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока позволяют регулировать выходную частоту с помощью системы управления инвертора $СУИ$ в широком диапазоне как вверх, так и вниз от частоты питающей сети. В качестве автономного инвертора может быть использована одна из ранее рассмотренных схем инверторов. Данный тип преобразователей частоты проще, чем преобразователи с непосредственной связью.

Недостатком преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока является двойное преобразование энергии, что приводит к уменьшению к. п. д., а также увеличению установленной мощности и веса преобразователя.

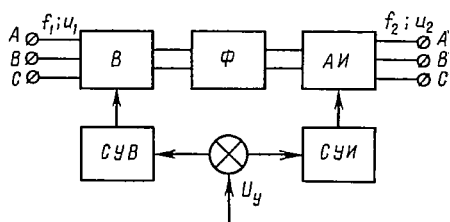


Рис. 8.42. Структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Преобразователи частоты с непосредственной связью питающей сети и цепи нагрузки

Преобразователи частоты с непосредственной связью могут выполняться с естественной и искусственной коммутацией.

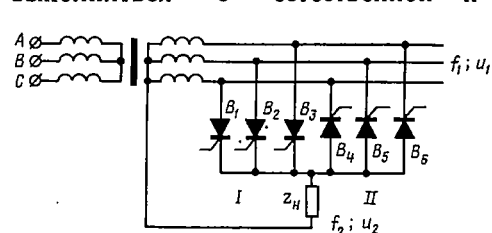


Рис. 8.43. Непосредственный преобразователь частоты трехфазного тока в однофазный по схеме с нулевым выводом

а вторая — катодами (II). Работу схемы рассмотрим при следующих допущениях; нагрузка активная, потери в вентилях и трансформаторе отсутствуют. Положительный полупериод выходного напряжения

На рис. 8.43 представлена схема непосредственного преобразователя частоты, осуществляющая преобразование трехфазного тока с частотой f_1 в однофазный ток с частотой f_2 .

Преобразователь состоит из двух трехфазных схем выпрямления, первая из которых присоединена к фазам трансформатора анодами (I),

формируется при поочередной подаче отпирающих импульсов на тиристоры группы I ($B_1 \div B_3$), отрицательный — при поочередной подаче отпирающих импульсов на тиристоры группы II ($B_4 \div B_6$) (рис. 8.43). Открывая поочередно вентиля групп I и II, получим на выходе переменное напряжение с частотой f_2 (рис. 8.44, а). Выходное напряжение на нагрузке определяется соотношением (см. § 5.4, 5.6).

$$U_2 = \frac{\sqrt{2} U_{1\phi} \sin \frac{\pi}{m_1}}{\frac{\pi}{m_1}} \cos \alpha, \quad (8.145)$$

где m_1 — число фаз первичной сети;
 α — угол регулирования выпрямителя.

Из рис. 8.44, а видно, что частота выходного напряжения ниже, чем частота питающей сети f_1 и что

$$\begin{aligned} \frac{T_2}{2} &= \frac{T_1}{2} + n \frac{T_1}{m_1} = \\ &= T_1 \left(\frac{1}{2} + \frac{n}{m_1} \right), \end{aligned} \quad (8.146)$$

где $n = 0, 1, 2, 3 \dots$

Так как $\frac{f_1}{f_2} = \frac{T_2}{T_1} = \frac{2n + m_1}{m_1}$, то

$$f_2 = \frac{f_1 m_1}{2n + m_1}. \quad (8.147)$$

Из (8.147) видно, что частота f_2 при $\varphi_n = 0$ зависит от частоты первичной сети f_1 , числа полуволн первичного напряжения $(n + 1)$ и числа фаз m_1 первичной сети. Регулирование частоты f_2 происходит дискретно. Для получения плавного регулирования частоты данного преобразователя необходимо вводить паузу между выключением и включением групп I и II тиристоров (рис. 8.44, б). При этом выходная частота [4, 54]

$$f_2 = \frac{f_1 m_1 \pi}{\pi (2n + m_1) + \varphi_n m_1}. \quad (8.148)$$

При работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку энергия, накопленная в магнитном поле нагрузки, может быть возвращена обратно в первичную сеть. Для передачи энергии в первичную

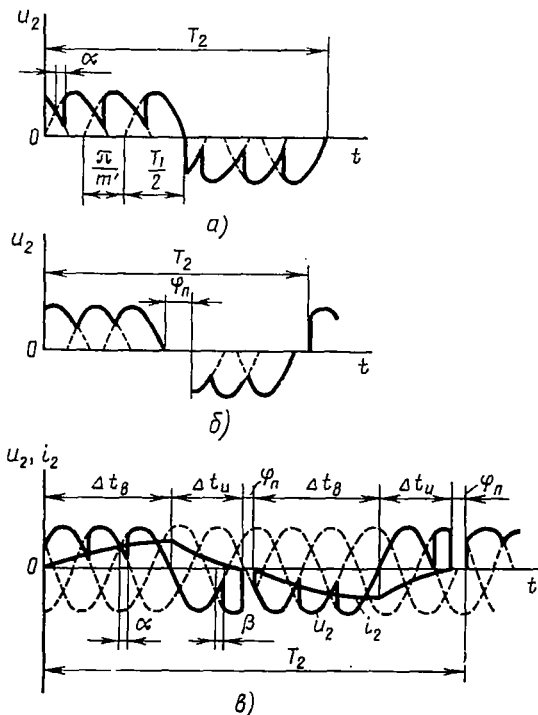


Рис. 8.44. Временные диаграммы выходного напряжения преобразователя по схеме рис. 8.43 при активной нагрузке:

а — без пауз между полупериодами; б — с паузами между полупериодами; в — при активно-индуктивной нагрузке с паузами между полупериодами

сеть тиристоры групп I и II переводятся в инверторный режим: первые — при отрицательном, вторые — при положительном напряжении (рис. 8.44, в). Перевод групп из выпрямительного режима в инверторный осуществляется системой управления при увеличении угла регулирования α до значений, больших 90° .

Непосредственный преобразователь трехфазного тока с частотой f_1 в однофазный с частотой f_2 может быть выполнен и по мостовой схеме (рис. 8.45).

Преобразователь имеет две группы тиристоров: I ($B_1 \div B_6$) и II ($B_7 \div B_{12}$), включенных встречно-параллельно через уравнивающие реакторы УР, предназначенные для ограничения уравнивающего тока во внутреннем контуре преобразователя. Уравнивающий ток возникает вследствие того, что при согласованном управлении обеими группами тиристоров мгновенные значения э. д. с. выпрямителя и инвертора не равны между собой, хотя их средние значения равны.

При активной нагрузке в течение одного полупериода выходной частоты открыты тиристоры группы I, а в течение другого — тиристоры группы II. При этом напряжение на нагрузке в два раза больше, чем в схеме рис. 8.43:

$$U_2 = \frac{2\sqrt{2} U_{1\phi} \sin \frac{\pi}{m_1}}{\frac{\pi}{m_1}} \cos \alpha. \quad (8.149)$$

Для получения многофазного непосредственного преобразователя частоты (рис. 8.46) необходимо взять m_2 схем, приведенных на рис. 8.43, 8.45. При этом импульсы управления соответствующих групп тиристоров должны быть сдвинуты на угол $\frac{2\pi}{m_2}$.

Недостатком рассмотренных схем непосредственных преобразователей частоты является низкий коэффициент мощности вследствие изменения угла регулирования и несинусоидальная форма кривой выходного напряжения, для улучшения которой должен быть применен фильтр, увеличивающий установленную мощность всего преобразователя. Данный тип преобразователя применяется в тех случаях, когда требуется низкая выходная частота напряжения (при $f_2 < f_1$), т. е. когда преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока имеют значительные габариты.

Если изменять углы открытия тиристоров групп I и II (см. рис. 8.45) по определенному закону с заданной частотой f_2 , то на выходе преобразователя можно получить напряжение, изменяющееся по любому за-

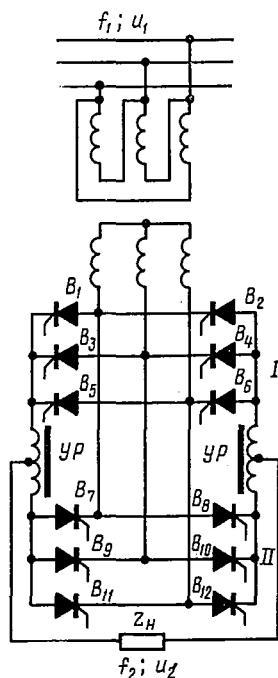


Рис. 8.45. Непосредственный преобразователь частоты трехфазного тока в однофазный по мостовой схеме

кону. Для получения кривой выходного напряжения, близкой к синусоидальной (рис. 8.47, а), углы регулирования в выпрямительном α и инверторном β режимах должны изменяться по арккосинусоидальному закону [4, 40]:

$$\alpha = \arccos(v \sin \omega_2 t), \quad (8.150)$$

где $v = \frac{U_{2m}}{U_{2m0}}$, U_{2m} — амплитудное значение выходного напряжения; U_{m0} — наибольшее значение выходного напряжения, соответствующее полностью открытым тиристорам.

При $v = 1$ закон изменения углов регулирования α и β для обеих групп тиристоров должен быть линейным (рис. 8.47, б).

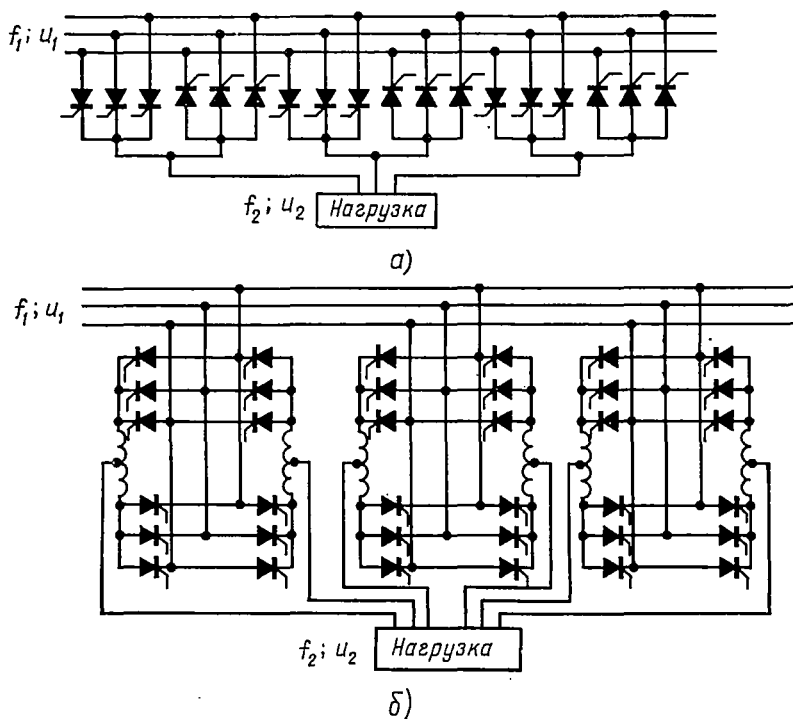


Рис. 8.46. Силовые схемы трехфазных непосредственных преобразователей частоты:

а — трехфазная с нулевым выводом; б — трехфазная мостовая

Углы регулирования α и β групп I и II в течение первой половины полупериода изменяются от $\frac{\pi}{2}$ до 0 и от $\frac{\pi}{2}$ до π , что соответствует работе группы I в выпрямительном режиме, а группы II — в инверторном режиме. В течение первой половины полупериода формируется восходящая часть положительной полуволны выходного напряжения, в течение второй половины полупериода — нисходящая часть положитель-

ной полуволны (угол α изменяется от 0 до $\frac{\pi}{2}$, а угол β — от π до $\frac{\pi}{2}$).

При формировании отрицательной полуволны выходного напряжения группа I переходит в инверторный режим, а группа II — в выпрямительный режим.

При арккосинусоидальном законе управления тиристорами кривая фазного напряжения при достаточно больших значениях $N = \frac{f_1}{f_2}$ и m_1 имеет синусоидальную форму:

$$u_2(t) = U_{1m} \frac{m_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} \sin \omega_2 t. \quad (8.151)$$

Кривая выходного напряжения содержит основную гармонику с частотой f_2

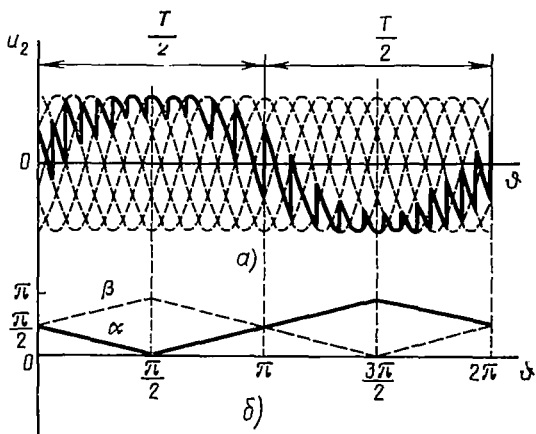


Рис. 8.47. Формирование выходного напряжения при переменном угле регулирования непосредственного преобразователя частоты:

a — кривая напряжения на одной из групп тиристоров; *b* — закон изменения углов регулирования α и β

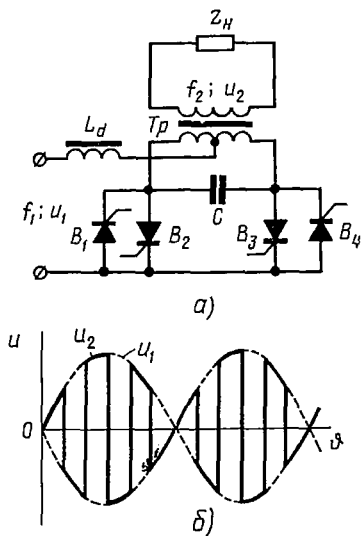


Рис. 8.48. Однофазный непосредственный преобразователь частоты с искусственной коммутацией (*a*) и осциллограмма выходного напряжения преобразователя (*b*)

и пульсирующее напряжение зубчатой формы, уменьшающееся с увеличением частоты f_1 относительно f_2 .

Такой способ получения синусоидального выходного напряжения связан со значительным усложнением системы управления и уменьшением коэффициента мощности преобразователя. В однофазных преобразователях частоты коэффициент мощности значительно ниже, чем в трехфазных ($\chi = 0,7$ — для однофазных и $\chi_1 \approx 0,83$ — для трехфазных преобразователей при $v = 1$ и $\cos \varphi_2 = 1$) [40, 54]. Повысить коэффициент мощности можно с помощью компенсирующих конденсаторов, устанавливаемых на первичной стороне преобразователя.

На рис. 8.48, *a* представлена схема однофазного непосредственного преобразователя частоты с искусственной коммутацией. Преобразование первичной частоты f_1 во вторичную частоту f_2 осуществляется с помощью автономного инвертора. Для обеспечения работы инвер-

тора в положительный и отрицательный полупериоды питающего напряжения применено встречно-параллельное включение тиристоров в каждом плече инвертора. Тиристоры инвертора выключаются с помощью коммутирующего конденсатора C . При положительном питающем напряжении работают тиристоры B_2 и B_3 , при отрицательном — тиристоры B_1 и B_4 .

Направление тока нагрузки в преобразователе не зависит от полярности первичного напряжения u_1 . Выходное напряжение (рис. 8.48, б) преобразователя протомодулировано синусоидальным напряжением с частотой питающей сети.

Благодаря принудительной коммутации в преобразователе выходную частоту f_2 можно получить не только меньше (как в преобразователях с естественной коммутацией), но и больше частоты f_1 .

Преобразование частоты f_1 в частоту f_2 может быть осуществлено и при помощи инверторов с принудительной двухступенчатой коммутацией. При этом инверторы в преобразователе включаются встречно-параллельно, т. е. один работает при положительном, а второй — при отрицательном питающем напряжении.

Надежность работы преобразователя частоты с искусственной коммутацией достаточно высока. Например, при опрокидывании инвертора в обратный полупериод питающего напряжения открытая пара тиристоров автоматически запирается, так как анодное напряжение становится отрицательным.

РЕГУЛИРОВАНИЕ И СПОСОБЫ
УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ
АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

§ 9.1. СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Регулирование выходного напряжения автономных инверторов является одним из требований, предъявляемых к системе электропитания. Выходное напряжение можно регулировать различными методами: амплитудным, фазовым, широтно-импульсным.

Наиболее простым является амплитудный метод регулирования, который может быть реализован с помощью:

а) управляемого однофазного или трехфазного выпрямителя; регулируя напряжение, подаваемое на инвертор, достигают регулирования напряжения на нагрузке;

б) однотактного тиристорного ключа в цепи постоянного тока (рис. 9.1, а); при этом первичный источник питания нерегулируемый (аккумуляторная батарея, неуправляемый выпрямитель); этот способ имеет существенные недостатки: ключ рассчитывается на полную мощность нагрузки; установленная мощность фильтра имеет большую величину; на выходе инвертора, как правило, устанавливается трансформатор;

в) вольтодобавочного устройства (рис. 9.1, б).

Вольтодобавочное устройство представляет собой автономный инвертор, выполненный по одной из ранее приведенных схем. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора вольтодобавочного инвертора рассчитывают исходя из диапазона регулирования выходного напряжения. Вольтодобавочное устройство может включаться последовательно или параллельно основному инвертору. Последовательное включение позволяет повысить к. п. д. всего устройства и при меньших габаритах фильтра получить одни и те же пульсации, что и при

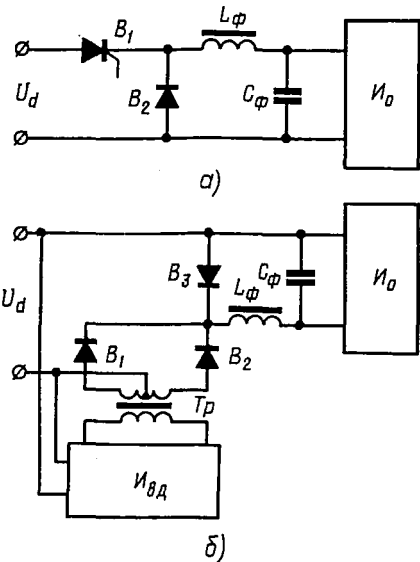


Рис. 9.1. Регулирование выходного напряжения инвертора с помощью:

а — тиристорного ключа в цепи постоянного тока; б — вольтодобавочного устройства

параллельном включении. Выходное напряжение вольтодобавочного устройства можно регулировать с помощью или управляемого выпрямителя, включенного на выходе инвертора, или однотактного ключа, или по цепям управления вольтодобавочного инвертора. Установленная мощность вольтодобавочного инвертора незначительна в случае небольшого диапазона регулирования выходного напряжения. Амплитудный метод регулирования может быть осуществлен также изменением коэффициента трансформации выходного трансформатора. Недостатки данного метода регулирования рассмотрены в § 5.2.

Амплитудный метод регулирования выходного напряжения применяется, как для инверторов тока, так и для инверторов напряжения.

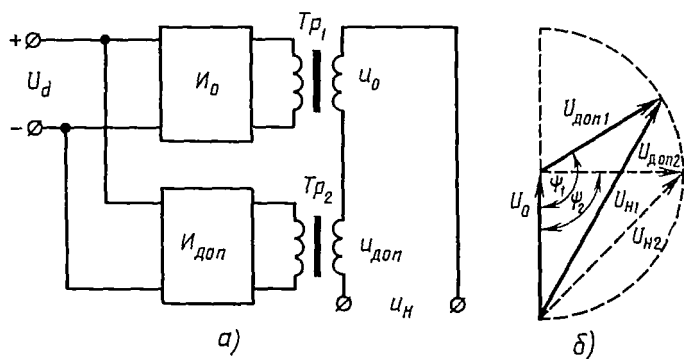


Рис. 9.2. Регулирование выходного напряжения инвертора с помощью геометрического суммирования напряжений (а) и векторная диаграмма, поясняющая его работу (б)

Фазовый метод регулирования осуществляется с помощью:

а) дополнительного инвертора, выходные обмотки трансформатора которого включены последовательно с обмотками трансформатора основного инвертора (инвертор с геометрическим суммированием напряжений (рис. 9.2);

б) управляемых вентилях (тиристорах), включенных последовательно с нагрузкой (рис. 9.3);

в) обратного управляемого выпрямителя (рис. 9.4). Принцип такого регулирования заключается в следующем. При колебаниях выходного напряжения или при изменении нагрузки с помощью системы автоматического регулирования изменяется угол регулирования обратного выпрямителя, составленного из вентилях $B_3 \div B_8$, что приводит к изменению потребляемой реактивной и активной мощности, а следовательно, и к изменению напряжения на нагрузке. Индуктивности L_b в цепи выпрямителя играют роль фильтра. Применение трехобмоточного трансформатора необязательно. Выпрямитель может подключаться к отпайкам инверторного трансформатора;

г) введения в состав нагрузки дополнительной регулируемой индуктивности L_p (рис. 9.5).

Из (8.84) видно, что для регулирования выходного напряжения параллельного инвертора тока необходимо изменять угол β , т. е. изменять угол сдвига фаз между током и напряжением на выходе инвертора. Это может быть

осуществлено с помощью индуктивности, включенной параллельно нагрузке с помощью встречно-параллельных тиристоров B_1 и B_2 . Изменяя угол регулирования тиристоров,

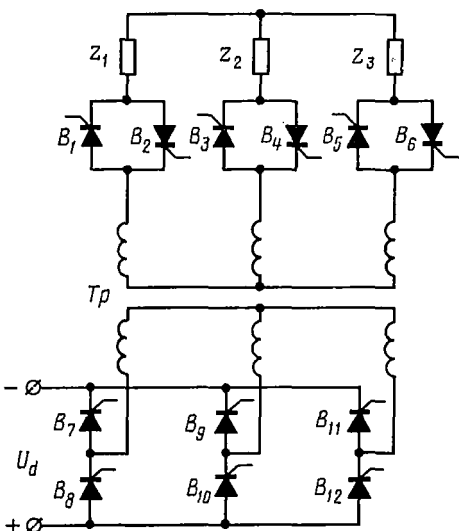


Рис. 9.3. Регулирование выходного напряжения с помощью управляемых вентилей, включенных последовательно с нагрузкой

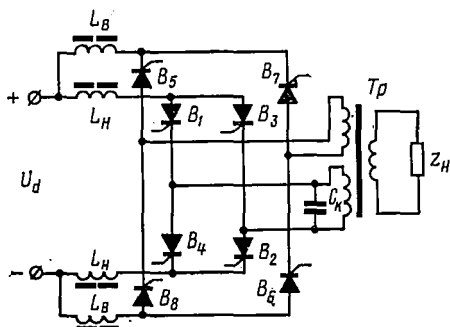


Рис. 9.4. Регулирование выходного напряжения с помощью обратного управляемого выпрямителя

можно регулировать величину эквивалентной индуктивности, а следовательно, и величину угла β .

Фазовый метод регулирования амплитуды по рис. 9.4 и 9.5 приемлем

При широтно-импульсном методе регулирования выходного напряжения функции инвертирования и регулирования совмещены в одной силовой части. Такой метод регулирования выходного напряжения позволяет увеличить к. п. д., уменьшить габариты и вес всего устройства. Сущность метода заключается в том, что в процессе работы инвертора можно изменять длительность включенного и выключенного состояний рабочих тиристоров (транзисторов) и тем самым изменять напряжение на выходе инвертора.

Широтно-импульсный метод регулирования применим только для инверторов напряжения.

Рассмотрим данный метод подробно на примере однофазного и трехфазного инверторов напряжения.

выходного напряжения по схеме только для инверторов тока.

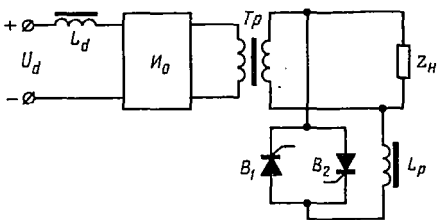


Рис. 9.5. Регулирование выходного напряжения с помощью регулируемой индуктивности

§ 9.2. ОДНОФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ИНВЕРТОР С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

На рис. 9.6, а и б представлены схема и временные диаграммы токов и напряжений в однофазном мостовом инверторе с углом регулирования θ .

Изображение эквивалентной э. д. с. и тока нагрузки согласно (8.1) имеет вид

$$U_H(p) = \frac{U_d}{p(1+e^{-\pi p})} [1 - e^{-p(\pi-\theta)}], \quad (9.1)$$

$$I_H(p) = \frac{U_d [1 - e^{-p(\pi-\theta)}]}{p(1+e^{-\pi p})(r_H + pL_H)}. \quad (9.2)$$

Используя методику, изложенную в § 8.7, находим оригинал тока нагрузки на интервале $0 \leq \vartheta \leq \lambda$:

$$i_H(\vartheta) = i_2(\vartheta) - i_1(\vartheta) = i_{\text{пер}}(\vartheta) - i_{\text{св}}(\vartheta), \quad (9.3)$$

где

$$i_1(\vartheta) = I_0(1 - e^{-K\vartheta}), \quad (9.4)$$

$$i_2(\vartheta) = -I_0 \frac{1 - e^{-(\pi-\theta)K}}{1 + e^{\pi K}} e^{-K\vartheta}. \quad (9.5)$$

Мгновенное значение тока нагрузки на интервале $0 \leq \vartheta \leq \lambda$

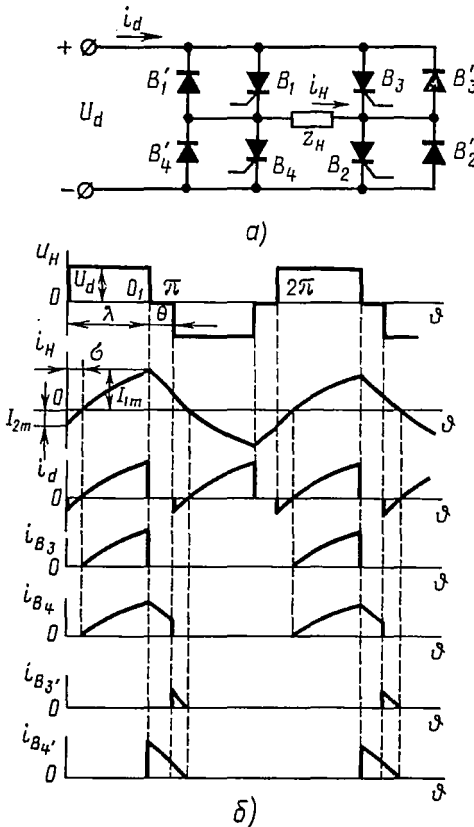
$$i_\lambda(\vartheta) = I_0 \left[1 - \left(\frac{1 + e^{-K\theta}}{1 + e^{-K\pi}} \right) e^{-K\vartheta} \right] = I_0 [1 - B e^{-K\vartheta}], \quad (9.6)$$

где

$$B = \frac{e^{K\pi} + e^{K\lambda}}{1 + e^{K\pi}}.$$

Рис. 9.6. Однофазный мостовой инвертор с углом регулирования θ :

а — схема; б — временные диаграммы токов и напряжений



При нахождении оригинала тока, определяемого периодической э. д. с. на интервале $\lambda \leq \vartheta \leq \pi$, отсчет времени необходимо сдвинуть вправо на величину λ .

Значение тока на втором интервале $\lambda \leq \vartheta \leq \pi$

$$i_\theta(\vartheta) = I_{\lambda m} e^{-K\vartheta} = I_0 \frac{e^{K\pi} - e^{K\theta}}{1 + e^{K\pi}} e^{-K\vartheta}, \quad (9.7)$$

где $I_{\lambda m}$ — значение тока $i_\lambda(\vartheta)$ при $\vartheta = \lambda$.

Основные характеристики цепи нагрузки, цепи источника постоянного напряжения, а также приборов, входящих в инвертор, целе-

сообразно определить при различных значениях параметра цепи нагрузки K и при изменении угла λ , определяющего длительность прямоугольного импульса напряжения на нагрузке, в пределах от 0 до максимального значения, равного π .

Цепь нагрузки:

$$\frac{U_{\text{ср}}}{U_d} = \frac{\lambda}{\pi}, \quad (9.8)$$

$$\frac{U}{U_d} = \sqrt{\frac{\lambda}{\pi}}, \quad (9.9)$$

$$\frac{I_{\text{ср}}}{I_0} = \frac{\lambda - 2\sigma}{\pi}, \quad (9.10)$$

$$\frac{I}{I_0} = \sqrt{\frac{\lambda}{\pi} + \frac{1}{K\pi(1+e^{-K\pi})} \left[-e^{-K\lambda} + \frac{e^{K\pi}}{e^{K\lambda}} - \frac{e^{2K\pi}-1}{e^{K\pi}+1} \right]}. \quad (9.11)$$

Цепь источника постоянного напряжения:

$$\frac{I_{\text{ср}}}{I_0} = \frac{\lambda}{\pi} + \frac{e^{K\pi}e^{-K\lambda} - e^{K\lambda} - e^{K\pi} + 1}{K\pi(1+e^{K\pi})}, \quad (9.12)$$

$$\frac{I}{I_0} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ \lambda + \frac{B}{K} (e^{-K\lambda} - 1) \left[2 - \frac{B}{2} (e^{-K\lambda} + 1) \right] \right\}}. \quad (9.13)$$

Тиристоры B_1 и B_4 :

$$\frac{I_{\text{ср}}}{I_0} = \frac{1}{2\pi} \left[\lambda - \sigma - \frac{e^{K\pi} - e^{K\theta}}{K(1+e^{K\pi})} \right], \quad (9.14)$$

$$\begin{aligned} \frac{I}{I_0} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \lambda - \sigma - \frac{1}{2K(1+e^{K\pi})^2} [2e^{K\pi} + 3e^{2K\pi} - \dots \rightarrow \right.} \\ \left. \rightarrow \dots - (2e^{K\theta} - e^{2K\theta} + 4e^{K(\pi-0)}) \right\}}. \end{aligned} \quad (9.15)$$

Тиристоры B_2 и B_3 :

$$\frac{I_{\text{ср}}}{I_0} = \frac{1}{2\pi} \left[\lambda - \sigma - \frac{e^{K\lambda} - 1}{K(1+e^{K\pi})} \right], \quad (9.16)$$

$$\begin{aligned} \frac{I}{I_0} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \lambda - \sigma - \frac{1}{2K(1+e^{K\pi})^2} \{3e^{K\pi}(1+e^{K\pi}) - \dots \rightarrow \right.} \\ \left. \dots \rightarrow -e^{K\theta} [(4+5e^{K\pi}) - e^{K\theta}(3+e^{-K\pi}) + e^{K(-\pi+2\theta)}] \right\}}. \end{aligned} \quad (9.17)$$

Обратные диоды B'_2 и B'_3 :

$$\frac{I_{\text{ср}}}{I_0} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{e^{K\lambda} - 1}{K(1+e^{K\pi})} - \sigma \right], \quad (9.18)$$

$$\frac{I}{I_0} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \sigma - \frac{1}{2K(1+e^{K\pi})^2} [e^{K\lambda}(4+2e^{K\pi} - e^{K\lambda}) - 3 - 2e^{K\pi}] \right\}}. \quad (9.19)$$

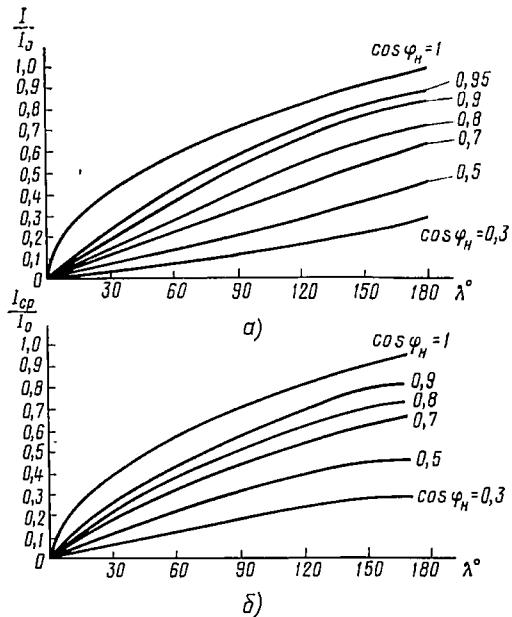


Рис. 9.7. Зависимости действующего (а) и среднего (б) значений тока источника питания от угла λ

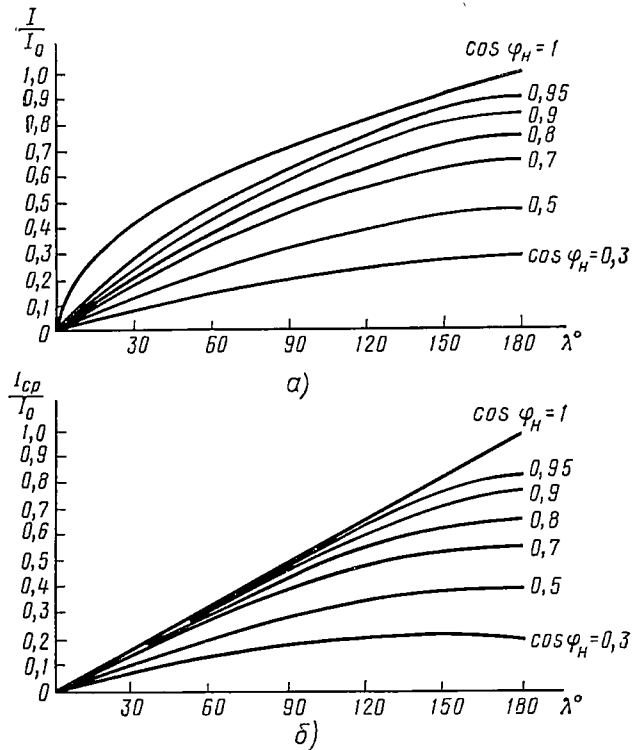


Рис. 9.8. Зависимости действующего (а) и среднего (б) значений тока нагрузки от угла λ

Обратные диоды B'_1 и B'_4 :

$$\frac{I_{cp}}{I_0} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{e^{K\pi} - e^{K\theta}}{K(1 + e^{K\pi})} - \sigma \right], \quad (9.20)$$

$$\frac{I}{I_0} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \sigma - \frac{1}{2K(1 + e^{K\pi})^2} [(1 - e^{K\pi})^2 + \dots \rightarrow \dots \rightarrow + e^{-K\theta}(2 + 4e^{K\pi} - e^{K\theta}) + (1 - e^{K(\theta - \pi)})^2] \right\}}. \quad (9.21)$$

Величина угла σ (рис. 9.6, б) равна

$$\sigma = \frac{1}{K} \ln B. \quad (9.22)$$

Максимальное значение тока (в относительных единицах) во всех тиристорах и обратных диодах B'_1 и B'_4

$$\frac{I_{1m}}{I_0} = \frac{e^{K\lambda} - 1}{e^{K\pi} + 1}. \quad (9.23)$$

Максимальное значение тока (в относительных единицах) в обратных диодах B'_2 и B'_3 :

$$\frac{I_{2m}}{I_0} = \frac{e^{K\pi} - e^{K\theta}}{e^{K\pi} + 1}. \quad (9.24)$$

Коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi_H$ связан с коэффициентом K зависимостью:

$$\cos \varphi_H = \frac{K}{\sqrt{K^2 + 1}}. \quad (9.25)$$

На рис. 9.7, 9.8, 9.9, 9.10 приведены кривые, построенные по полученным выражениям. Кривые могут быть использованы при расчете инвертора.

Глубокое регулирование напряжения при питании динамической активно-индуктивной нагрузки указанным способом нерационально, так как при таком регулировании возрастает содержание высших гармоник в выходном напряжении. Это можно показать, если оригинал

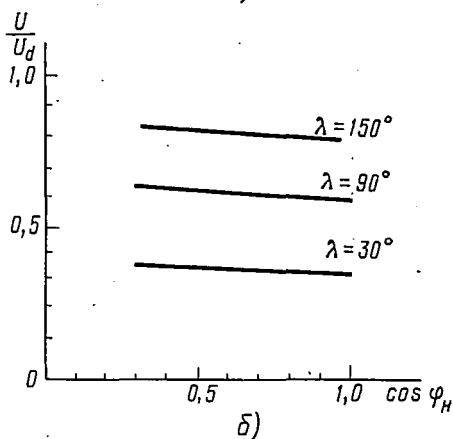
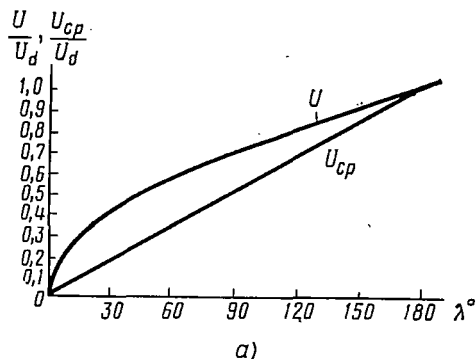


Рис. 9.9. Зависимости действующего и среднего значений напряжения на нагрузке (а) и регулировочная характеристика инвертора (б)

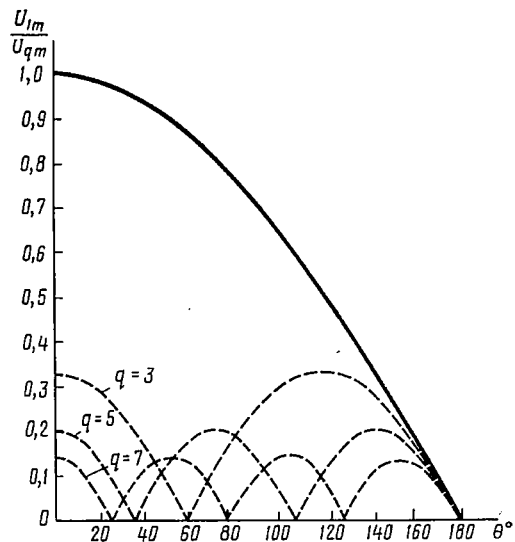
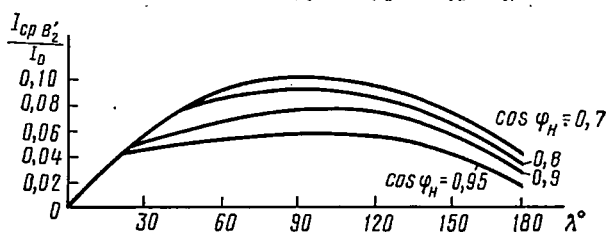
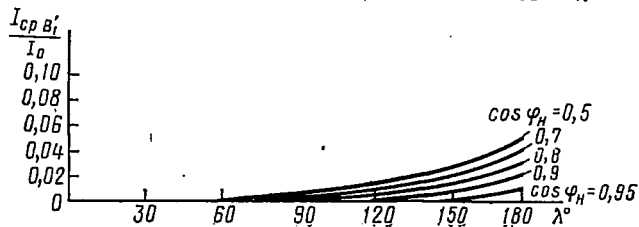
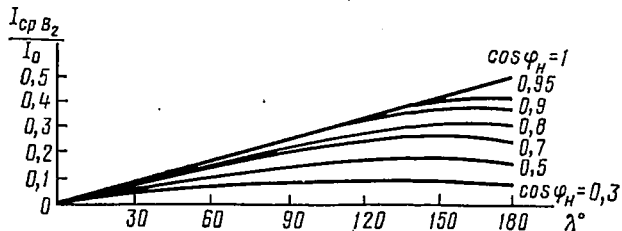
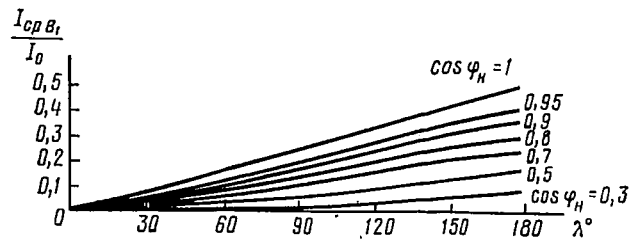


Рис. 9.11. Зависимость амплитуды гармоник выходного напряжения однофазного инвертора от угла регулирования θ

Рис. 9.10. Зависимости среднего значения тока через управляемые и неуправляемые вентили от угла λ

функции $U_n(p)$ (9.1) выразить в виде ряда Фурье:

$$u_n(\vartheta) = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1, 3, 5 \dots}^{\infty} \frac{\cos \frac{q\vartheta}{2}}{q} \sin q\vartheta. \quad (9.26)$$

На рис. 9.11 приведены зависимости амплитуды гармоник выходного напряжения от угла регулирования θ .

Наличие столь значительного процента высших гармоник, даже при исключении третьей гармоники, приводит к неудовлетворительному использованию двигателя. Кроме того, выходные фильтры получают-ся сложными.

Улучшить гармонический состав выходного напряжения можно, если кривую выходного напряжения формировать из пакета импульсов (рис. 9.12), а регулирование осуществлять изменением числа импульсов в пакете (рис. 9.12, а) или ширины импульсов в пакете по синусоидальному закону (рис. 9.12, б).

При этом кривая выходного напряжения будет содержать высокочастотные гармоники, которые легко отфильтровать. Однако система управления инвертором получается громоздкой, а высокая частота переключений тиристоров приводит к увеличению коммутационных потерь.

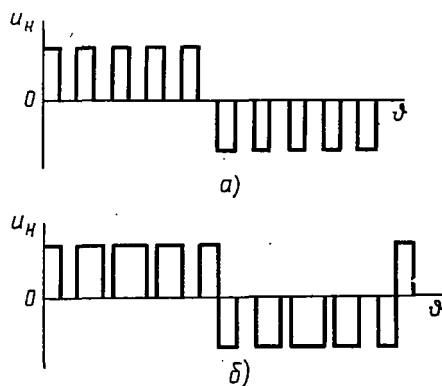


Рис. 9.12. Импульсное регулирование выходного напряжения инвертора

§ 9.3. ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ИНВЕРТОР С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Процессы в трехфазной мостовой схеме инвертора при изменении длительности включенного состояния рабочих вентилях и активно-индуктивной нагрузке очень сложны. Это объясняется тем, что время, в течение которого проводят ток как рабочие, так и обратные вентили, зависит от характера нагрузки. Поэтому найти форму тока и напряжения на нагрузке в общем виде невозможно. Целесообразно определять основные параметры схемы по интервалам [15,18]. С этой целью весь диапазон изменения нагрузки и угла регулирования θ разбиваем на отдельные интервалы, для которых и находим решения.

Методика нахождения решения заключается в следующем:

1. Задаемся интервалами, на которых рабочие вентили включены, а также интервалами, в течение которых проводят ток обратные диоды.

2. Определяем форму выходного напряжения.

3. Вычисляем изображение полученной периодической кривой.

4. Находим мгновенные значения тока на интервалах в виде экспоненциальных зависимостей или за период действующего сигнала в виде гармонического ряда.

5. Интегрируя токи на определенных интервалах, получаем средние и действующие значения токов рабочих и обратных вентилялей.

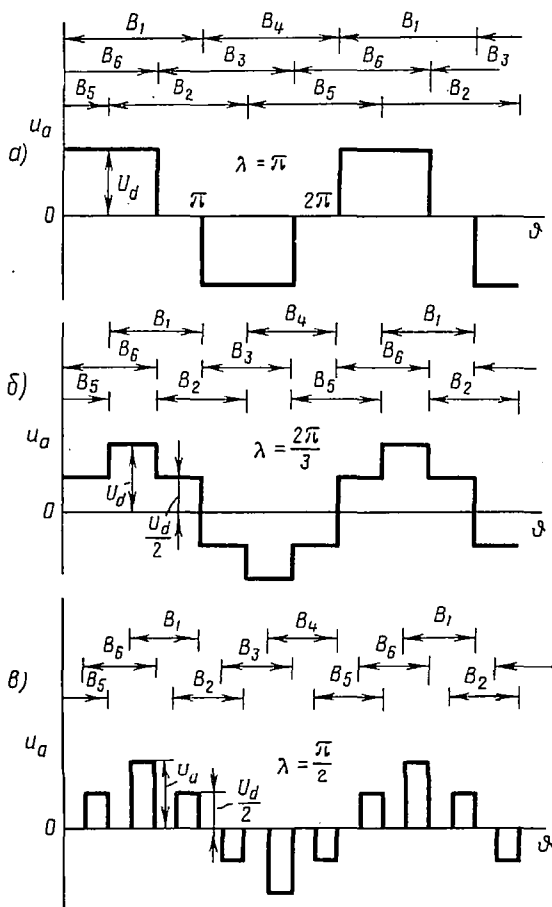


Рис. 9.13. Форма выходного напряжения в трехфазном мостовом инверторе при активной нагрузке, соединенной в треугольник, и различных значениях угла λ :

$$a - \lambda = \pi; \quad б - \lambda = \frac{2\pi}{3}; \quad в - \lambda = \frac{\pi}{2}$$

Для примера рассмотрим работу трехфазного мостового инвертора при соединении нагрузки в треугольник. Разберем два случая: а) нагрузка чисто активная; б) нагрузка активно-индуктивная. При чисто активной нагрузке длительность протекания тока через обратные диоды равна нулю. Поэтому форму напряжения на нагрузке найти очень просто (рис. 9.13).

Следует отметить, что при $\lambda = \frac{\pi}{3}$ напряжение на выходе трехфазного мостового инвертора равно нулю. Зная форму напряжения на нагрузке, можно определить среднее и действующее значение напряжения на выходе инвертора путем интегрирования функций напряжения на определенных интервалах.

Для интервала $\frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi$, интегрируя кривую рис. 9.13, б на интервалах $0 \div (\pi - \lambda)$; $(\pi - \lambda) \div \frac{2\pi}{3}$; $\frac{2\pi}{3} \div \left(\frac{5\pi}{3} - \lambda\right)$, получаем

$$\frac{U_{\text{ср}}}{U_d} = \frac{2}{3}, \quad \frac{U}{U_d} = \sqrt{\frac{\lambda}{2\pi} + \frac{1}{6}}. \quad (9.27)$$

Для интервала $\frac{\pi}{3} \leq \lambda \leq \frac{2\pi}{3}$, интегрируя кривую рис. 9.13, в на интервалах $\left(\frac{2\pi}{3} - \lambda\right) \div \frac{\pi}{3}$; $(\pi - \lambda) \div \frac{2\pi}{3}$; $\left(\frac{4\pi}{3} - \lambda\right) \div \pi$, получаем

$$\frac{U_{\text{ср}}}{U_d} = \frac{2\lambda}{\pi} - \frac{2}{3}, \quad \frac{U}{U_d} = \sqrt{\frac{3\lambda}{2\pi} - \frac{1}{2}}. \quad (9.28)$$

Аналогично можно найти форму напряжения, среднее и действующее значения напряжения на нагрузке при соединении последней в звезду.

Рассмотрим работу трехфазного мостового инвертора при активно-индуктивной нагрузке, соединенной в треугольник, когда обратные вентили пропускают ток в течение времени, меньшего $\frac{\pi}{3}$, т. е. $\sigma < \frac{\pi}{3}$, а длительность открытого состояния рабочих вентилях изменяется в пределах $\frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi$. Временные диаграммы токов и напряжений для этого случая приведены на рис. 9.14.

Находим изображение периодической кривой напряжения:

$$U_n(p) = \frac{U_d \left[2 - e^{-\sigma p} + e^{-(\pi - \lambda)p} - 2e^{-\frac{2\pi}{3}p} + e^{-\left(\frac{2\pi}{3} + \sigma\right)p} - e^{-\left(\frac{5\pi}{3} - \lambda\right)p} \right]}{2p(1 + e^{-\pi p})}. \quad (9.29)$$

Используя ранее приведенную методику, можно определить оригиналы вначале фазных, а затем и линейных токов на интервалах

$$0' \leq \vartheta \leq \sigma; \quad \sigma \leq \vartheta \leq (\pi - \lambda); \quad (\pi - \lambda) \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}; \quad \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \left(\frac{2\pi}{3} + \sigma\right);$$

$$\left(\frac{2\pi}{3} + \sigma\right) \leq \vartheta \leq \left(\frac{5\pi}{3} - \lambda\right); \quad \left(\frac{5\pi}{3} - \lambda\right) \leq \vartheta \leq \pi.$$

Например, для интервала $0' \leq \vartheta \leq \sigma$ фазный ток

$$i_{ab}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_H} \left[1 - \frac{2 + e^{-(\pi-\sigma)K} - e^{-\lambda K} + 2e^{-\frac{\pi}{3}K} - e^{-\left(\frac{\pi}{3}+\sigma\right)K} + e^{-\left(\lambda-\frac{2\pi}{3}\right)K}}{2(1+e^{-K\pi})} e^{-K\vartheta} \right], \quad (9.30)$$

$$\text{где } \sigma = \frac{e^{-\frac{2K\pi}{3}} \left(e^{-\frac{K\pi}{3}} - 2 \right)}{2e^{-K\pi} - 4e^{-\frac{2K\pi}{3}} - e^{-K\lambda} - e^{-K\lambda}}$$

Из рис. 9.14 видно, что линейный ток нагрузки по форме близок к синусоидальному, поэтому значения напряжений и токов целесообразно иметь в виде гармонического ряда. Для этого оригинал (9.29) находим за период действующего сигнала:

$$u_{ab}(\vartheta) = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} D \sin q\vartheta, \quad (9.31)$$

где

$$D = \frac{\sin \frac{\pi}{3} q}{q} \left[\sin \frac{\pi}{3} q + \cos \left(\frac{5\pi}{6} + \frac{\sigma-\lambda}{2} \right) q \cos \frac{\sigma+\lambda}{2} q \right].$$

Мгновенное значение фазного тока

$$i_{ab}(\vartheta) = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{D \sin(q\vartheta - \varphi_q)}{\sqrt{r_H^2 + (q\omega L_H)^2}}, \quad (9.32)$$

где

$$\varphi_q = \arctg \frac{q\omega L_H}{r_H}.$$

Зная мгновенные значения токов и напряжений, можно определить их действующие значения, полную и активную мощности нагрузки, среднее и действующее значения токов через рабочие и обратные вентили.

Среднее значение тока через рабочие вентили

$$I_{cp} = \frac{4\sqrt{3}U_d}{\pi^2} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{D}{\sqrt{r_H^2 + (q\omega L_H)^2}} \sin \left[q \left(\frac{\pi + \varphi_q}{2} - \varphi_q \right) \right] \sin \frac{\pi - \varphi_q}{2}. \quad (9.33)$$

Среднее значение тока через обратные вентили

$$I_{cp} = \frac{4\sqrt{3}U_d}{\pi^2} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{D}{\sqrt{r_H^2 + (q\omega L_H)^2}} \sin q \frac{\varphi_q}{2} \sin (q-2) \frac{\varphi_q}{2}. \quad (9.34)$$

Приведенные соотношения справедливы, если $\cos \varphi_H > 0,53$.

Задаваясь различными значениями времени проводимости рабочих и обратных вентилей, а также $\cos \varphi_H$, можно выяснить характер изме-

нения токов и напряжений на нагрузке. Проведенный анализ схемы позволяет сделать вывод о том, что при проектировании трехфазного мостового инвертора с регулированием выходного напряжения путем

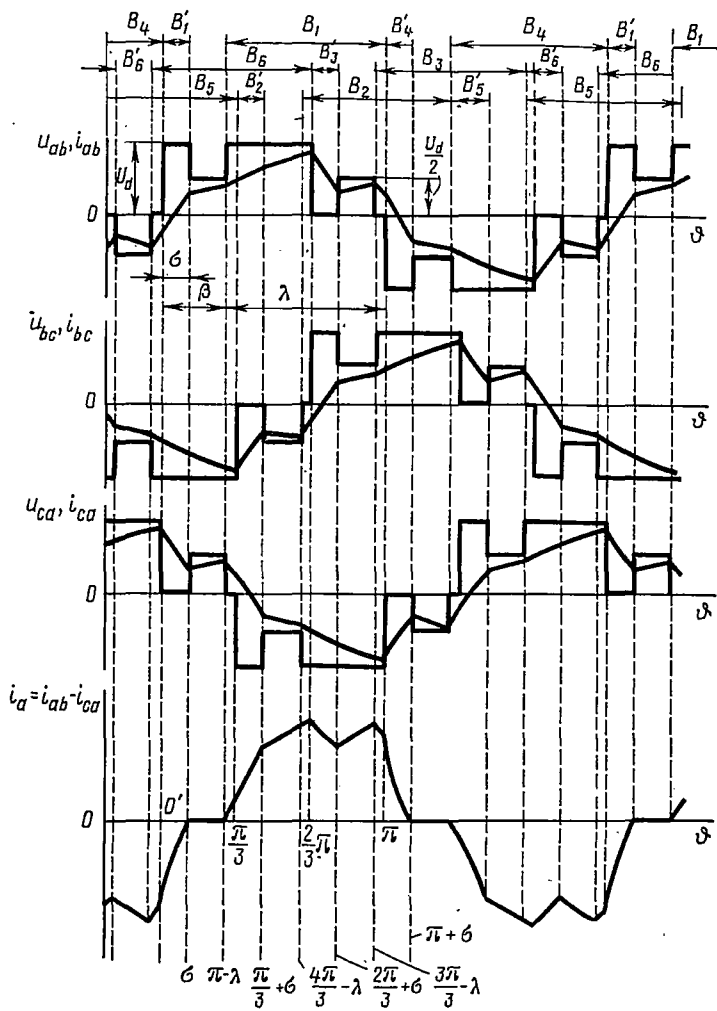


Рис. 9.14. Временные диаграммы напряжений и токов в трехфазном мостовом инверторе при активно-индуктивной нагрузке, соединенной в треугольник ($\sigma < \frac{\pi}{3}$, $\frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi$)

изменения длительности открытого состояния рабочих вентилях изменяется ряд особенностей, которые необходимо учитывать:

1) если нагрузка удовлетворяет условию $\cos \varphi_n < 0,53$, то напряжение на выходе инвертора не будет регулироваться на всем интервале $\frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi$;

2) при изменении характера нагрузки изменяется форма выходного напряжения;

3) имеется сильная зависимость амплитуд высших гармоник выходного напряжения от изменения угла регулирования и характера нагрузки.

§ 9.4. ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР, СОБРАННЫЙ ИЗ ТРЕХ ОДНОФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ

В отличие от трехфазного мостового инвертора в инверторе, собранном из трех однофазных мостовых инверторов, при изменении характера нагрузки напряжение на выходе не изменяется ни по величине, ни по гармоническому составу.

Рассмотрим инвертор рис. 8.17, у которого нагрузка соединена в треугольник. Форма линейного напряжения при различных углах регулирования показана на рис. 9.15. Среднее и действующее значения фаз-

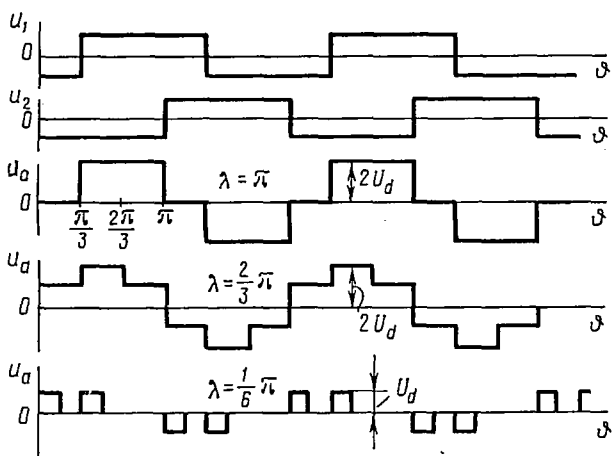


Рис. 9.15. Форма линейного напряжения при различных углах регулирования и соединении нагрузки в треугольник

ного напряжения определяются выражениями (9.8) и (9.9). Среднее значение линейного напряжения на нагрузке также изменяется при изменении λ :

$$\frac{U_{л.ср}}{U_d} = \frac{4}{3}, \quad \frac{2\pi}{3} \leq \lambda \leq \pi, \quad (9.35)$$

$$\frac{U_{л.ср}}{U_d} = 2 \frac{\lambda}{\pi}, \quad 0 \leq \lambda \leq \frac{2\pi}{3}. \quad (9.36)$$

Для определения мгновенного, среднего и действующего значений тока в фазе, рабочих и обратных вентилей следует пользоваться формулами (9.6), (9.7), (9.10), (9.11), (9.14 ÷ 9.22). При этом среднее значение тока в цепи источника питания будет в три раза больше величины тока, определенного по (9.12).

§ 9.5. СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Основным недостатком инверторов напряжения является прямоугольная форма выходного напряжения. В связи с этим вопросу улучшения формы кривой напряжения уделяется большое внимание. Снижение содержания высших гармоник в выходном напряжении может осуществляться с помощью: а) электрических фильтров; б) векторного синтезирования синусоиды; в) широтно-импульсной модуляции прямоугольного напряжения.

Получение синусоидального выходного напряжения с помощью электрических фильтров

Это самый простой способ получения синусоидального выходного напряжения. Электрические фильтры могут быть внутренние и внешние. Внутренняя фильтрация может осуществляться в последовательных и параллельных инверторах тока. В последовательных инверторах емкость и индуктивность, необходимые для коммутации, обеспечивают также фильтрацию. Если мощность последовательного колебательного контура велика относительно мощности нагрузки, а величина и характер нагрузки изменяются незначительно, то форма кривой выходного напряжения близка к синусоидальной. Последовательное соединение коммутирующей емкости и индуктивности образует резонансный контур, который имеет большое сопротивление для высших гармоник и малое для основной.

Параллельный инвертор тока также осуществляет фильтрацию внутри схемы. Если коммутирующая емкость велика, то вместе с реактором в цепи источника постоянного тока она может осуществлять фильтрацию, обеспечивающую получение близкого к синусоиде выходного напряжения. В этом случае инвертор имеет относительно большую мощность колебательного контура.

В инверторах напряжения синусоидальность выходного напряжения обеспечивается с помощью внешних фильтров. На рис. 9.16 представлены принципиальные схемы электрических фильтров.

Параллельный элемент фильтра обычно увеличивает общий ток нагрузки инвертора, последовательный элемент увеличивает потери выходного напряжения от тока нагрузки, проходящего через него. Основным недостатком простых LC -фильтров (рис. 9.16, а) является падение напряжения на дросселе и повышенная нагрузка инвертора за счет тока конденсатора. Резонансные контуры в последовательном и параллельном элементах позволяют частично компенсировать указанные недостатки. Например, последовательный контур L_1C_1 (рис. 9.16, б), настроенный в резонанс на основную частоту, сводит до минимума падение напряжений от тока основной частоты. Параллельный резонансный контур L_2C_2 (рис. 9.16, в), представляющий большое сопротивление для тока основной частоты и малое для токов высоких частот, позволяет уменьшить дополнительную нагрузку

на основной частоте. Исследования фильтров для однофазного инвертора показывают, что наилучшими фильтрующими свойствами обладают полосовые фильтры (рис. 9.16, з), передающие в нагрузку первую гармонику практически без ослабления и максимально ослабляющие высшие гармоники. Оба звена фильтра настраиваются на первую гармонику выходного напряжения.

Общим недостатком рассмотренных фильтров является большая установленная мощность, а следовательно, габариты и вес, которые возрастают при уменьшении коэффициента нелинейных искажений $K_{н}$.

В случае, если требуется обеспечить более высокий коэффициент фильтрации, применяются многозвенные фильтры. Двухзвенный LC-

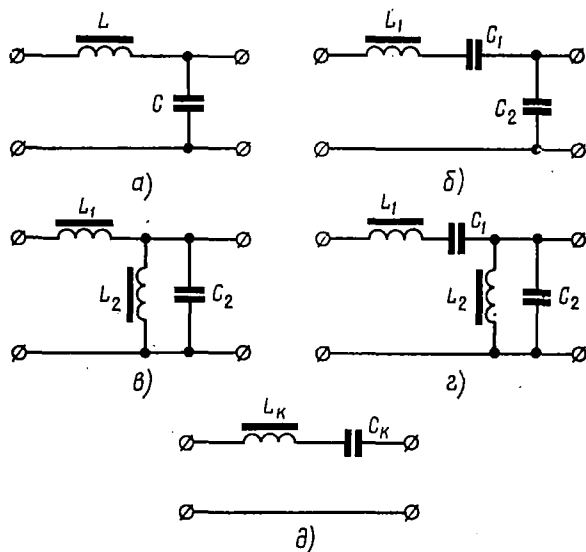


Рис. 9.16. Схемы электрических фильтров

фильтр такой же установленной мощности, как и однозвенный, обладает гораздо большим коэффициентом фильтрации. Коэффициент фильтрации возрастает с увеличением числа звеньев в фильтре. Однако в подавляющем большинстве фильтров потребность в ослаблении гармоник удовлетворяется не более чем двумя звеньями. При коэффициенте фильтрации ≤ 26 [20] предпочтительнее применять однозвенный фильтр, при коэффициенте фильтрации ≥ 26 — многозвенный.

Исследования однозвенного фильтра с последовательным резонансным контуром (рис. 9.16, д) показывают, что такая схема обеспечивает удовлетворительную фильтрацию при относительно небольших габаритах фильтра. Форма напряжения на нагрузке тем ближе к синусоидальной, чем больше волновое сопротивление $\rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$. Однако с увеличением величины ρ_k растут активные потери в резонансном контуре, определяемые в основном потерями в стали дросселя фильтра, и внешняя характеристика становится «мягкой».

Наличие фильтра сказывается на форме выходного напряжения, которая зависит от величины и характера нагрузки. В инверторах с регулируемой частотой необходимо перестраивать фильтры с изменением частоты выходного напряжения.

Векторный способ синтезирования синусоидального выходного напряжения

Сущность векторного способа заключается в том, что выходное напряжение преобразователя формируется из выходных напряжений нескольких инверторов, имеющих соответствующую фазу и частоту, причем выходы последних включены последовательно. При помощи векторного синтезирования можно получить на выходе синусоидальное напряжение с любой наперед заданной точностью при различных вариантах схем выходных каскадов инверторов. Выбор того или другого варианта схемы производится с учетом различных факторов, таких,

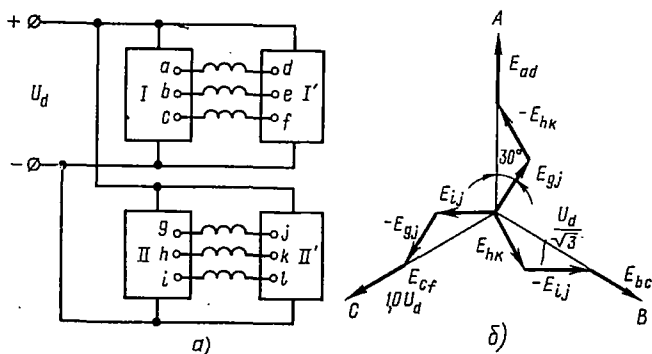


Рис. 9.17. Схема получения синусоидального выходного напряжения с помощью двух трехфазных инверторов, состоящих из однофазных мостов (а); векторная диаграмма, показывающая порядок соединения вторичных обмоток трансформатора (б)

как вес, число вентиляей; удобство построения системы управления, точность аппроксимации выходного напряжения. Вследствие отсутствия выходных фильтров вес и габариты установки снижаются, улучшаются переходные процессы, уменьшается выходное сопротивление, повышается симметрия трехфазного напряжения. Инверторы с векторным синтезированием наиболее удобно строить на запираемых тиристорах и транзисторах. Выполнение инвертора на обычных тиристорах значительно усложняют схему и увеличивают вес и габариты устройства.

К недостаткам подобных инверторов можно отнести усложнение схемы управления.

Рассмотрим некоторые варианты получения синусоидального напряжения способом векторного синтезирования.

1. Получение синусоидального выходного напряжения с помощью двух трехфазных инверторов, состоящих из однофазных мостов (рис. 9.17, а) [20].

Инвертор $II - II'$ имеет две выходные обмотки, и импульсы управления его сдвинуты по фазе относительно инвертора $I - I'$ на 30° .

Порядок соединения вторичных обмоток трансформатора иллюстрируется векторной диаграммой (рис. 9.17, б). Временные диаграммы выходного напряжения инверторов и напряжения на нагрузке показаны на рис. 9.18.

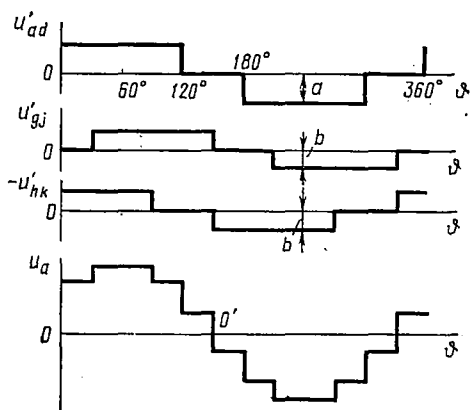


Рис. 9.18. Временные диаграммы выходного напряжения инверторов и напряжения на нагрузке

Выходное напряжение преобразователя

$$u_A(\vartheta) = \frac{2}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\left\{ b [1 - (-1)^q] + 2 \sin \frac{\pi}{2} q \sin \frac{\pi}{6} q \left(2a \cos \frac{\pi}{6} q + b \right) \right\}}{q} \sin q\vartheta. \quad (9.37)$$

Для того чтобы в выходном напряжении отсутствовали 3-я и 5-я гармоники, необходимо соблюдать следующее равенство:

$$b = \frac{a}{\sqrt{3}}. \quad (9.38)$$

При подстановке (9.38) в (9.37) получаем окончательное выражение для выходного напряжения:

$$u_A(\vartheta) = \frac{12a}{\pi \sqrt{3}} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sin \vartheta + \frac{\sin(12m-1)\vartheta}{12m-1} + \frac{\sin(12m+1)\vartheta}{12m+1} \right], \quad (9.39)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$

Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения такого преобразователя приблизительно равен 15%, действующее значение ступенчатого напряжения и его первой гармоники отличаются примерно на 1%.

2. Получение синусоидального выходного напряжения с помощью двух трехфазных мостовых инверторов.

На рис. 9.19 приведена схема инвертора, состоящая из двух трехфазных мостов ($U_{н1}, U_{н2}$). Выходные обмотки трансформаторов Tr_1 и

Tp_2 включены по схеме «зигзаг». Форма выходного напряжения инверторов и напряжения на нагрузке (рис. 9.20) остается неизменной при изменении величины и характера нагрузки.

Выходное напряжение преобразователя

$$u_a(\vartheta) = \frac{2}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{q} \left\{ d[1 - (-1)^q] + 2 \sin \frac{\pi}{2} \left[3c \sin \frac{\pi}{3} q + d \sin \frac{\pi}{6} q \right] \right\} \sin q\vartheta. \quad (9.40)$$

При выполнении условия (9.38), т. е. если $c = 0,578 d$, в выходном напряжении преобразователя отсутствуют гармоники, кратные трем, а также 5-я и 7-я гармоники, и коэффициент нелинейных искажений приблизительно равен 15%.

Если регулировать напряжение питания второго инвертора ($I_{н2}$), то происходит изменение отношения $\frac{c}{d}$, что приводит к изменению коэффициента нелинейных искажений. В табл. 9.1 приведен спектр гармоник выходного линейного напряжения инвертора (в процентах) при изменении отношения $\frac{c}{d}$.

Таблица 9.1

Спектр гармоник выходного линейного напряжения инвертора
(в процентах) при изменении отношения $\frac{c}{d}$

Отношение $\frac{c}{d}$	Номер гармоники								
	1	5	7	11	13	17	19	23	25
0	100	20	14,3	9,1	7,7	5,9	5,8	4,35	4,0
0,2	100	9,6	5,15	9,1	7,7	2,97	2,55	4,35	4,0
0,3	100	7,92	4,92	9,1	7,7	2,5	1,79	4,35	4,0
0,4	100	3,62	2,6	9,1	7,7	1,7	0,95	4,35	4,0
0,5	100	1,43	0,95	9,1	7,7	0,42	0,37	4,35	4,0
0,578	100	0	0	9,1	7,7	0	0	4,35	4,0
0,7	100	1,93	1,38	9,1	7,7	0,57	0,55	4,35	4,0
0,8	100	3,14	2,25	9,1	7,7	0,94	0,83	4,35	4,0
1,0	100	5,36	3,84	9,1	7,7	1,58	1,42	4,35	4,0
1,2	100	7	5	9,1	7,7	2,06	1,85	4,35	4,0
1,4	100	8,15	5,82	9,1	7,7	2,4	2,14	4,35	4,0

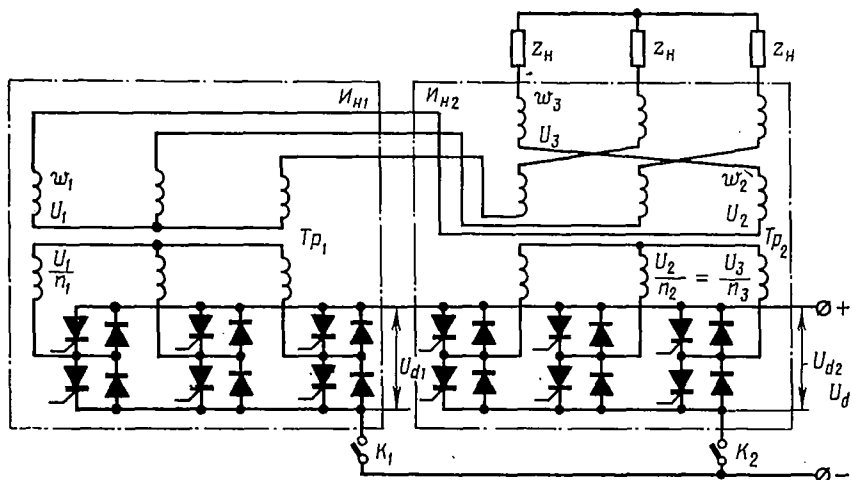


Рис. 9.19. Схема получения синусоидального выходного напряжения с помощью двух трехфазных мостовых инверторов

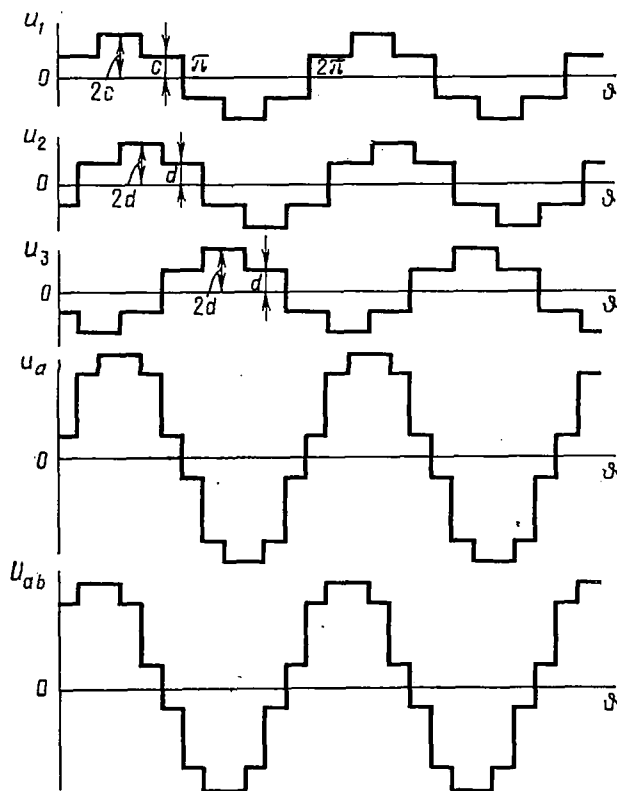


Рис. 9.20. Временные диаграммы выходных напряжений инверторов и напряжения на нагрузке

Из табл. 9.1 видно, что рассматриваемый способ регулирования может быть успешно использован на практике без заметного ухудшения параметров выходного напряжения. Последовательное включение регулятора в цепи питания позволяет значительно увеличить рабочую частоту регулирующего элемента и уменьшить габариты LC -фильтра без существенного уменьшения к. п. д. преобразователя.

3. Получение выходного синусоидального напряжения суммированием прямоугольных напряжений различных частот.

Это достигается тем, что инвертор напряжения основной частоты на стороне переменного тока соединяется последовательно с инверторами, работающими на частотах $3f$, $5f$ и т. д. и имеющими соответствующую фазу и амплитуду выходного напряжения, так, чтобы результирующее напряжение было близко к синусоидальному (рис. 9.21):

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}}(\varphi) &= \\
 &= \frac{2U_d}{15\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{q} \left\{ 7 [1 - (-1)^q] + \right. \\
 &+ 4 \sin \frac{\pi}{2} q \left(6 \sin \frac{\pi}{10} q \cos \frac{\pi}{5} q + \right. \\
 &\left. \left. + 5 \sin \frac{\pi}{6} q \right) \right\} \sin q\varphi. \quad (9.41)
 \end{aligned}$$

В табл. 9.2 приведены отношения амплитуд высших гармоник к амплитуде первой гармоники (в процентах) для рассматриваемой схемы и однофазной мостовой схемы.

Из табл. 9.2 видно что при векторном способе синтеза выходного напряжения можно значительно уменьшить содержание гармоник низкого порядка. Если добавить в схеме еще один инвертор, работающий на частоте $7f$ и имеющий амплитуду напряжения $\frac{U_d}{7}$, то в выходном напряжении исчезнут гармоники 3, 5, 7, 9, 15, 21 и т. д.

Отсюда можно сделать вывод о том, что число исключенных гармоник зависит от числа последовательно включенных инверторов. Однако установленная мощность такого преобразователя получается большой и возникает необходимость в создании синхронной работы инверторов.

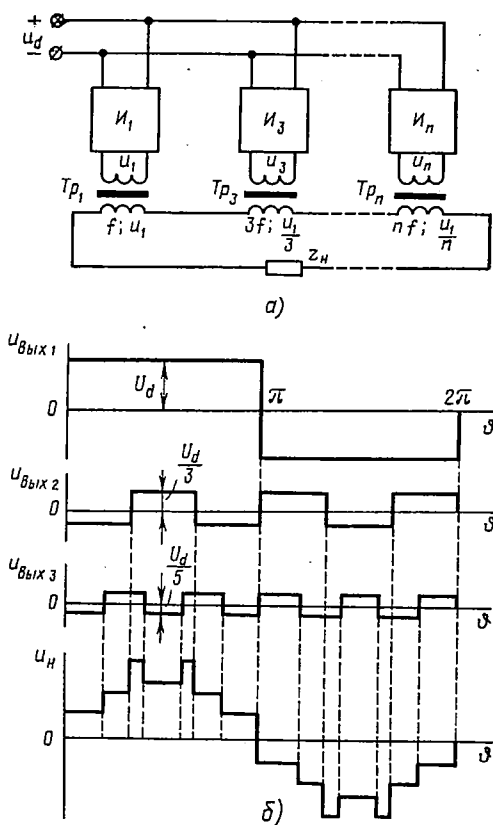


Рис. 9.21. Схема однофазного преобразователя (а) и форма выходного напряжения при суммировании прямоугольных напряжений различных частот (б)

Гармонический состав выходного напряжения однофазных инверторов, представленных на рис. 8.5, а и 9.21, а

Схемы инвертора	Номер гармоники										
	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
Схема рис. 8.5, а	100	33,3	20,0	14,3	11,1	9,1	7,7	6,7	5,9	5,3	4,86
Схема рис. 9.21, а	100	0	0	14,3	0	9,1	7,7	6,7	5,9	5,3	0

При векторном способе синтеза выходного напряжения имеется возможность работы преобразователя при изменении частоты в широких пределах, а также возможность регулирования выходного напряжения без существенного изменения гармонического состава выходного напряжения.

Широтно-импульсная модуляция прямоугольного выходного напряжения

Снизить содержание высших гармоник в выходном напряжении инвертора можно путем использования импульсной модуляции прямоугольного напряжения [20]. Точность отображения синусоидального

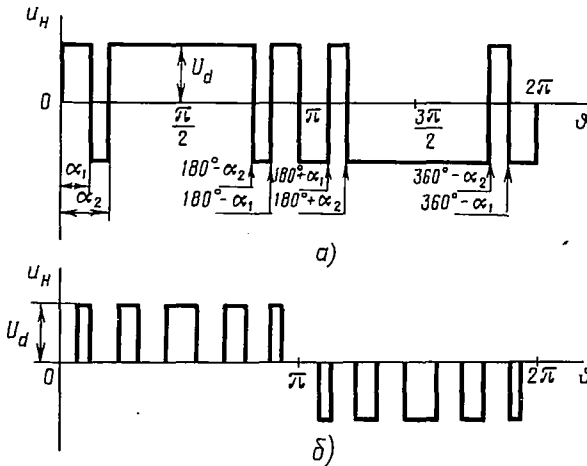


Рис. 9.22. Возможные формы выходного напряжения с широтно-импульсной модуляцией прямоугольного напряжения однофазного мостового инвертора

сигнала зависит от вида модуляции, а также от того: одно-или двухполярной является модуляция.

В однофазном мостовом инверторе гармонический состав выходного напряжения можно улучшить путем двухполярной ШИМ (рис. 9.22, а).

Этот способ дает возможность исключить две гармоники (например, 3-ю и 5-ю, 5-ю и 7-ю).

Выходное напряжение

$$u_n(\varphi) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{1}{q} [1 - (-1)^q] [1 - 2(\cos q\alpha_1 - \cos q\alpha_2)] \sin q\varphi. \quad (9.42)$$

Для исключения 3-й и 5-й гармоник необходимо, чтобы выполнялись условия $\alpha_1 = 23,62^\circ$, а $\alpha_2 = 33,30^\circ$.

Для исключения 5-й и 7-й гармоник необходимо, чтобы выполнялись условия $\alpha_1 = 16,25^\circ$, а $\alpha_2 = 22,07^\circ$.

В табл. 9.3 приведены отношения амплитуд высших гармоник к амплитуде первой гармоники (в процентах) для рассматриваемого способа улучшения кривой выходного напряжения.

Таблица 9.3

Отношения амплитуд высших гармоник к амплитуде первой гармоники (в процентах) при широтно-импульсной модуляции прямоугольного напряжения

Номер гармоники					
1	3	5	7	9	11
83,9	0	0	24,8	40,8	30,6

Из сравнения табл. 9.3 и табл. 9.2 видно, что гармоники от 7-й и выше имеют бóльшую амплитуду, чем при прямоугольной форме волны, однако высокая частота этих гармоник позволяет легко отфильтровать их.

Регулирование выходного напряжения можно осуществить, соединяя выходы двух инверторов последовательно, а импульсы управления сдвигая относительно друг друга на угол θ . При этом амплитуда выходного напряжения выражается как

$$U_{n(q)m} = \frac{4U_d}{\pi} \left[\frac{1 - 2 \cos q(23,62^\circ) + 2 \cos q(33,30^\circ)}{q} \right] \cos \frac{q\theta}{2}. \quad (9.43)$$

Для первой гармоники получаем

$$U_{n(1)m} = \frac{4U_d}{\pi} [0,839] \cos \frac{\theta}{2}. \quad (9.44)$$

На рис. 9.22, б показан способ формирования кривой выходного напряжения из однополярных импульсов, длительность которых изменяется по синусоидальному закону.

Достоинством ШИМ является простота схемы силового каскада инвертора (не требуется увеличения установленной мощности элементов) и получение низких частот, включая нулевую.

К недостаткам ШИМ следует отнести сложность цепей управления преобразователя и высокую частоту переключений тиристором и транзистором, в результате чего снижаются энергетические показатели преобразователя.

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Система управления преобразовательного устройства предназначена для генерирования и формирования импульсов управления определенной длительности и формы, распределения их по соответствующим фазам и изменения момента подачи этих импульсов на управляющие электроды вентиля преобразователя.

В преобразовательных устройствах находят применение полностью управляемые вентили (транзисторы, запираемые тиристоры) и неполностью управляемые вентили (тиратроны, экситроны, игнитроны, тиристоры).

Неполностью управляемые вентили обладают так называемыми тиратронными свойствами, т. е. не проводят ток при обратном напряжении, а при прямом напряжении проводят ток только с подачей на управляющий электрод необходимого для открывания вентиля сигнала. При открывании вентиля управляющий сигнал не оказывает влияния на состояние вентиля, и вентиль выключается только тогда, когда его анодный ток становится равным нулю. Таким образом, в случае применения вентиля с «тиратронными» свойствами действие управляющего электрода сводится только к управлению моментом открывания вентиля.

Указанные свойства управляемых вентилях используются для преобразования переменного тока в регулируемый по величине постоянный ток (выпрямители) и обратно (инверторы).

Зависимость необходимого для открывания вентиля потенциала на управляющем электроде от величины анодного напряжения, приложенного к вентилю в проводящем направлении, называется пусковой характеристикой. В зависимости от многих факторов (влияние температуры, технологический разброс параметров и т. д.) эта характеристика смещается, образуя область управляющего напряжения или пусковую зону. На рис. 10.1 показан примерный вид пусковых зон для: а) тиратронов, б) экситронов, в) игнитронов, г) тиристоров.

Если пусковая зона прибора находится целиком в области положительных значений управляющего напряжения (игнитроны, тиристоры), то для надежного запираения вентиля достаточно нулевой потенциал на управляющем электроде относительно катода (рис. 10.1, в, г). Для тиратронов и экситронов пусковая зона охватывает и область отрицательных значений управляющего напряжения (рис. 10.1, а, б). В этих случаях для запираения вентиля при наличии анодного напряжения на управляющий электрод (сетку) необходимо подать отрицательное напряжение относительно катода U_3 , абсолютная величина которого должна быть заведомо больше максимально возможного отрицательного напряжения пусковой зоны.

По пусковой характеристике и кривой анодного напряжения можно построить кривую зажигания, т. е. зависимость критического потенциала от времени или фазового угла: (например, для тиратрона, экситрона) (рис. 10.2, б).

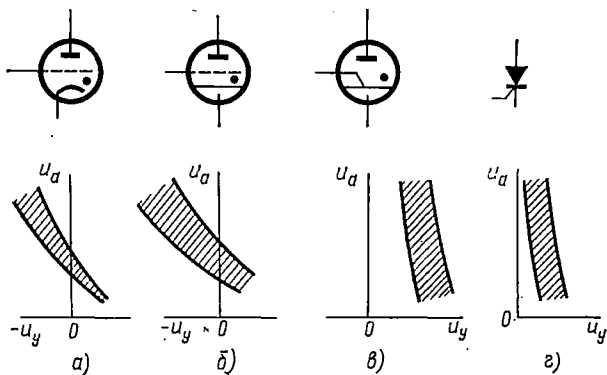


Рис. 10.1. Пусковые зоны для:

а — тиратронов; б — экситронов; в — игнитронов; г — тиристоров

В силу разброса пусковых характеристик следует иметь в виду не линию, а область критических потенциалов. Для получения четкого отпирания необходимо, чтобы кривая управляющего напряжения u_y на участках пересечения с областью $e_{кр}$ имела возможно большую

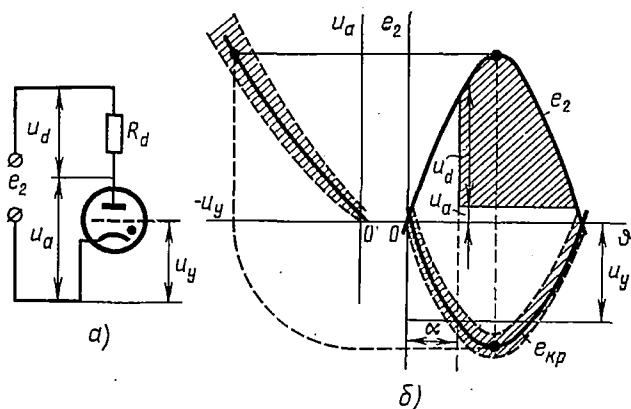


Рис. 10.2. Область критических потенциалов (б) для тиратронного выпрямителя (а)

крутизну. Угол α , соответствующий моменту отпирания, отсчитанный от момента появления положительного напряжения на аноде, называют углом отпирания вентиля, или углом регулирования вентиляющего преобразователя.

Различают несколько методов управления углом отпирания вентилей:

- 1) с помощью изменяемого по величине постоянного напряжения, подаваемого на управляющий электрод;
- 2) с помощью изменения амплитуды синусоидального напряжения, подаваемого на управляющий электрод;
- 3) с помощью смешанного регулирования синусоидальным и постоянным напряжениями;
- 4) с помощью синусоидального напряжения, фаза которого изменяется фазорегулятором;
- 5) импульсно-фазовой.

Первые четыре способа применяются крайне редко вследствие ограниченного диапазона регулирования, нечеткости моментов отпирания вентилей, большой инерционности. В настоящее время наибольшее распространение находит импульсно-фазовый метод управления, заключающийся в том, что на управляющий электрод каждого управляемого вентиля, входящего в вентиляльный преобразователь, периодически с частотой питающего анодного напряжения (для выпрямителя) подаются электрические импульсы, благодаря чему в эти моменты времени происходит отпирание вентилей.

Четкость момента отпирания достигается за счет того, что управляющий импульс имеет высокую крутизну. Кроме того, управляющий импульс может сдвигаться по фазе относительно анодного напряжения, подаваемого на вентиль.

§ 10.1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К СИСТЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ

Требования, предъявляемые к системам управления вентиляльного преобразователя, определяются типом вентиля, примененного в преобразователе, режимом работы преобразователя (выпрямительный, инверторный, реверсивный, неререверсивный) и видом нагрузки, на которую работает преобразователь.

Основными требованиями являются следующие:

1. Управляющий импульс должен иметь достаточную для надежного отпирания вентиля амплитуду напряжения и тока (для тиратронов $40 \div 150$ в, $1 \div 10$ ма; для экситронов $250 \div 350$ в, $50 \div 100$ ма; для игнитронов $500 \div 800$ в, $10 \div 20$ а; для тиристоров $10 \div 20$ в, $20 \div 2000$ ма).

2. Крутизна управляющих импульсов. В полупроводниковых системах управления крутизна переднего фронта импульса должна выбираться равной $150 \div 200$ в и более на 1 электрический градус.

3. Широкий диапазон регулирования, который определяется типом преобразователя, режимом его работы и характером нагрузки. Например, для регулирования выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя (см. гл. 5), работающего на активную нагрузку, в пределах от нуля до максимального значения требуется изменение угла регулирования от 0 до 120° . При работе на индуктивную нагрузку диапазон угла регулирования равен 90° . Если преобразователь должен

работать в инверторном режиме, то диапазон изменения угла регулирования возрастает примерно до 170° .

4. Симметрия импульсов управления по фазам. В результате несимметрии импульсов управления вентили многофазного преобразователя проводят ток разное время, в результате чего форма кривых анодных токов и средние значения этих токов становятся неодинаковыми. В кривых выпрямленного и инвертируемого напряжений и токов появляется переменная составляющая, частота которой меньше частоты основной гармоники в m_2 раз, что вызывает увеличение индуктивности сглаживающего дросселя, а следовательно, его габаритов и веса. Кроме того, неравенство средних значений токов вентиля обуславливает появление в магнитной системе трансформатора вентильного преобразователя нескомпенсированных намагничивающих сил, что может вызвать увеличение мощности трансформатора (см. § 4.1).

5. Длительность управляющего импульса. Исходя из особенностей работы сетки ионных вентилях желательнее иметь управляющий сигнал прямоугольной формы длительностью, равной времени протекания анодного тока вентиля, т. е. $\frac{2\pi}{m_2}$.

Это связано с тем, что при отрицательном напряжении на сетке относительно катода (в случае короткого управляющего сигнала) и положительном анодном напряжении в цепи сетки протекает значительный ионный ток, вызываемый зарядами плазмы. При этом сетка подвергается ионной бомбардировке, что способствует ее распылению и выходу вентиля из строя.

Если управляющий сигнал имеет длительность больше $\frac{2\pi}{m_2}$, то увеличивается вероятность обратных зажигания, так как при этом потенциал анода становится ниже потенциала сетки.

Для тиристоров также может быть использован импульс длительностью $\frac{2\pi}{m_2}$. Однако для уменьшения мощности, выделяющейся в управляющем p - n -переходе и мощности системы управления, целесообразно иметь возможно более узкий управляющий импульс. Длительность этого импульса должна быть такой, чтобы за время его действия анодный ток тиристора достиг значения, превышающего ток удержания, иначе нормальная работа вентильного преобразователя окажется вообще невозможной.

Например, схема выпрямителя с уравнивающим реактором может работать как шестифазная и как трехфазная (см. § 4.2). Поэтому длительность управляющего импульса должна быть больше 30° или на один и тот же управляющий электрод должны быть поданы два импульса, сдвинутые по фазе на 30° , что обеспечивает работу выпрямителя в трехфазном и шестифазном режимах.

В связи с тем, что в трехфазной мостовой схеме моменты включения вентилях катодной и анодной групп сдвинуты во времени на одну шестую часть периода питающего напряжения (см. § 4.1), пуск вентильного преобразователя и работа его в области прерывистых токов, где

вентильный преобразователь включается как бы впервые (на нулевой ток цепи нагрузки), возможны или при длительности управляющего импульса больше 60° , или при подаче на управляющий электрод последовательно через 60° двух узких импульсов.

6. Быстродействие системы. Система управления не должна влиять на быстродействие регулируемого вентильного преобразователя. Минимальное время реакции системы на управляющее воздействие должно составлять в некоторых случаях тысячные доли секунды.

Импульсно-фазовые системы управления могут быть разбиты на следующие группы:

а) электромеханические (в настоящее время не применяются, поэтому их рассматривать не будем); б) электромагнитные, используемые в основном для тириатронов; в) электронные, применяемые главным образом для тиристоров.

§ 10.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

Системы с пик-трансформаторами и пик-генераторами

Принцип действия электромагнитных устройств, формирующих импульсы, основан на явлении насыщения ферромагнитных материалов. На рис. 10.3 показана схема (а) и временные диаграммы (б), характеризующие работу пик-трансформатора.

В пик-трансформаторе стержень, на котором расположена вторичная обмотка, выполняется из материала с резко выраженным насыщением и имеет малое

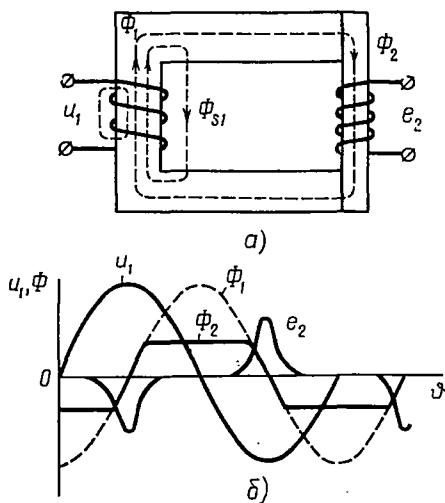


Рис. 10.3. Пик-трансформатор (а) и его временные диаграммы (б)

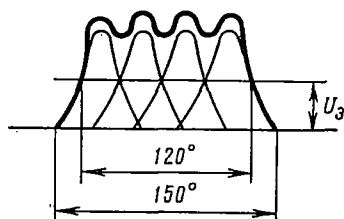


Рис. 10.4. Управляющий импульс пик-генератора

поперечное сечение по сравнению с основным сердечником, выполненным из обычной электротехнической стали.

При подаче на первичную обмотку пик-трансформатора синусоидального напряжения u_1 с его вторичной обмотки можно снимать напряжение в виде импульсов e_2 .

Пик-трансформаторы дают относительно узкие импульсы вторичного напряжения ($30 \div 40$ электрических градусов), поэтому для полу-

чения импульса нужной длительности приходится соединять последовательно несколько пик-трансформаторов со сдвинутыми относительно друг друга пиками. Такое устройство называется пик-генератором. Этот многообмоточный аппарат, создающий пик шириной до 120° с крутым фронтом, собирается из шести пик-трансформаторов, снабженных двумя первичными и четырьмя вторичными обмотками каждый. В течение периода импульс шириной 30° индуцируется во вторичной обмотке того пик-трансформатора, в котором поток проходит через нуль. Последовательное включение вторичных обмоток разных пик-трансформаторов обеспечивает импульс шириной $60, 90$ или 120° .

Для получения импульса в 120° включают последовательно четыре обмотки (рис. 10.4).

Системы с пик-дресселями

Принципиальная схема получения импульса с помощью пик-дресселя и временные диаграммы показаны на рис. 10.5.

Пик-дрессель ПД, сердечник которого изготавливается из материала с высокой магнитной проницаемостью и резко выраженным коленом

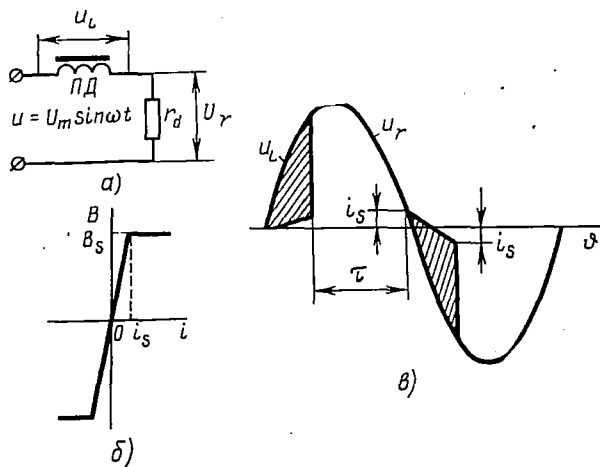


Рис. 10.5. Получение управляющего импульса с помощью пик-дресселя:

a — схема; *б* — кривая намагничивания сердечника; *в* — форма управляющего импульса

кривой намагничивания (рис. 10.5, б) включается последовательно с активным сопротивлением на синусоидальное напряжение. Пока дроссель не насыщен, поток в нем изменяется, в результате возникает э. д. с., которая уравнивает напряжение питания. В цепи протекает незначительный ток намагничивания, поэтому напряжение на активном сопротивлении близко к нулю, т. е.

$$u_R(\vartheta) = U_m \sin \vartheta = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega \omega S \frac{dB}{d\vartheta}. \quad (10.1)$$

В момент насыщения сердечника дросселя цепь приобретает активный характер, и ток возрастает до величины, определяемой напряжением сети и сопротивлением нагрузки. Напряжение сети уравновешивается теперь падением напряжения на активном сопротивлении, которое используется в качестве отпирающего импульса (рис. 10,5. в). Импульс создается как в положительном, так и в отрицательном полупериодах, что используется в шестифазных схемах с нулевым выводом.

В некоторых случаях необходимо формировать лишь один отпирающий импульс. При этом формирующую ячейку целесообразно выполнять по схеме, изображенной на рис. 10.6.

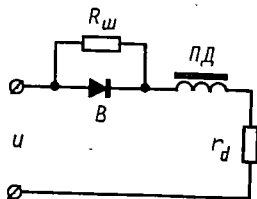


Рис. 10.6. Схема пик-дросселя с вентилем

При использовании в схеме формирующей ячейки полупроводниковых вентилях с очень малым обратным током необходимо шунтировать их сопротивлением, так как в противном случае длительность импульса теоретически приближается к полупериоду синусоиды, и крутизна его резко падает. Это явление объясняется тем, что при малом обратном токе вентиля пик-дроссель во время отрицательной полуволны напряжения не размагничивается или размагничивается частично, поэтому работа происходит на частичных циклах кривой намагничивания. Кратность изменения индуктивности пик-дросселя уменьшается, и в связи с этим уменьшается крутизна отпирающего импульса. Крутизна переднего фронта импульса определяется также качеством сердечника.

Параметры дросселя можно определить, проинтегрировав уравнение (10.1) с учетом того, что за время $(\pi - \tau)$ магнитная индукция в сердечнике изменяется от $-B_s$ до $+B_s$:

$$|\omega S| = \frac{U_m (1 + \cos \tau)}{2\omega B_s}. \quad (10.2)$$

Фазосдвигающие устройства

Изменение фазы напряжений, подаваемого на сетку ионного вентиля, в ограниченном диапазоне (порядка 40°) можно получить, подмагничивая постоянным током пик-трансформатор или пик-дроссель. Уменьшение угла регулирования связано с тем, что индукция в сердечнике в этом случае будет изменяться от индукции подмагничивания B_0 до индукции насыщения B_s , а следовательно, угол τ будет увеличиваться.

В электромагнитных системах управления фазосдвигающее устройство, как правило, одновременно является источником питания генератора импульсов.

Индукционные и мостовые фазорегуляторы

В электромагнитных системах импульсно-фазового управления широко применяются индукционные и мостовые фазосмещатели (фазорегуляторы).

Индукционный фазорегулятор представляет собой заторможенный асинхронный двигатель с фазным ротором. Сдвиг э. д. с., наводимых в статоре и роторе вращающимся магнитным полем, зависит здесь от углового сдвига статорной и роторной обмоток. Поворачивая ротор (при помощи червячной передачи) по отношению к статору, осуществляют смещение напряжения на выходе по отношению к входному напряжению.

Достоинством индукционного фазорегулятора является то, что он обеспечивает любой угол в пределах 180 и более градусов, а также дает возможность получать необходимые мощности управления вплоть до самых больших. Недостатком индукционного фазорегулятора является ограниченная скорость действия в силу большой инерции подвижных частей.

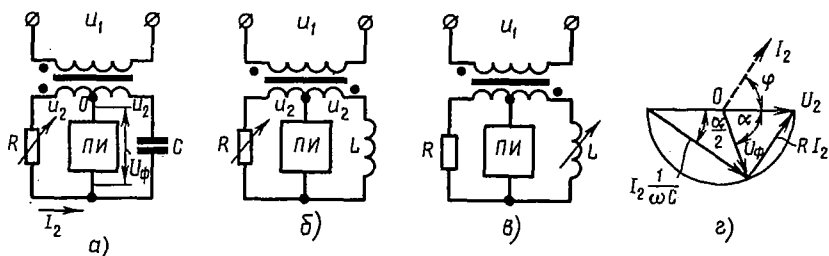


Рис. 10.7. Схемы мостовых фазорегуляторов (а, б, в) и векторная диаграмма (з) схемы (а) в режиме холостого хода

В системах управления широко используются мостовые фазорегуляторы. Они выполняются преимущественно двух типов: активно-емкостные и активно-индуктивные (рис. 10.7).

В приведенных мостовых схемах в качестве регулируемого плеча могут применяться активное сопротивление, конденсатор или дроссель, подмагничиваемый током управления. При изменении величины сопротивления R в схеме рис. 10.7, а изменяется и фаза напряжения u_{ϕ} , поступающего на формирователь импульсов. Угол регулирования для данной схемы при холостом ходе определяется из векторной диаграммы рис. 10.7, з:

$$\alpha = 2 \arctg \omega RC. \quad (10.3)$$

Для схем рис. 10.7, б, в угол регулирования при холостом ходе равен

$$\alpha = 2 \arctg \frac{\omega L}{R}. \quad (10.4)$$

Фазорегуляторы, в которых изменение параметров переменного сопротивления достигается механическим путем, не применяются в системах автоматического регулирования, так как они обладают большой инерционностью. Это затруднение устраняется в случае применения вместо активного сопротивления электронных ламп и транзисторов. Диапазон изменения фазы составляет около 140° . Расширение диапазона сдвига фазы может быть достигнуто различными

схемными решениями. Быстродействие таких фазорегуляторов составляет $0,14 \div 0,04$ сек, мощность управления равна $60 \div 400$ вт (для активно-индуктивных фазорегуляторов). Применение в системе управления транзисторов резко снижает мощность статического фазорегулятора и повышает его быстродействие.

Мостовые фазорегуляторы отличаются надежностью, простотой исполнения, возможностью получения большого диапазона изменения угла регулирования. К их недостаткам следует отнести нестабильность фазы управляющих импульсов при изменении величины и частоты питающего напряжения и нагрузки фазосмещающего устройства, нелинейность фазовой характеристики, невысокое быстродействие.

Системы с импульсными насыщающимися трансформаторами (рис. 10.8, а)

Импульсный трансформатор ИТ имеет сердечник из материала с резко выраженным коленом кривой намагничивания (рис. 10.8, б). Первичная обмотка ИТ включена последовательно с насыщающимся дросселем Dp_1 на синусоидальное напряжение. Дроссель Dp_2 препят-

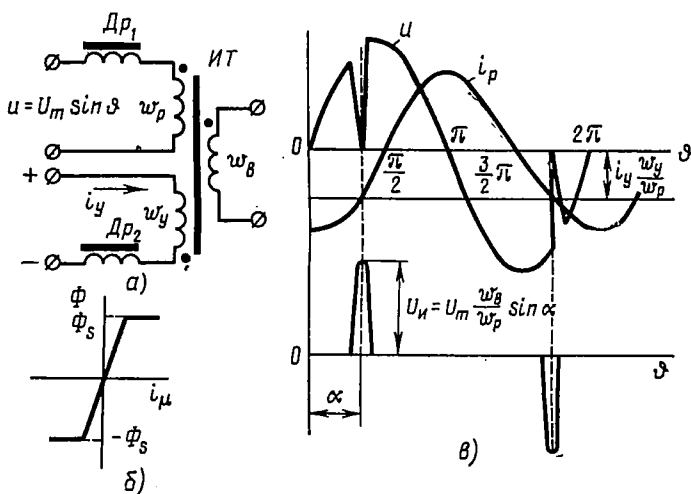


Рис. 10.8. Импульсный насыщающийся трансформатор:

а — схема соединения; б — кривая намагничивания сердечника; в — временные диаграммы

ствует протеканию переменной составляющей тока в цепи управления под действием э. д. с., индуцируемой в обмотке w_y .

Принцип работы схемы заключается в следующем. Когда сердечник ИТ насыщен, питающее напряжение прикладывается к дросселю Dp_1 .

Перемагничивание сердечника ИТ происходит в моменты времени, которые определяются равенством н. с. рабочей и управляющей обмоток:

$$i_p(\vartheta) w_p = i_y(\vartheta) w_y. \quad (10.5)$$

Так как промежутки времени, когда сердечник ИТ не насыщен, невелики, ток в рабочей обмотке практически определяется равенством

$$i_p(\vartheta) = -\frac{U_m}{x_{др}} \cos \vartheta, \quad (10.6)$$

где $x_{др}$ — индуктивное сопротивление дросселя Dr_1 .

Угол α (рис. 10.8, б) теоретически может изменяться в пределах 180° . Изменение угла α достигается путем изменения тока управления i_y от максимального положительного до максимального отрицательного значений.

Указанный диапазон изменения фазы не может быть реализован из-за уменьшения амплитуды импульса при изменении угла α , так как

$$U_n = U_m \frac{\omega_b}{\omega_p} \sin \alpha. \quad (10.7)$$

Для сохранения постоянства амплитуды импульса, снимаемого с выходной обмотки ω_b , необходимо, чтобы $\frac{di_p}{dt} = \text{const}$.

Данное условие может быть выполнено, если импульсный трансформатор питать током треугольной формы, что достигается путем добавления в рабочую цепь схемы рис. 10.8, а фильтра, состоящего из дросселя Dr_Φ и конденсатора C_Φ (рис. 10.9, а).

Кривые намагничивания дросселей Dr_Φ и Dr_1 подбираются таким образом, чтобы форма тока в рабочей цепи искажалась практически до треугольной. Это позволяет получить диапазон фазового регулирования без изменения амплитуды импульса примерно до 150° . Диапазона изменения фазы 180° получить не удастся вследствие того, что невозможно получить идеально треугольную форму тока (см. пункт на рис. 10.9, б).

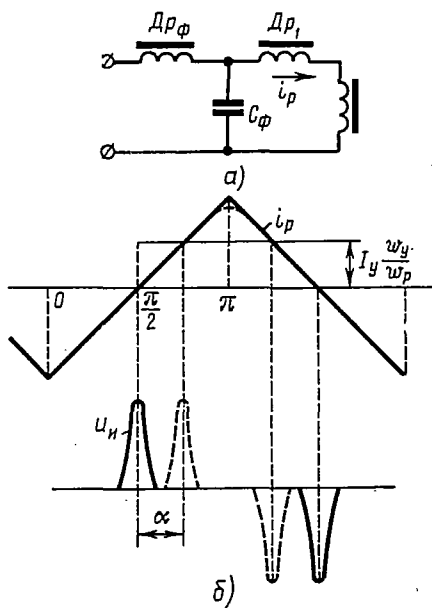


Рис. 10.9. Формирователь напряжения треугольной формы:

а — схема; б — временные диаграммы

Системы с однополупериодными магнитными усилителями

Формирование импульса и его фазовое смещение в магнитных усилителях (МУ) можно получить, осуществляя управление МУ либо на переменном, либо на постоянном токе.

На рис. 10.10, а представлена принципиальная схема однополупериодного МУ, управляемого переменным током. В схему входят: Tr — трехобмоточный однофазный трансформатор. Первичная обмотка транс-

форматора T_p питается от источника синусоидального напряжения, а две вторичные обмотки соответственно питают синусоидальным напряжением рабочую цепь и цепь управления. Маркировка витков обмоток показана на рисунке. Для удобства анализа будем полагать, что число витков всех обмоток одинаково; D_p — дроссель насыщения. Сердечник дросселя выполнен из магнитного материала, у которого форма петли гистерезиса близка к прямоугольной; магнитно связанные

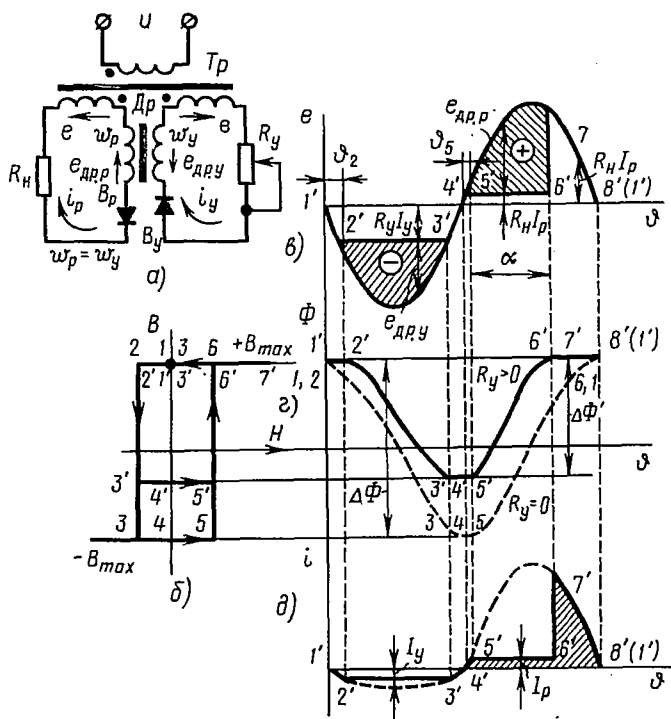


Рис. 10.10. Однополупериодный магнитный усилитель:

а — схема соединения при управлении на переменном токе;
 б — кривая перемagnичивания сердечника дросселя насыщения;
 в, г, д — временные диаграммы

обмотки дросселя w_p и w_y соответственно входят в рабочую цепь и цепь управления; B_p , B_y — неуправляемые вентили рабочей цепи и цепи управления. Вентили B_p и B_y включены таким образом, что если ток в управляющей цепи протекает в течение отрицательного полупериода синусоидального напряжения, питающего магнитный усилитель МУ, то ток в рабочей цепи протекает в течение положительного полупериода; R_n и R_y — резисторы, входящие в рабочую цепь и цепь управления.

Принцип действия МУ рассмотрим, пренебрегая потерями в трансформаторе, вентилях, дросселе, а также потоками рассеяния трансформатора и дросселя.

Вначале рассмотрим режим при $R_y = 0$, полагая, что при этом магнитный поток сердечника дросселя, обусловленный напряжениями

вторичных обмоток трансформатора, изменяется согласно синусоидальной функции, представленной на рис. 10.10, *г*. Это значит, что в течение отрицательного полупериода внешнего синусоидального напряжения в цепи управления протекает только ток намагничивания дросселя и магнитная индукция в сердечнике дросселя изменяется по точкам 1, 2, 3, 4, 5, 6, 1 петли гистерезиса. При этом э. д. с. $e_{др.у}$, индуцируемая потоком в обмотке ω_y , уравнивается э. д. с. обмотки трансформатора:

$$e = e_{др.у} = E_m \sin \vartheta \quad (10.8)$$

Изменение потока в сердечнике дросселя, обуславливающее величину амплитуды э. д. с. $e_{др.у}$ будет максимальным, так как оно пропорционально изменению магнитной индукции между точками 2 и 3, где магнитная индукция максимальна (B_{max}) и соответствует режиму насыщения. Изменение потока в сердечнике дросселя за время отрицательной полуволны напряжения пропорционально площади, ограниченной кривой напряжения:

$$\Delta\Phi = -\frac{1}{\omega\omega_y} \int_0^{\pi} e d\vartheta \quad (10.9)$$

В течение положительного полупериода внешнего напряжения пропускает ток вентиль B_p в рабочей цепи. Это также будет ток намагничивания дросселя. В течение положительного полупериода магнитная индукция сердечника дросселя изменится на величину, определяемую уровнем точек 5 и 6 кривой намагничивания, т. е. изменение магнитного потока будет здесь таким же, как и в течение отрицательного полупериода. Поэтому площадь, ограниченная кривой э. д. с. обмотки дросселя ω_p , должна быть равна площади, ограниченной кривой э. д. с. обмотки ω_y . В свою очередь эти площади приблизительно равны площади, ограниченной за полупериод кривой э. д. с. вторичных обмоток трансформатора e , если не учитывать падения напряжения на резисторе R_{II} за время положительного полупериода, обусловленного током намагничивания дросселя.

Таким образом, при $R_y = 0$, в рабочей обмотке не формируются импульсы напряжения с крутым фронтом.

При $R_y > 0$ режим работы сердечника дросселя становится несимметричным. В течение определенных интервалов времени сердечник насыщается. К началу отрицательного полупериода внешнего напряжения сердечник оказывается насыщенным (точка 1 на рис. 10.10, *б*). Поэтому в начале этого полупериода $e_{др.у} = 0$ и ток в цепи управления

$$i_y = \frac{E_m}{R_y} \sin \vartheta, \quad (10.10)$$

где $E_m \sin \vartheta = e$ — э. д. с. вторичных обмоток трансформатора.

С момента, соответствующего точке 2' кривой петли гистерезиса, сердечник выходит из режима насыщения; начинается изменение

магнитного потока в сердечнике дросселя, поэтому э. д. с. трансформатора в цепи управления уравнивается суммой напряжений:

$$e = R_y i_y + e_{\text{др.у.}} \quad (10.11)$$

Так как петля гистерезиса близка по форме к прямоугольной, ток в цепи управления по величине будет почти неизменным и равным

$$I_y = \frac{E_m}{R_y} \sin \phi_2, \quad (10.12)$$

где ϕ_2 — временной угол, соответствующий точке 2'.

Поэтому э. д. с. $e_{\text{др.у.}}$ на графике выразится частью синусоиды, отсеченной горизонтальной линией, представляющей функцию $R_y I_y$ между точками 2' и 3' (рис. 10.10, в). Таким образом, площадь, ограниченная кривой э. д. с. $e_{\text{др.у.}}$ в случае $R_y > 0$ будет меньше, чем при $R_y = 0$. Поэтому для рассматриваемого случая изменение магнитного потока $\Delta\Phi$ в сердечнике дросселя также будет меньше. Это приводит к тому, что изменение магнитной индукции при выходе сердечника дросселя из режима насыщения, соответствующего точке 2' кривой петли гистерезиса, должно быть меньшим. По этой причине режим изменения магнитной индукции закончится не в точке 3, а в точке 3', которая соответствует меньшему изменению магнитной индукции.

С точки 3' опять наступает режим насыщения сердечника дросселя, поэтому ток в цепи управления начнет изменяться по синусоидальному закону (участок 3', 4' на рис. 10.10, в).

В точке 4' заканчивается отрицательный полупериод синусоидального напряжения и наступает положительный полупериод. С этого момента начинает пропускать ток клапан B_p , но так как сердечник дросселя насыщен, э. д. с. $e_{\text{др.р.}} = 0$, и ток в рабочей цепи

$$i_p = \frac{E_m}{R_n} \sin \phi. \quad (10.13)$$

В точке 5' заканчивается режим насыщения. Ток в рабочей цепи к этому времени возрастает незначительно и по величине становится почти неизменным и равным

$$I_p = \frac{E_m}{R_n} \sin \phi_5, \quad (10.14)$$

где ϕ_5 — временной угол между точками 4' и 5'.

В течение интервала времени, определяемого точками 5' и 6', э. д. с. трансформатора в рабочей цепи уравнивается суммой двух напряжений:

$$e = I_p R_n + e_{\text{др.р.}} \quad (10.15)$$

Изменение магнитного потока дросселя в этом интервале должно быть таким же, как и в интервале между точками 2' и 3'. Поэтому площадь, ограниченная кривой э. д. с. $e_{\text{др.р.}}$ в интервале между точками 5' и 6', должна равняться площади, ограниченной кривой $e_{\text{др.у.}}$ в интервале между точками 2' и 3'.

Так как $R_y I_y > R_n I_p$, площадь, ограниченная кривой э. д. с. $e_{др.р}$ на участке $5'$, $6'$, имеет форму, представленную на рис. 10.10, в. Этот режим длительностью α называют режимом возбуждения.

С точки $6'$ снова наступает режим насыщения. Ток в рабочей цепи резко возрастает, и на резисторе R_n формируется импульс напряжения с крутым фронтом. Режим насыщения длится до конца положительного периода (точка $8'$ или $1'$), затем процессы повторяются.

Длительность режима возбуждения α , а следовательно, и фаза импульса напряжения на резисторе R_n , могут изменяться за счет изменения величины сопротивления в цепи управления R_y . Вместо резистора можно ввести источник э. д. с., включенный встречно направлению тока.

Так как импульс напряжения на резисторе можно формировать в течение одного полупериода, магнитный усилитель получил название однополупериодного.

Однополупериодный магнитный усилитель можно выполнить с управлением на постоянном токе. В этом случае цепь управления, в которую входит лишь обмотка w_y дросселя насыщения, питается от источника постоянного напряжения. Рабочая цепь остается неизменной, как и в случае управления на переменном токе.

Недостатком системы с однополупериодным МУ является относительно небольшой диапазон регулирования (порядка 110°) и уменьшение длительности импульса при увеличении угла регулирования. Поэтому эту систему целесообразно применять при неглубоком регулировании (до 60°), когда длительность импульса оказывается достаточной.

§ 10.3. ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

В настоящее время все более широкое применение находят электронные (полупроводниковые) системы управления вентиляльными преобразователями, так как они обладают рядом преимуществ перед электромагнитными системами (высокое быстродействие, надежность, малая потребляемая мощность, малые габариты и вес и др.).

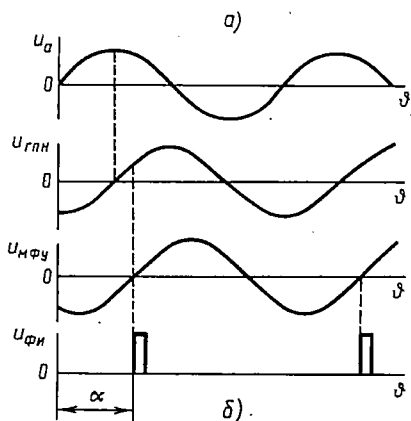
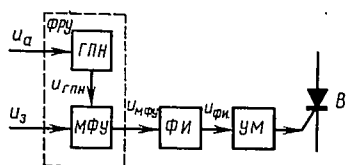
В зависимости от того, как вырабатываются управляющие импульсы для каждого вентиля преобразователя — одним блоком или отдельными блоками, — системы управления подразделяются на одно- и многоканальные; в зависимости от способа изменения фазы управляющего импульса системы управления подразделяются на горизонтальные, вертикальные, дискретные и цифровые.

Горизонтальный метод управления

При горизонтальном методе управления формирование управляющего импульса осуществляется в момент перехода синусоидального напряжения через нуль, а изменение его фазы обеспечивается изменением фазы синусоидального напряжения, т. е. смещением его по горизонтали.

На рис. 10.11, а приведена структурная схема одного канала многоканальной системы управления, использующей горизонтальный метод управления. Принцип работы схемы заключается в следующем.

Генератор переменного напряжения ГПН выдает синусоидальное напряжение, находящееся в определенном фазовом соотношении с



анодным напряжением вентиля данного канала (рис. 10.11, б). Обычно при $m_2 > 3$ в качестве переменного напряжения берется напряжение соответствующей фазы сети (для трехфазной мостовой схемы сдвинутое на 90° относительно анодного напряжения вентиля). С выхода мостового фазовращательного устройства МФУ сдвинутое по фазе напряжение поступает на формирователь импульсов ФИ, где в момент перехода синусоиды через нуль формируется импульс управления, который затем усиливается усилителем мощности УМ. Угол сдвига фаз регулируется изменением напряжения задатчика U_3 . ГПН и МФУ образуют фазорегулирующее устройство ФРУ.

Рис. 10.11. Структурная схема горизонтальной системы управления (а) и диаграмма, поясняющая ее работу (б)

Горизонтальный метод управления не нашел широкого распространения, так как мостовые фазовращатели критичны к форме и частоте подаваемого напряжения,

а использование в качестве регулируемого активного сопротивления транзисторов приводит к нарушению симметрии формируемых импульсов. Последний недостаток может быть устранен, если применять общее регулируемое сопротивление (транзистор) для всех каналов.

Вертикальный метод управления

При вертикальном методе управления формирование управляющего импульса производится в результате сравнения на нелинейном элементе величин переменного (синусоидального, пилообразного, треугольного) и постоянного напряжений. В момент, когда эти напряжения становятся равными и их разность изменяет знак, происходит формирование импульса. Фазу импульса можно регулировать, изменяя величину постоянного напряжения. В качестве нелинейного элемента обычно применяют транзистор.

На рис. 10.12, а представлена схема простейшего устройства, формирующего импульсы, построенная по вертикальному методу. Это схема транзисторного усилителя с общим эмиттером. Время включения транзистора зависит от крутизны нарастания входного тока, его

величины и коэффициента усиления транзистора. Для уменьшения времени включения применяют усилители с положительной обратной связью или блокинг-генераторы.

Входное напряжение транзистора T в простейшем устройстве определяется алгебраической суммой постоянного напряжения u_y и переменного напряжения u_{\sim} . На участке Oa (рис. 10.12, б) на базу транзистора подается отрицательный потенциал, поэтому транзистор находится в проводящем состоянии, э. д. с. источника E_k приложена к нагрузке R_H , выходное напряжение равно нулю.

В точке a входное напряжение в базовой цепи транзистора меняет знак, транзистор закрывается. В результате э. д. с. коллекторной цепи E_k прикладывается к переходу коллектор — эмиттер. При этом та же э. д. с. прикладывается к дифференцирующей цепочке RC , в результате на резисторе R появляется импульс напряжения. В точке b транзистор открывается, э. д. с. E_k снимается с дифференцирующей цепочки, на резисторе R опять возникает импульс напряжения. Так формируются управляющие импульсы. Фаза этих импульсов изменяется при изменении величины постоянного напряжения u_y .

Импульсы, формируемые данным устройством, подаются затем на усилитель мощности системы управления. Для обеспечения большего диапазона регулирования фазы управляющего импульса в качестве переменного напряжения используют напряжение треугольной или пилообразной формы. Одна из схем генератора с выходным напряжением треугольной формы представлена на рис. 10.13, а. Треугольное напряжение (рис. 10.13, б) формируется на конденсаторе C , который заряжается неизменным за полупериод по величине током i , определяемым активно-индуктивной нагрузкой выпрямителя.

На рис. 10.14, а представлена схема ждущего блокинг-генератора с насыщающимся сердечником, в котором используется метод вертикального управления. В момент ϑ_0 , когда переменное напряжение u_{\sim} становится равным постоянному напряжению u_y , транзистор начинает открываться. Обмотка $\omega_{0,c}$ осуществляет положительную обратную

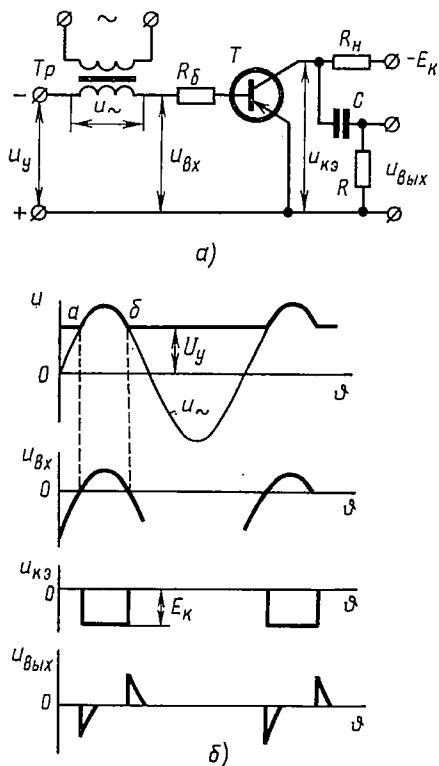


Рис. 10.12. Формирователь управляющего импульса по вертикальному методу:

a — схема транзисторного усилителя с общим эмиттером; b — временные диаграммы

связь, поэтому происходит лавинообразное нарастание базового и коллекторного токов. Такое нарастание тока обеспечивает быстрое переключение транзистора. Импульсный трансформатор под действием напряжения, равного $E_K - U_K$, перемагничивается и на выходе генерируется импульс напряжения. Во время насыщения трансформатора коллекторный ток ограничивается сопротивлением резистора R_K . В момент ϑ_2 транзистор закрывается. Дiod B_2 защищает транзистор от перенапряжения при его выключении.

В связи с тем, что в системе управления, построенной по вертикальному методу,

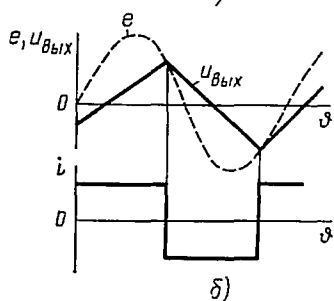
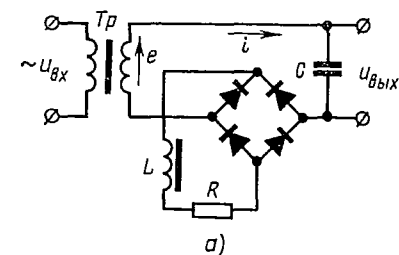


Рис. 10.13. Генератор с выходным напряжением треугольной формы:
а — схема; б — временные диаграммы

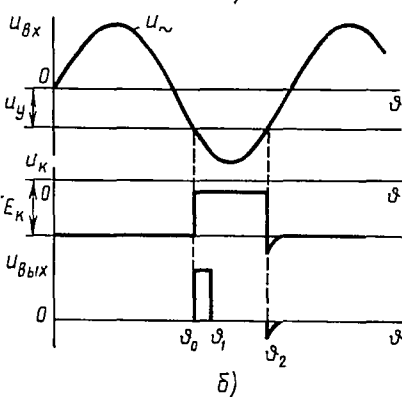
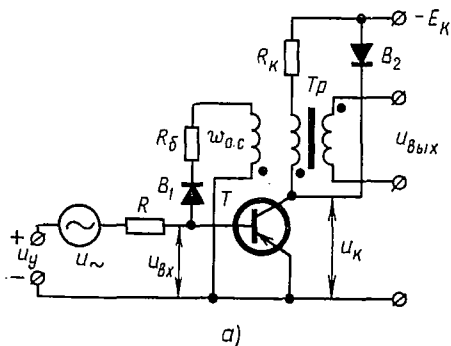


Рис. 10.14. Ждущий блокинг-генератор с насыщающимся сердечником:
а — схема; б — временные диаграммы

формирование импульса происходит в момент сравнения переменного и постоянного напряжений, всякое искажение формы кривой питающей сети (генератора переменного напряжения) будет приводить к ухудшению работы системы. Кроме того, система требует специальных устройств сравнения, т. е., по сути дела, усилителей постоянного тока. Для улучшения работы системы в качестве переменного напряжения применяют напряжение пилообразной или треугольной формы.

Системы управления, построенные по вертикальному методу, в настоящее время находят широкое применение.

Дискретный и цифровой методы управления

Частота пульсации выпрямленного напряжения выпрямителей превышает частоту напряжения питающей сети в m_2 раз. Необходимую последовательность управляющих импульсов с данной частотой можно выработать в автономном импульсном генераторе и затем распределить импульсы по соответствующим вентилям. Это и будет дискретная система управления (рис. 10.15) [53].

Задающий генератор $ЗГ$ вырабатывает импульсы, которые распределяются по фазам вентиляльного преобразователя $ВП$ с помощью распределителя импульсов $РИ$. При отсутствии отклонения выходного напряжения $ВП$ от напряжения заданного на входе усилителя $У$, нет сигнала рассогласования, и $ЗГ$ вырабатывает импульсы, частота которых в m_2 раз выше частоты питающей сети. Если сигнал обратной связи отклонен от задающего напряжения, то усиленный разностный сигнал воздействует на фазу импульсов $ЗГ$ таким образом, что выходное

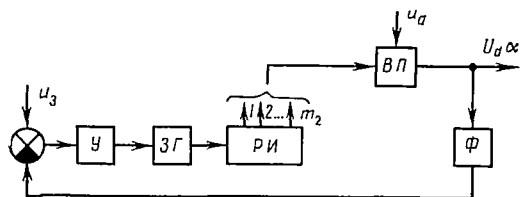


Рис. 10.15. Структурная схема дискретной системы управления

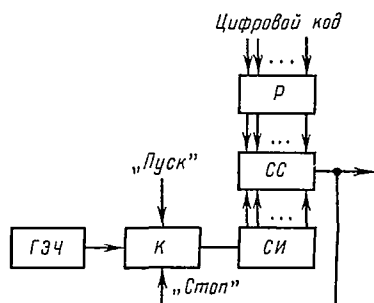


Рис. 10.16. Структурная схема преобразователя код — фаза

напряжение $ВП$ возвращается к заданной величине. Фильтр Φ в цепи обратной связи служит для сглаживания выходного напряжения $ВП$ и выделения постоянной составляющей. Роль синхронизатора фазы управляющих импульсов в дискретной системе управления выполняет цепь обратной связи.

Если $ВП$ является звеном общей системы автоматического регулирования, то для обеспечения высокой точности и качества работы можно перейти от систем с аналоговыми величинами к системам с величинами, представленными цифровым кодом.

Цифровая система управления вырабатывает в цифровой форме код фазы управляющих импульсов и преобразует его в фазу импульсов.

Цифровые коды фазы управляющих импульсов хранятся в запоминающем устройстве цифровой системы управления $ВП$, откуда они поступают на преобразователь цифрового кода фазы. Один из вариантов такого преобразователя показан на рис. 10.16 [53].

Принцип работы схемы заключается в следующем. Цифровой код фазы управляющих импульсов, поступающий от запоминающего устройства, записывается в регистре P . В момент времени, когда на аноде соответствующего вентиля появляется положительное анодное напряжение ($\alpha = 0$), открывается ключевая схема K по выходу «пуск»

и счетчик импульсов *СИ* начинает считать импульсы, поступающие от генератора эталонной частоты *ГЭЧ*. Число импульсов в счетчике *СИ* считается в том же коде, в котором представлена цифра в регистре *Р*. При равенстве числа счетчика с числом, записанным в регистре *Р*, схема совпадения *СС* выдает импульс, фаза которого (относительно момента времени $\alpha = 0$) будет пропорциональна числу, записанному в регистре *Р*, а следовательно, и числу импульсов, сосчитанных счетчиком *СИ*. Выходной импульс схемы совпадения *СС* закрывает ключевую схему *К* по входу «стоп», и счет импульсов прекращается. При этом счетчик импульсов *СИ* устанавливается в исходное положение, и схема готова к следующему циклу преобразования.

Такой преобразователь код — фаза позволяет записывать в регистре *Р* текущее значение фазы непрерывно (параллельным кодом).

Несмотря на сложность цифровых систем управления, они найдут широкое применение в недалеком будущем благодаря высокой точности и быстродействию, что позволит качественно улучшить работу вентильных преобразователей.

§ 10.4. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Работа автономного инвертора и преобразователя частоты с искусственной коммутацией во многом определяется системой управления, вырабатывающей управляющие импульсы на включение вентилей с частотой, равной выходной частоте схемы.

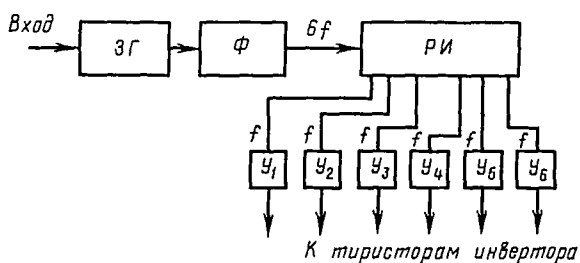


Рис. 10.17. Структурная схема системы управления трехфазного мостового инвертора с отсекающими диодами

Рассмотрим типовые системы управления параллельного инвертора с отсекающими диодами (см. рис. 8.24). Структурная схема системы (рис. 10.17) состоит из задающего генератора *ЗГ*, формирователя *Ф*, распределителя импульсов *РИ* и выходных усилителей $У_1 \div У_6$.

Задающий генератор выполняется либо с нерегулируемой, либо с регулируемой частотой. В качестве *ЗГ* можно использовать однофазные *RC*- или *LC*-генераторы синусоидальных колебаний, многофазные *RC*-генераторы, мультивибраторы, блокинг-генераторы, генераторы на однопереходных транзисторах, кварцевые генераторы.

Применение того или другого типа задающего генератора зависит от диапазона изменения выходной частоты и ее стабильности. В настоящее время большое распространение получили задающие генераторы на однопереходных транзисторах.

Однопереходный транзистор (ОПТ) — это полупроводниковый прибор с одним $p-n$ -переходом и тремя электродами — эмиттером э, базой b_1 и базой b_2 (рис. 10.18, а). Переход между базами b_1 и b_2 представляет собой обычное линейное сопротивление.

Если напряжение $u_э$ между эмиттером и базой b_1 достигает пикового значения, определяемого равенством $u_{э \max} = \eta u_{бб}$, где $u_{бб}$ — напря-

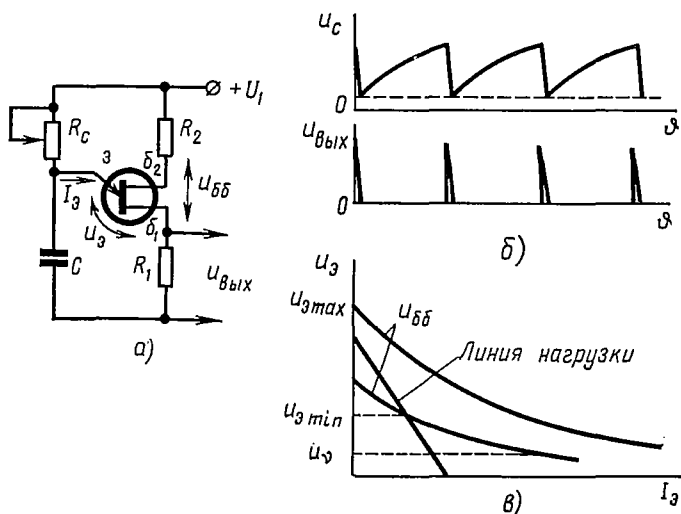


Рис. 10.18. Задающий генератор на однопереходном транзисторе (а), временные диаграммы (б) и эмиттерные характеристики (в)

жение между базами b_2 и b_1 , а η — собственное отношение задержки, являющееся определенным числом, то первоначально запертый переход между эмиттером и базой b_1 переключается в состояние с низким динамическим сопротивлением (порядка $5 \div 20 \text{ ом}$). Поэтому схема рис. 10.18, а, собранная на ОПТ, работает по существу как релаксационный генератор. Конденсатор C заряжается от питающего напряжения U_1 через резистор R_c , а разряжается через нагрузочный резистор R_1 , на котором и формируется управляющий импульс (рис. 10.18, б). При $U_э = U_{э \min}$ (это равенство определяется точкой пересечения линии нагрузки эмиттера со статической эмиттерной характеристикой, рис. 10.18, в), эмиттер перестает проводить ток, конденсатор начинает подзаряжаться, и весь процесс повторяется сначала. Однопереходный транзистор температурно стабильный. Для обеспечения точной температурной компенсации используется резистор R_2 . Выбор величины сопротивления зависит от типа ОПТ, но его значение должно быть не меньше 100 ом .

Частота выходных импульсов f равна $\frac{1}{T}$, где

$$T = 2,3R_C C \lg \frac{1}{1-\eta}. \quad (10.16)$$

Обычно $C = 0,01 \div 0,5$ мкф, $U_1 = (5 \div 35)$ в, $\eta = \frac{U_{э\max}}{U_{бб}} = 0,5 \div 0,75$.

Величину R_C выбирают из условия обеспечения генерации импульсов. Для этого линия нагрузки должна пересекать эмиттерную характеристику в левой, более крутой части, с тем, чтобы выполнялось неравенство $U_{э\min} > U_1$ (рис. 10.18, в). Частоту переключения ОПТ можно изменять с помощью регулирования величины сопротивления R_C .

Формирователь Φ (см. рис. 10,17) формирует из синусоидального напряжения $3Г$ прямоугольные импульсы. В качестве формирователя используются различные типы усилителей-ограничителей. Если в качестве $3Г$ применяются генераторы прямоугольных импульсов, то формирователь отсутствует.

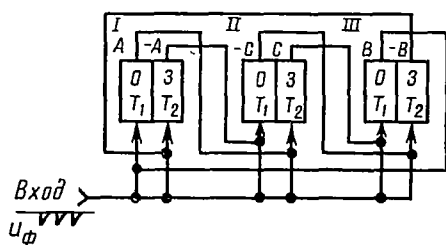


Рис. 10.19. Распределитель импульсов на трех триггерах

Задующий генератор и формирователь, как правило, представляют собой одноканальную систему. Для работы трехфазного мостового инвертора требуется шесть одинаковых последовательностей импульсов, сдвинутых между собой во времени на угол $\frac{\pi}{3}$. Поэтому $3Г$ вырабатывает напряжение с частотой, превышающей частоту выходного напряжения инвертора в 6 раз.

Распределитель импульсов $РИ$ распределяет поступающие на него импульсы с частотой $6f$ по шести каналам, так что на выходе каждого канала получаем частоту f , а сдвиг по фазе между каналами составляет $\frac{\pi}{3}$.

В качестве распределителя импульсов используются кольцевые пересчетные схемы, выполненные на триггерах, на феррит-транзисторных или феррит-диодных ячейках, на однопереходных транзисторах, на динисторах или тиристорах, на магнитных элементах, на двухтактных автогенераторах с реостатно-емкостными связями, на двухтактных блокинг-генераторах и т. п. Принцип действия всех пересчетных схем одинаков и заключается в том, что они делят входную частоту в число раз, равное числу каналов управления.

Рассмотрим работу распределителя импульсов, состоящего из триггеров I, II, III (рис. 10.19).

Предположим, что в исходном состоянии (момент времени ϕ_0) левые транзисторы (T_1) всех триггеров открыты (О), а правые (T_2) — закрыты (З). При подаче на общий вход распределителя импульсов

отрицательного (положительного) импульса от формирователя импульсов (u_ϕ) произойдет переброс триггера I из первого состояния во второе, т. е. транзистор T_1 закроется, а транзистор T_2 откроется. Триггеры II и III останутся в прежнем состоянии ввиду того, что смещение на базе транзистора T_2 триггера I оказывается больше по абсолютной величине, чем на других базах закрытых транзисторов триггеров II и III. Это происходит потому, что база транзистора T_2 триггера I соединена с коллектором закрытого транзистора T_2 триггера III, в то время как базы остальных транзисторов соединены с коллекторами открытых транзисторов.

После переброса триггера I напряжение на коллекторе транзистора T_2 упадет практически до нуля, а напряжение на коллекторе T_1 возрастет до напряжения источника питания. При этом отрицательное смещение на базе транзистора T_2 триггера II увеличится по абсолютной величине по сравнению со всеми закрытыми транзисторами. Поэтому

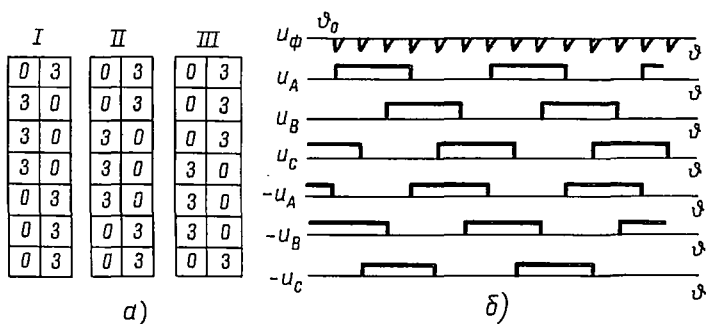


Рис. 10.20. Таблица состояний триггеров распределителя импульсов при подаче на его вход отпирающих импульсов (а) и временные диаграммы напряжений на коллекторах отдельных транзисторов триггеров распределителя импульсов (б)

следующий импульс перебросит триггер в противоположное состояние.

На рис. 10.20 приведены таблицы переброса триггеров (а) и временные диаграммы напряжений (б) на коллекторах отдельных транзисторов триггеров распределителя импульсов.

Из диаграммы видно, что выходные напряжения u_A , u_B , u_C распределителя импульсов имеют прямоугольную форму и сдвинуты относительно друг друга на 120 электрических градусов, а напряжения $-u_A$, $-u_B$, $-u_C$ сдвинуты по отношению к указанным выше напряжениям соответственно на 180 электрических градусов.

Распределители импульсов с кольцевыми пересчетными схемами позволяют создать многофазную систему импульсов и четко фиксировать управляющие импульсы во времени.

Многофазную систему импульсов можно получить и при помощи фазосдвигающих цепей, в которых используются различные реактивные элементы. Однако в этом случае трудно обеспечить высокую симметрию управляющих импульсов, а следовательно, и выходных напряжений вентильного преобразователя. Кроме того, элементы фазосдвигающих цепей нуждаются в индивидуальной настройке.

В случае, если выходное напряжение инвертора регулируется широтно-импульсным способом, в схему управления вводится широтно-импульсный модулятор (ШИМ).

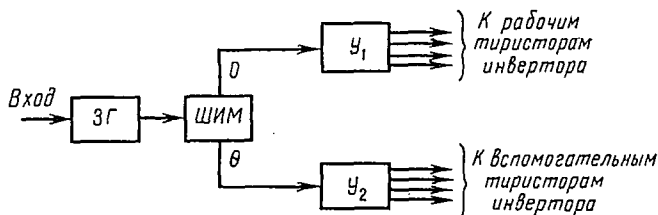


Рис. 10.21. Структурная схема системы управления однофазного мостового инвертора с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения

В качестве примера рассмотрим структурную схему системы управления однофазного мостового инвертора с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения (рис. 10.21).

При таком регулировании выходного напряжения инвертора необходимо иметь две системы импульсов управления, сдвинутых на угол θ ; одну для рабочих тиристоров, а другую — для вспомогательных. Относительный сдвиг импульсов управления осуществляется

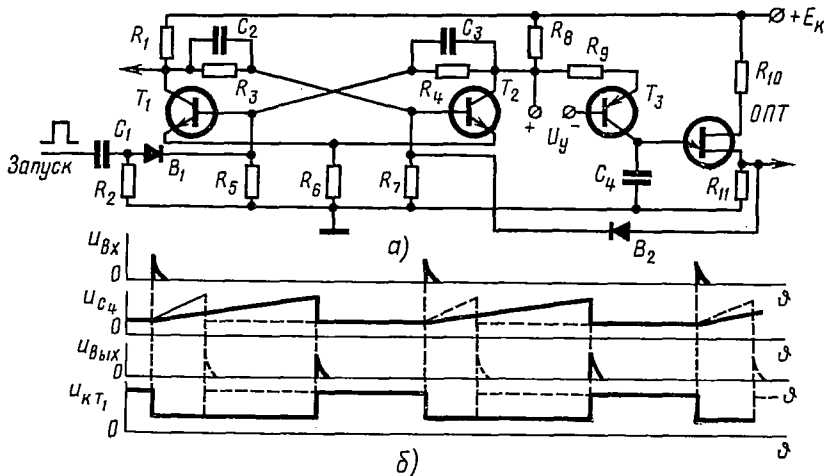


Рис. 10.22. Принципиальная схема ШИМ на ОПТ (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б)

с помощью ШИМ, представляющего собой фазосдвигающее устройство. Фазосдвигающее устройство может быть выполнено на управляемых мультивибраторах с реостатно-емкостными или магнитными связями, на магнитных усилителях, на генераторах, использующих вертикальный или горизонтальный метод управления, на многоустойчивых фазоимпульсных элементах, на управляемых блокинг-генераторах, на однопереходных транзисторах и др.

На рис. 10.22, а приведена одна из схем, которая позволяет получить требуемую задержку импульсов управления относительно опорных импульсов синхронизации.

Схема состоит из триггера и каскада временной задержки. Каскад временной задержки содержит времязадающую цепь, состоящую из эмиттерного повторителя T_3 , накопительного конденсатора C_4 , а также порогового элемента, в качестве которого используется однопереходный транзистор ОПТ. С приходом запускающего импульса триггер изменяет состояние равновесия, и конденсатор C_4 начинает заряжаться коллекторным током транзистора T_3 . Если коэффициент усиления транзистора T_3 достаточно высок и $I_{кТ_3} \approx I_{эТ_3}$, а если также величины обратного тока эмиттерного перехода однопереходного транзистора и токов утечки в схеме малы и ими можно пренебречь, то выражение для напряжения на конденсаторе C_4 имеет вид

$$u_C = \frac{i_C t}{C_4} + U_{нач} \frac{u_{вх} t}{R_0 C_4} + U_{нач}, \quad (10.17)$$

где i_C — коллекторный ток транзистора T_3 ;
 $U_{нач}$ — начальное напряжение на конденсаторе C_4 .

Включение ОПТ произойдет, когда напряжение на конденсаторе C_4 достигнет пикового напряжения $U_{пик}$ (порог срабатывания):

$$u_C = U_{пик} = \eta u_{66} + \frac{E_k R_{11}}{R_{66} + R_{10} + R_{11}}, \quad (10.18)$$

где u_{66} — межбазовое напряжение;
 η — собственное отношение задержки ОПТ;
 E_k — напряжение источника питания.

Решая уравнения (10.17) и (10.18), можно определить время задержки выходного импульса относительно импульса синхронизации:

$$t = \frac{\left(\eta u_{66} + \frac{E_k R_{11}}{R_{66} + R_{10} + R_{11}} - U_{нач} \right) R_0 C_4}{u_{вх}}. \quad (10.19)$$

На рис. 10.22, б приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы ШИМ на ОПТ. Преимущества применения данной схемы в преобразовательных устройствах заключаются в том, что она позволяет получать как короткие, так и продолжительные импульсы управления, причем длительность импульсов пропорциональна напряжению управления.

В случае применения аналогичных схем управления для многофазных преобразователей с распределителями импульсов, построенными на кольцевых пересчетных схемах, одновременно с делением частоты 3Γ в 6 раз происходит деление угла регулирования, что сужает диапазон изменения угла θ , например, для трехфазного мостового инвертора, до 60 электрических градусов.

Чтобы не уменьшался диапазон изменения регулирования, необходимо осуществлять фазовый сдвиг параметрическим путем с помощью нелинейных или логических элементов.

УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Нормальная работа современных радиоэлектронных устройств во многом определяется источником электропитания. Источники электропитания весьма разнообразны; выбор того или иного из них определяется потребляемой мощностью (мощность таких источников обычно находится в пределах от единиц ватт до $200 \div 300 \text{ вт}$), видом и характером питаемого радиоэлектронного устройства, а также условиями его эксплуатации.

Для питания радиоэлектронной аппаратуры используются сети переменного тока промышленной и повышенной частоты, сети постоянного тока с различными напряжениями, непосредственные преобразователи световой и тепловой энергии и др.

Наиболее распространенным способом электропитания является выпрямление переменного тока.

В общем случае источник электропитания состоит из трансформатора, выпрямителя, сглаживающего фильтра и стабилизатора.

Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры должны обеспечивать:

- 1) нормальную работу питаемого устройства без нарушения режима его работы;
- 2) заданный постоянный или переменный стабильный ток (напряжение);
- 3) максимальный к. п. д. и надежность при минимальных габаритах и весе;
- 4) длительный срок службы.

В качестве выпрямителя в источнике электропитания могут применяться схемы выпрямителей однофазного и трехфазного типа при различной реакции нагрузки (см. гл. 3.4).

В маломощных источниках электропитания наибольшее распространение получили однофазные выпрямители с емкостным фильтром.

§ 11.1. СХЕМЫ ОДНОФАЗНОГО ПИТАНИЯ С АКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

Однополупериодный выпрямитель

Схема выпрямителя и временные диаграммы его работы изображены на рис. 11.1, *а*, *б*. Построение временных диаграмм произведено без учета индуктивности трансформатора L_a , но с учетом потерь в обмотках трансформатора выпрямителя (r_a).

Работа выпрямителя в установившемся режиме характеризуется двумя интервалами — интервалом заряда конденсатора ($0 \div \vartheta_1$) и интервалом разряда конденсатора ($\vartheta_1 \div \vartheta_2$). В течение интервала $0 \div \vartheta_1$ э. д. с. вторичной обмотки трансформатора превышает э. д. с. конденсатора e_C , поэтому вентиль пропускает ток и конденсатор подзаряжается, напряжение на конденсаторе и равное ему выпрямленное напряжение повышаются до U_{C02} .

Как только зарядный ток вентиля i_2 станет равным нулю, наступает второй интервал $\vartheta_1 \div \vartheta_2$, в течение которого конденсатор C разряжается на нагрузку r_d , при этом $e_2 < e_C$.

В течение интервала разряда выпрямленное напряжение изменяется по экспоненциальному закону:

$$u_d = u_C = U_{C02} e^{-\frac{\vartheta}{\omega C r_d}}. \quad (11.1)$$

Форма кривой u_d зависит от величины постоянной времени цепи разряда $\tau = C r_d$. Чем больше величина τ , тем более «жесткая» кривая u_d , а следовательно, тем больше среднее значение выпрямленного напряжения.

Разряд конденсатора прекратится в момент ϑ_2 , когда э. д. с. e_2 станет равной э. д. с. e_C . При этом на конденсаторе будет остаточное напряжение U_{C01} . С этого момента опять начнется подзаряд конденсатора.

Закономерности изменения напряжения $u_C = u_d$ и тока i_2 в течение интервала, когда конденсатор подзаряжается, определяются из системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} e_2 &= r_a i_2 + u_C, \\ u_C &= r_d i_d, \\ i_2 &= i_C + i_d. \end{aligned} \right\} \quad (11.2)$$

Аналитические выражения для i_2 и u_C при решении системы уравнений (11.2) получаются громоздкими, поэтому они мало пригодны для практического использования. На практике расчет ведут упрощенным методом, рассмотренным ниже.

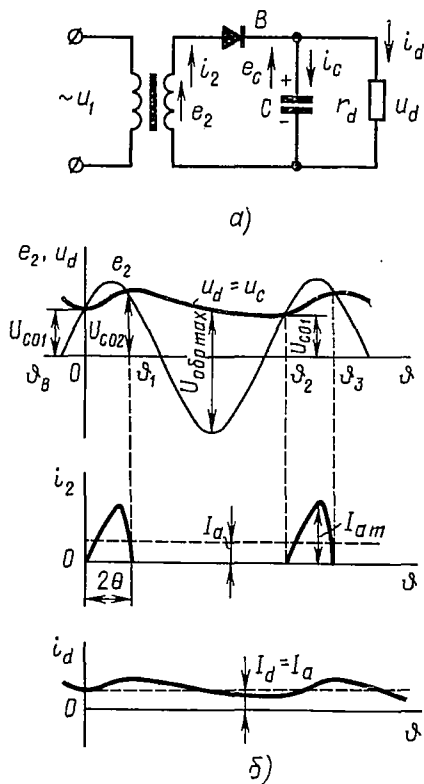


Рис. 11.1. Однофазный однополупериодный выпрямитель при активном-емкостной нагрузке:

а — схема; б — временные диаграммы

При этом величина θ рассматривается как основной параметр выпрямителей с активно-емкостной нагрузкой. Ее принято называть углом отсечки. Удвоенное значение угла отсечки определяет время, в течение которого протекает ток в вентиле при заряде конденсатора.

Однофазный однополупериодный выпрямитель при активно-емкостной нагрузке имеет такие же недостатки, как и при активной нагрузке, поэтому применяется редко.

Однофазный мостовой выпрямитель

В мостовой схеме (рис. 11.2, а) полный цикл заряда конденсатора происходит за половину периода питающего напряжения. В результате кривая выпрямленного напряжения получается более сглаженной.

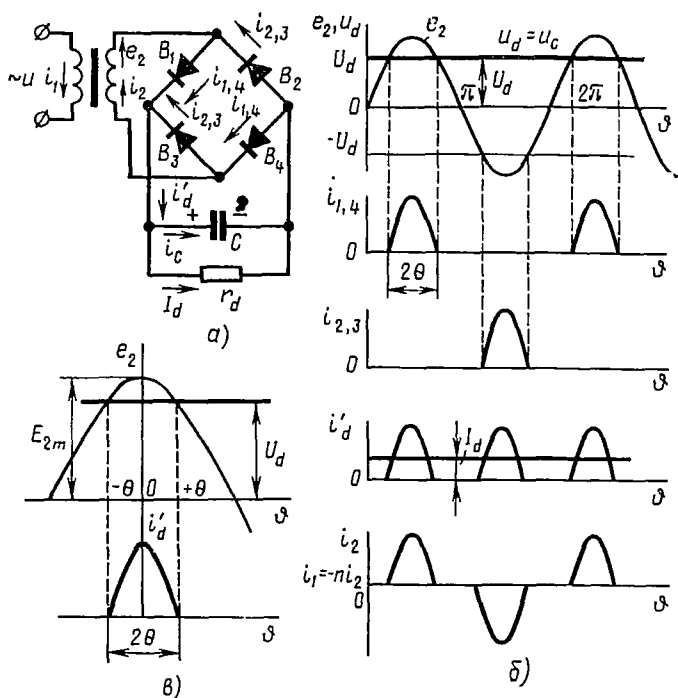


Рис. 11.2. Однофазный мостовой выпрямитель при активно-емкостной нагрузке ($r_a \neq 0, L_a = 0, C = \infty$):

а — схема выпрямителя; б — временные диаграммы; в — вспомогательные временные диаграммы для определения угла отсечки

Применим упрощенную методику анализа, вполне пригодную для инженерных расчетов, полагая, что величина емкости фильтра бесконечно велика. При таком допущении пульсации в выпрямленном напряжении отсутствуют, напряжение на конденсаторе остается неизменным, равным U_d . Такой режим ничем не отличается от режима работы выпрямителя на противо-э. д. с. (например, зарядка аккумулятора).

Расчет основных параметров выпрямителя произведем, учитывая сопротивление r_a и сопротивление вентиля в прямом направлении r_{np} , полагая, что $L_a = 0$.

Временные диаграммы для рассматриваемого режима приведены на рис. 11.2, б.

Пульсирующий ток i'_d , подходящий к фильтру, при принятых допущениях распределится по параллельным ветвям следующим образом: переменная составляющая пройдет через конденсатор, представляющий бесконечно малое сопротивление для всех гармоник тока, а постоянная составляющая — через нагрузку r_d . Таким образом, ток нагрузки будет постоянным по величине, равным среднему значению пульсирующего тока i'_d .

В период заряда конденсатора ($-\theta \leq \vartheta \leq +\theta$) ток в вентиле

$$i'_d = \frac{e_2 - e_C}{r}, \quad (11.3)$$

где $e_2 = E_{2m} \cos \vartheta$ и $e_C = U_d = E_{2m} \cos \theta$ определяются согласно рис. 11.2, в, а $r = r_a + 2r_{np}$.

Ток нагрузки

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i'_d d\vartheta = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{E_{2m}}{r} (\cos \vartheta - \cos \theta) d\vartheta = \frac{2E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (11.4)$$

Подставляя в (11.4) значение $E_{2m} = \frac{U}{\cos \theta}$, получим

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi r} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = \frac{2U_d}{\pi r} A(\theta). \quad (11.5)$$

Величина $A(\theta)$ в (11.5) является функцией угла отсечки:

$$A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta. \quad (11.6)$$

Численное значение функции $A(\theta)$ может быть определено из выражения

$$A(\theta) = \frac{\pi r}{2} \cdot \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r}{r_d}, \quad (11.7)$$

где величина r_d обычно известна, а r выбирается ориентировочно, в зависимости от мощности трансформатора и типа вентиля выпрямителя.

Таким образом, ориентировочно подсчитав значение функции $A(\theta)$, затем по выражению (11.6), которое может быть представлено в виде графика рис. 11.3, а, определяют угол отсечки θ .

Все основные электрические параметры схемы могут быть выражены как функции угла отсечки, либо величины $A(\theta)$. Не давая выводы, представим эти функции.

Максимальное значение тока в вентиле

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta), \quad (11.8)$$

где

$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta}. \quad (11.9)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} I_d D(\theta), \quad (11.10)$$

где

$$D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi} [\theta (1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}{\sin \theta - \theta \cos \theta}. \quad (11.11)$$

Действующее значение э. д. с. вторичной обмотки

$$E_2 = U_d B(\theta), \quad (11.12)$$

где

$$B(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2 \cos \theta}. \quad (11.13)$$

Функции $F(\theta)$, $D(\theta)$ и $B(\theta)$ представлены графически на рис. 11.3, б, в.

Полная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$S_2 = E_2 I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} U_d I_d B(\theta) D(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2} B(\theta) D(\theta) P_d. \quad (11.14)$$

Мощность S_2 максимальна при $\theta = 37^\circ$, поэтому следует выбрать режим работы выпрямителя при значении угла $\theta = 35^\circ \div 45^\circ$, что соответствует $A(\theta) = 0,1 \div 0,2$.

Полная мощность вторичной обмотки и типовая мощность трансформатора равны друг другу.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по основной гармонике при конечном, но достаточно большом значении емкости конденсатора

$$K_{n(1)} = \frac{H(\theta)}{r \text{ (ом)} C \text{ (мкф)}}, \quad (11.15)$$

где

$$H(\theta) = \frac{2 \cdot 10^6}{m_n \omega \pi} \cdot \frac{\cos \theta \sin m_n \theta - m_n \cos m_n \theta \sin \theta}{(m_n - 1) \cos \theta}, \quad (11.16)$$

представлен графически на рис. 11.3, г при различной кратности пульсаций m_n (для однофазной мостовой схемы $m_n = 2$).

Выражение (11.15) позволяет также по заданному коэффициенту пульсаций $K_{n(1)}$ определить необходимую величину емкости конденсатора.

Внешняя характеристика выпрямителя определяется уравнениями:

$$U_d = E_{2m} \cos \theta, \quad (11.17)$$

$$I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

В относительных единицах это будет функция

$$\cos \theta = f(\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (11.18)$$

представленная графически на рис. 11.3, д.

Внешняя характеристика крутопадающая, поэтому не рекомендуется использовать выпрямитель для питания потребителей с переменной

нагрузкой, так как напряжение на выходе выпрямителя будет изменяться по величине.

Рассмотренная методика анализа выпрямителей пригодна, если $\frac{r}{\omega L_a} = 3 \div 4$. Для более мощных выпрямителей, при $\frac{r}{\omega L_a} < 3$, необ-

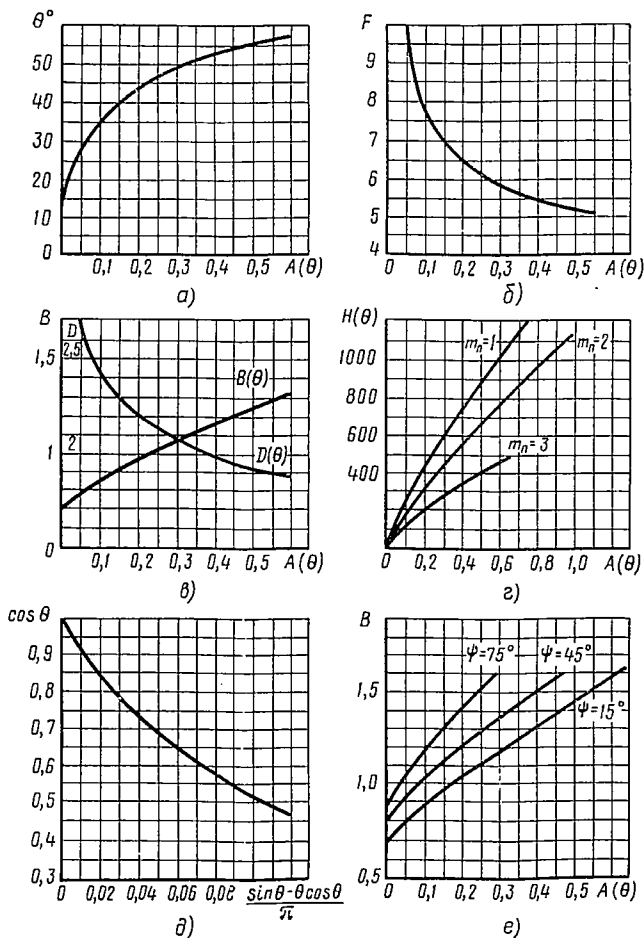


Рис. 11.3. Графические зависимости к инженерному расчету однофазного мостового выпрямителя при активностной нагрузке для определения:

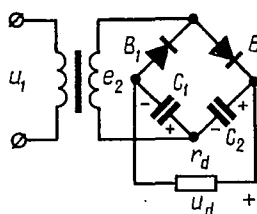
a — угла отсечки θ ; *б* — максимального значения тока в вентиле; *в* — действующего значения тока и э. д. с. вторичной обмотки трансформатора; *г* — коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения по основной гармонике; *д* — внешней характеристики в относительных единицах; *е* — действующих значений э. д. с. вторичной обмотки трансформатора с учетом индуктивности L_a

ходимо учитывать влияние индуктивности рассеяния L_a . Индуктивность L_a нужно учитывать и для выпрямителей малой мощности при повышенных частотах питающего напряжения.

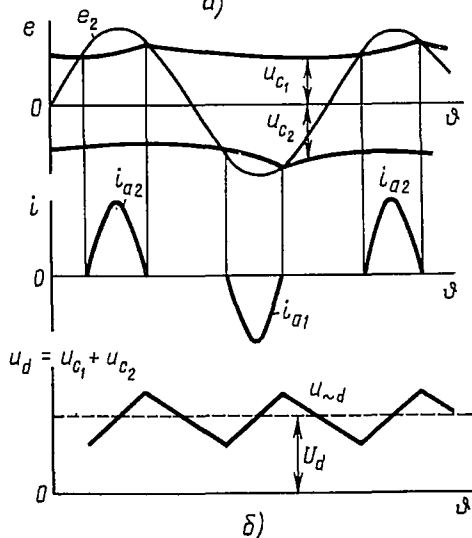
Индуктивность L_a способствует увеличению длительности зарядного тока конденсатора, что вызывает изменение формы кривой выпрямленного напряжения, а следовательно, и среднего значения выпрямленного напряжения. В результате функция $B(\theta) = \frac{E_2}{U_d}$ изменяется. На рис. 11.3, *e* приведено семейство функций $B(\theta)$, построенных для различных значений угла ψ , равного $\text{arctg} \frac{\omega L_a}{r}$. Изменения других функций с учетом величины L_a относительно малы, и их можно не учитывать при расчете.

Выпрямители с умножением напряжения

Схемы выпрямителей с умножением напряжения, или просто умножители напряжения, позволяют получить удвоенное, утроенное и т. д.



а)



б)

Рис. 11.4. Симметричный удвоитель напряжения:

а — схема; б — временные диаграммы

приодных выпрямителей. Конденсатор C_1 заряжается через вентиль B_1 во время первой полуволны э. д. с. e_2 , а конденсатор C_2 — через вентиль B_2 во время второй полуволны э. д. с. e_2 . При равенстве

напряжению по сравнению с напряжением однополупериодного выпрямителя. Такие выпрямители применяются для питания маломощных высоковольтных устройств, потребляющих незначительный ток (несколько миллиампер): рентгеновские трубки, аноды высоковольтных электроннолучевых трубок и др.

Принцип работы умножителей напряжения основан на использовании нескольких конденсаторов, каждый из которых заряжается от одной и той же обмотки трансформатора через соответствующий вентиль. По отношению к нагрузке конденсаторы оказываются включенными последовательно, и их напряжения суммируются.

Схемы умножения можно использовать и с бестрансформаторным включением в сеть переменного тока.

Различают симметричные и несимметричные схемы умножения напряжения.

Симметричная схема удвоения напряжения (рис. 11.4, а) состоит из двух однополупе-

емкостей конденсаторов C_1 и C_2 напряжение на нагрузке при холостом ходе равно удвоенному значению напряжения на конденсаторе. В реальных условиях (при нагрузке) в связи с тем, что заряд одного конденсатора сопровождается одновременным разрядом другого через сопротивление нагрузки, это напряжение несколько меньше. С целью получения меньшей разницы в выпрямленном напряжении при холостом ходе и нагрузке стремятся удовлетворить неравенствам $r_d C_1 \gg T$ и $r_d C_2 \gg T$, где T — период питающего напряжения.

Пульсации выпрямленного напряжения (рис. 11.4, б) имеют удвоенную частоту по отношению к частоте питающего напряжения. При холостом ходе среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{d0} = 2E_{2m} = 2,82E_2. \quad (11.19)$$

Расчет такого выпрямителя можно произвести по упрощенной методике, рассмотренной выше; в этом случае расчетное напряжение необходимо брать вдвое меньше напряжения на нагрузке, величины функций $B(\theta)$, $D(\theta)$, $F(\theta)$ определять при $m_n = 1$, а величину функции $H(\theta)$ — при $m_n = 2$.

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле в симметричной схеме удвоения напряжения равно среднему значению выпрямленного напряжения.

В несимметричной схеме удвоения напряжения (рис. 11.5) два однополупериодных выпрямителя питаются от разных по величине напряжений.

В первый полупериод заряжается конденсатор C_1 через вентиль B_1 под действием э. д. с. e_2 . Во второй полупериод — конденсатор C_2 через вентиль B_2 под действием суммы э. д. с. e_2 и e_{C1} , совпадающих по направлению. В результате напряжение на конденсаторе C_2 при холостом ходе оказывается в два раза выше, чем на конденсаторе C_1 , что нужно учитывать при выборе конденсаторов. Обратные напряжения на вентилях при холостом ходе достигают значения удвоенной амплитуды э. д. с. трансформатора. Частота пульсаций выпрямленного напряжения равна частоте напряжения питающей сети.

Так как один из выводов обмотки трансформатора соединен с отрицательным полюсом нагрузки, то возможно его заземление, что является положительным свойством схемы.

Дальнейшим развитием несимметричного удвоителя напряжения является схема умножения напряжения (рис. 11.6), в которой добавлены цепочки из вентиля и конденсатора $B_3 - C_3$, $B_4 - C_4$ и т. д.

Здесь на конденсаторе C_1 при холостом ходе напряжение равно E_{2m} , а на всех последующих конденсаторах $2E_{2m}$. Данная схема умножает напряжение источника в несколько раз. Это несимметричная схема умножения напряжения второго рода.

На рис. 11.7 представлена несимметричная схема умножения напряжения первого рода.

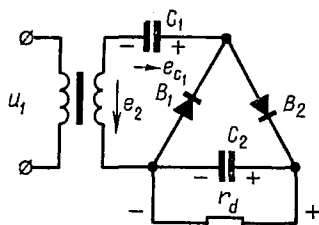


Рис. 11.5. Несимметричный удвоитель напряжения

Отличительной особенностью схемы является то, что умноженное в p раз напряжение снимается с одного конденсатора C_p . Схема может использоваться также в качестве делителя напряжения, так как дает набор выпрямленных напряжений при холостом ходе от E_{2m} до pE_{2m} .

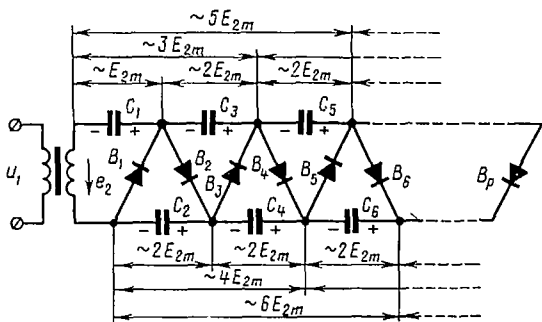


Рис. 11.6. Несимметричный умножитель напряжения второго рода

Нужно учитывать, что при нагрузке выходное напряжение в умножителе снижается.

Внешняя характеристика умножителя крутопадающая. Чтобы получить пологую внешнюю характеристику, рекомендуется выпол-

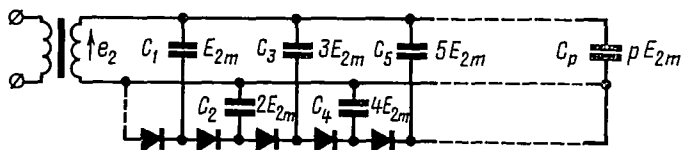


Рис. 11.7. Несимметричный умножитель напряжения первого рода

нять неравенство $C_1 > C_2 > C_3 > \dots > C_p$, т. е. выбирать емкость конденсатора из условия

$$s^2 C_s = \text{const}, \quad (11.20)$$

где s — порядковый номер конденсатора в схеме, а C_s — величина его емкости.

Данное условие обеспечивает одинаковую энергию, накапливаемую во время работы схемы каждым из конденсаторов.

§ 11.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

LC -фильтры просты и надежны в эксплуатации, однако их вес и габариты при питании радиоэлектронной аппаратуры могут существенно сказываться на общем весе и габаритах выпрямительного устройства, а также питаемой аппаратуры. Это объясняется тем, что габариты дросселя фильтра с ростом тока нагрузки резко возрастают. При этом

в результате насыщения сердечника дросселя постоянной составляющей выпрямленного тока индуктивность его уменьшается и фильтрующие свойства фильтра ухудшаются. Вредное влияние на питаемую радиоэлектронную аппаратуру оказывают магнитные поля рассеяния дросселя, выполняемого с воздушным зазором.

Ламповые и полупроводниковые фильтры не содержат сглаживающих дросселей и поэтому не имеют перечисленных недостатков.

В связи с тем, что транзисторные фильтры находят более широкое применение, чем ламповые, рассмотрим только их работу.

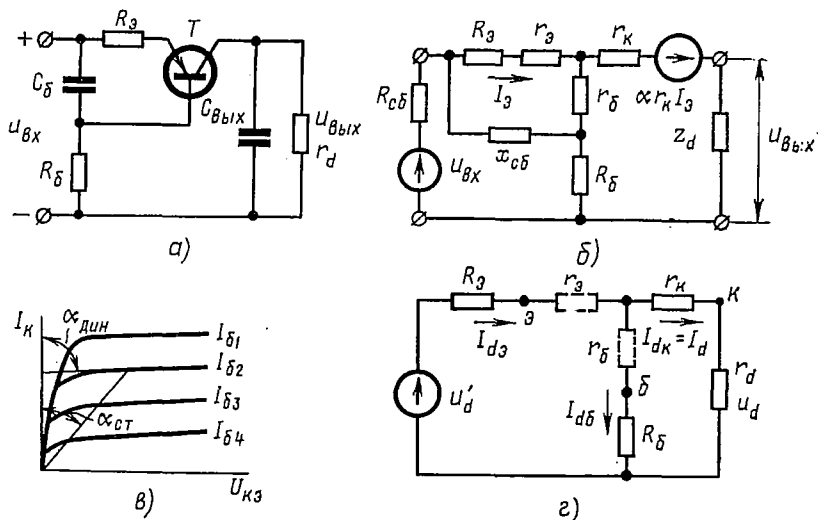


Рис. 11.8. Транзисторный фильтр с нагрузкой в коллекторной цепи:

a — принципиальная схема с фиксированным смещением напряжения на базе транзистора; *б* — эквивалентная схема по переменной составляющей; *в* — коллекторные характеристики транзистора; *г* — эквивалентная схема по постоянной составляющей

Коллекторная характеристика транзистора (рис. 11.8, *в*) подобна кривой намагничивания ферромагнитного сердечника дросселя. Поэтому транзистор может выполнять роль дросселя фильтра.

Транзисторные фильтры применяются при токах нагрузки до нескольких ампер и напряжениях, определяемых десятками вольт.

Схемы транзисторных фильтров различают в зависимости от способа подключения нагрузки. Это схемы с потребителем, включенным последовательно в цепь коллектора или эмиттера, либо параллельно транзистору.

Включение нагрузки в коллекторную цепь транзистора с общей базой без элементов C_6 , R_6 , R_3 (рис. 11.8, *a*) вызывает усиление пульсаций, которое учитывается в цепи нагрузки в виде э. д. с. $\alpha r_k I_3$, совпадающей по фазе с входным напряжением.

Включение в схему резистора R_3 позволяет значительно снизить э. д. с. $\alpha r_k I_3$ в коллекторной цепи, а включение элементов C_6 , R_6 ослабляет переменную составляющую пульсаций на входе транзистора.

На рис. 11.8, а, б представлена принципиальная схема фильтра с фиксированным смещением напряжения и ее эквивалентная схема по переменной составляющей.

Приведя эквивалентную схему к пассивному Т-образному четырех-полоснику, можно определить ток, а затем и амплитуду напряжения на нагрузке, после чего вычислить коэффициент фильтрации.

Коэффициент фильтрации при учете допущений

$$R_6 \gg r_6, r_k \gg r_6, R_6 \gg x_{c6}, r_k \gg x_{c6}, R_6 \gg z_d$$

определяется выражением

$$K_\Phi \approx \frac{r_k}{z_d} \cdot \frac{R_3 + r_3 + (1 - \alpha)(r_6 - jx_{c6})}{R_3 + r_3 + r_6 - jx_{c6} \left(1 + \frac{\alpha r_k}{R_6}\right)}. \quad (11.21)$$

Коэффициент передачи напряжения со входа на выход при допущении, что $r_3 = 0, r_6 = 0$, определится из эквивалентной схемы по постоянной составляющей (рис. 11.8, з):

$$\lambda \approx \frac{r_d I_{dк}}{R_3 I_{dз} + R_6 I_{dб}}. \quad (11.22)$$

Полагая, что обратный ток коллектора равен нулю, выражение (11.22) можно преобразовать:

$$\lambda \approx \frac{\alpha_0 r_d}{R_3 + (1 - \alpha_0) R_6}, \quad (11.23)$$

где α_0 — статический коэффициент усиления в схеме с общей базой.

Коэффициент сглаживания фильтра после некоторых упрощений имеет вид

$$K_{сг} = \lambda K_\Phi \approx r_k m_n \omega C_{вых} \frac{r_d}{R_6} \cdot \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}. \quad (11.24)$$

Емкость конденсатора фильтрующей входной цепочки определяется из выражения

$$C_6 = \frac{8 \left(1 + \frac{\alpha r_k}{R_6}\right)}{m_n \omega (1 - \alpha_0) R_6}, \quad (11.25)$$

где α — динамический коэффициент усиления.

Сопротивление резистора входной фильтрующей цепочки

$$R_6 = \frac{\alpha_0 (U_{dк} + U_d)}{(1 - \alpha_0) I_{dк}}, \quad (11.26)$$

где $U_{dк} \approx 3U_{dк \min} + K_{п(1)} U_d$.

В рассматриваемой схеме необходимое смещение напряжения на базе обеспечивается постоянной составляющей выпрямленного напряжения, не зависящей от режима работы коллекторной цепи, поэтому ее называют схемой с фиксированным смещением. Данная схема может работать только при небольших колебаниях температуры окружающей среды (порядка $+10 \div +20^\circ \text{C}$). Требуется индивидуальная настройка режима для каждого транзистора, используемого в этой схеме.

На рис. 11.9 представлена схема фильтра с автоматическим смещением напряжения на базе транзистора, которое автоматически изменяется при изменении режима работы коллекторной цепи.

Эта схема устойчиво работает при изменении температуры окружающей среды в широком диапазоне. Она мало чувствительна к изменению нагрузки и не требует индивидуальной настройки при замене транзистора. Но максимальный коэффициент сглаживания данной схемы почти в два раза меньше, чем в схеме с фиксированным смещением напряжения.

Фильтры с потребителем в коллекторной цепи применяют при малых нагрузках, когда $r_d \gg \frac{1}{m_{II} \omega C_{вых}}$, т. е. когда сопротивление нагрузки значительно больше выходного сопротивления фильтра.

При больших нагрузках выходное сопротивление фильтра становится соизмеримым с со-

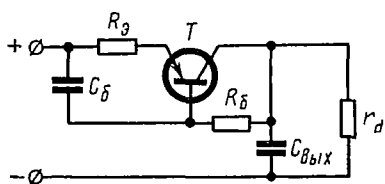


Рис. 11.9. Принципиальная схема транзисторного фильтра с автоматическим смещением напряжения и нагрузкой в коллекторной цепи

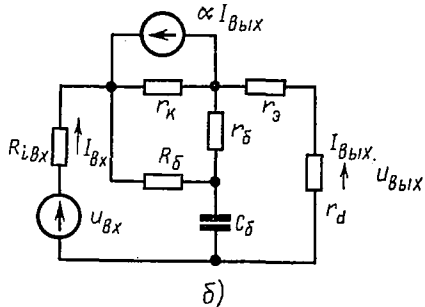
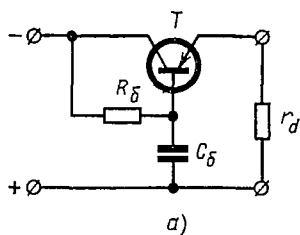


Рис. 11.10. Транзисторный фильтр с нагрузкой в эмиттерной цепи:

а — принципиальная схема с автоматическим смещением напряжения на базе транзистора; б — эквивалентная схема по переменной составляющей

противлением нагрузки и, следовательно, оказывает влияние на режим работы потребителя.

Для уменьшения выходного сопротивления транзисторный фильтр целесообразно составлять на основе эмиттерного повторителя, с включением потребителя в эмиттерную цепь (рис. 11.10, а). В результате выходное сопротивление фильтра становится минимальным, при этом коэффициент усиления по напряжению практически равен единице. Поэтому в таких схемах нет необходимости ослаблять действие э. д. с. в коллекторной цепи, вносимой эмиттерным током ($\alpha r_к I_э$).

В схеме рис. 11.10, а имеет место автоматическое смещение постоянной составляющей напряжения, подаваемого на базу транзистора. Поэтому фильтр может устойчиво работать при изменении температуры окружающей среды. Схема не требует индивидуальной настройки при замене транзистора.

Из эквивалентной схемы (рис. 11.10, б) следует, что переменная составляющая входного напряжения проходит через Г-образный RC-фильтр, у которого $R \approx \frac{r_k R_6}{r_k + R_6}$, $r_6 \approx 0$, $C = C_6$. Напряжение, отфильтрованное этим фильтром, передается из цепи базы в цепь нагрузки без усиления. Ток в цепи базы меньше тока в эмиттерной цепи в $\frac{1}{1-\alpha}$ раз. Поэтому выходное сопротивление такого фильтра (при $r_6 = 0$, $r_s = 0$) больше сопротивления конденсатора C_6 в $(1-\alpha)$ раз.

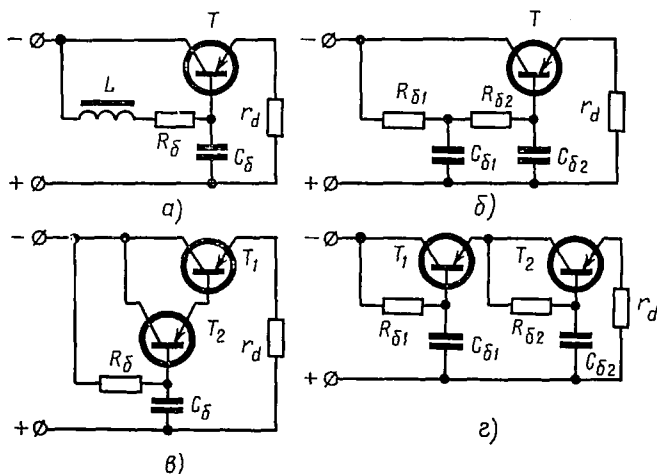


Рис. 11.11. Транзисторные фильтры с улучшенным коэффициентом сглаживания:

а — с дросселем во входной цепочке; б — с двухступенчатой фильтрующей цепочкой на входе; в — с составным транзистором; г — многоступенчатый фильтр

Приведем основные расчетные соотношения для фильтра, определяемые из эквивалентных схем по переменной и постоянной составляющим тока.

Коэффициент фильтрации (при $r_6 \approx 0$)

$$K_{\Phi} \approx \frac{r_k R_6}{(R_6 + r_k) x_{c6}}. \quad (11.27)$$

Коэффициент передачи напряжения

$$\lambda \approx \frac{r_d}{r_d + (1 - \alpha_0) R_6}. \quad (11.28)$$

Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{cr} \approx \frac{r_k R_6}{x_{c6} (R_6 + r_k)} \cdot \frac{r_d}{r_d + R_6 (1 - \alpha_0)}. \quad (11.29)$$

Сопротивление резистора входной фильтрующей цепочки

$$R_6 = \frac{U_{dk}}{I_{d3} (1 - \alpha_0)}. \quad (11.30)$$

Выходное сопротивление фильтра с учетом величин $r_б$ и $r_э$.

$$z_{\text{вых}} = r_э + (1 - \alpha) r_б - j(1 - \alpha) x_{сб}. \quad (11.31)$$

Следовательно, емкость $C_б$ действует точно так же, как емкость $\frac{C_б}{1 - \alpha}$, подключенная параллельно потребителю. Величина $\frac{1}{1 - \alpha}$ примерно равна $30 \div 70$, поэтому шунтирование нагрузки конденсатором дает тот же эффект, если величина емкости этого конденсатора будет порядка тысячи микрофард.

Коэффициент сглаживания рассматриваемого фильтра ниже, чем фильтра с нагрузкой в коллекторной цепи. Коэффициент сглаживания можно увеличить, если в схему последовательно с резистором $R_б$ ввести дроссель L (рис. 11.11, а), либо применить двухзвенную фильтрующую цепочку на входе (рис. 11.11, б), либо использовать составной транзистор (рис. 11.11, в), либо увеличить число звеньев (рис. 11.11, з).

Транзистор в схеме рис. 11.12 действует подобно электронной лампе при параллельном подключении нагрузки. Автоматическое смещение постоянного напряжения на базе транзистора производится с помощью резистора $R_б$. Переменная составляющая тока в базе изменяется с помощью элементов $R_{б1}$, $C_б$. Усиливаясь, эта составляющая вызывает переменное напряжение на резисторе R , которое оказывается в противофазе с входным переменным напряжением. В результате переменная составляющая напряжения на нагрузке ослабляется.

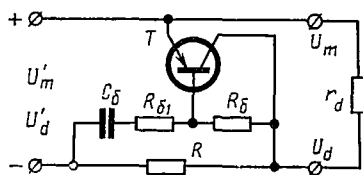


Рис. 11.12. Принципиальная схема фильтра с нагрузкой, включенной параллельно транзистору

Коэффициент фильтрации схемы

$$K_{\Phi} = \frac{1 + \frac{R}{r_б} + \frac{R}{1 - \alpha} \left(\frac{1}{r_к} + \frac{1}{R_б} \right)}{1 - \frac{R}{R_{б1}} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha}}. \quad (11.32)$$

Коэффициент сглаживания

$$K_{сг} = \frac{K_{\Phi}}{1 - \frac{R}{(1 - \alpha_0) R_б} + \frac{R}{r_d}}. \quad (11.33)$$

Выходное сопротивление

$$z_{\text{вых}} \approx R. \quad (11.34)$$

Особенности работы этого фильтра такие же, как и лампового. Действие транзистора аналогично действию эквивалентной емкости в RC -фильтре. Для схемы не опасны короткие замыкания потребителя.

§ 11.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ И КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

Многие электротехнические и радиэлектронные устройства питаются от источников, выходное напряжение или ток которых должны оставаться почти неизменными при изменении дестабилизирующих факторов в широких пределах.

В роли дестабилизирующих факторов могут быть колебания напряжения питающей сети, изменение частоты питающего напряжения, величины нагрузки, температуры и влажности окружающей среды и др.

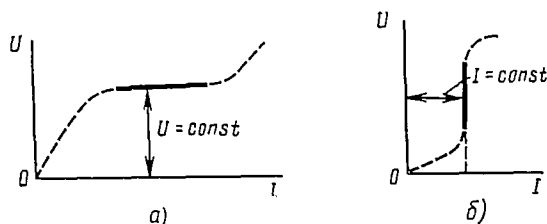


Рис. 11.13. Вольтамперные характеристики:
 а — параметрического стабилизатора напряжения;
 б — параметрического стабилизатора тока

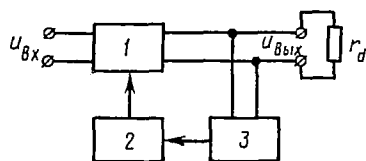
Различные устройства допускают различную нестабильность питающего напряжения $\left(\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \cdot 100\%\right)$. Так, например, для электронного микроскопа эта величина не должна превышать 0,005%, для радиовещательных станций 2 ÷ 3% и т. д.

Устройства, автоматически поддерживающие неизменным напряжение или ток на стороне потребителя электрической энергии с требуемой точностью при изменении дестабилизирующих факторов, называют стабилизаторами напряжения или тока.

Стабилизаторы делят на две группы — параметрические и компенсационные.

Параметрическими стабилизаторами называют стабилизаторы с нелинейными элементами, такими, как барреты, стабилитроны, термисторы, дроссели и др., параметры которых с изменением

Рис. 11.14. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения



тока или напряжения изменяются таким образом, что ток или напряжение на потребителе остаются почти неизменными по величине.

Нелинейные элементы, применяемые в параметрических стабилизаторах напряжения, имеют вольтамперную характеристику, удовлетворяющую условию $U = \text{const}$ (рис. 11.13, а), а в стабилизаторах тока — условию $I \approx \text{const}$ (рис. 11.13, б).

В компенсационных стабилизаторах (рис. 11.14) предусматривается наличие измерительного элемента 2, в котором происходит сравнение стабилизируемой величины с эталонной и вырабатывается сигнал

рассогласования, и промежуточного устройства 2, в котором сигнал рассогласования преобразуется, усиливается и поступает на регулирующий элемент 1, изменяя его состояние таким образом, чтобы поддерживать стабилизируемую величину напряжения или тока с требуемой точностью. Регулирующий элемент 1 может работать либо в непрерывном, либо в импульсном режиме. В компенсационных стабилизаторах может обеспечиваться стабилизация при суммарном воздействии дестабилизирующих факторов. В компенсационных стабилизаторах в качестве регулирующего элемента используются управляемые нелинейные элементы (транзисторы, тиристоры, электронные лампы и т. д.).

Основными параметрами стабилизатора являются коэффициент стабилизации и выходное сопротивление.

В общем виде под коэффициентом стабилизации следует понимать отношение относительного изменения дестабилизирующей величины к вызванному ею относительному изменению стабилизируемой величины. Например, коэффициент стабилизации тока по входному напряжению

$$K_i = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta I_{вых}}{I_{вых}}. \quad (11.35)$$

Различают интегральный и дифференциальный коэффициенты стабилизации. Интегральный коэффициент определяет стабилизацию в заданном диапазоне изменения дестабилизирующей величины, дифференциальный — в бесконечно малом диапазоне, который сводится к точке. Обычно дестабилизирующие факторы изменяются в широких пределах, поэтому практическое значение имеет интегральный коэффициент стабилизации. Так, например, интегральный (усредненный) коэффициент стабилизации напряжения по входному напряжению при заданной зависимости $U_{вых} \approx f(U_{вх})$ и известных величинах $U_{вх, ном}$, $U_{вх, max}$, $U_{вх, min}$ (рис. 11.15) определится выражением

$$K_{и} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх, ном}} : \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых, ном}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \lambda_{ном}, \quad (11.36)$$

где $\Delta U_{вх}$ — изменение напряжения на входе, определяемое из графика $U_{вых} = f(U_{вх})$;

$\lambda_{ном} = \frac{U_{вых, ном}}{U_{вх, ном}}$ — коэффициент передачи напряжения при номинальном режиме.

Выходным сопротивлением стабилизатора называют отношение изменения напряжения на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению тока нагрузки при постоянном входном напряжении, а также при неизменных других дестабилизирующих факторах:

$$R_{ic} = - \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_{вых}}. \quad (11.37)$$

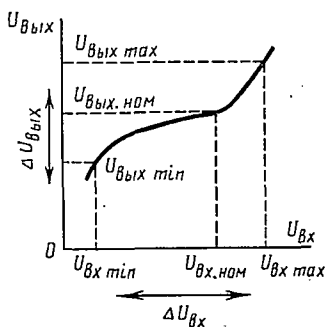


Рис. 11.15. Зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$ стабилизатора, по которой определяется интегральный коэффициент стабилизации

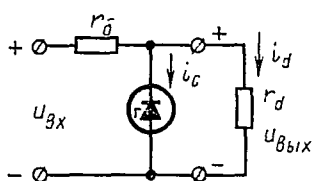
Знак «минус» показывает, что с ростом тока нагрузки выходное напряжение уменьшается, и наоборот.

В зависимости от назначения систем электропитания и специфики их работы к стабилизаторам предъявляются следующие требования:

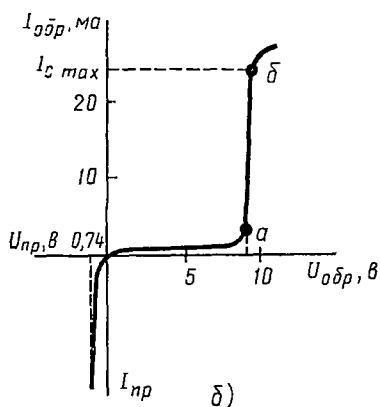
- 1) обеспечение высокого к. п. д.;
- 2) обеспечение минимальных пульсаций выходного напряжения (тока);
- 3) высокое быстродействие;
- 4) малая чувствительность к изменениям температуры;
- 5) обеспечение высокого коэффициента стабилизации;
- 6) возможность плавной регулировки выходного напряжения (тока);
- 7) обеспечение минимальных габаритов и веса.

Параметрические стабилизаторы

Параметрические стабилизаторы являются простейшими стабилизирующими устройствами. В качестве нелинейных элементов в них



а)



б)

Рис. 11.16. Параметрический стабилизатор напряжения с кремниевым стабилитроном:

а — схема стабилизатора; б — вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона

могут использоваться тепловзависимые сопротивления — бареттеры и термисторы, кремниевые и газоразрядные стабилитроны, а для больших мощностей — дроссели с ферромагнитным сердечником.

Кремниевые стабилитроны имеют вольт-амперную характеристику, показанную на рис. 11.16, б. Для стабилизации напряжения используется участок характеристики, расположенный за точкой пробоя (точка а). Если величина обратного тока превышает значение $I_{с\max}$, то электрический пробой перерастает в необратимый тепловой пробой диода. На рис. 11.16, а представлена схема стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном.

Кремниевым стабилитронам присущ, как и всякому полупроводниковому прибору, недостаток — зависимость параметров от температуры окружающей среды.

Зависимость напряжения стабилизации от температуры принято оценивать температурным коэффициентом напряжения (ТКН), который представляет собой отношение изменения на-

пряжения на стабилитроне к вызвавшему его изменению температуры при постоянном токе стабилизации I_c :

$$\text{ТКН} = \frac{\Delta U}{\Delta T}. \quad (11.38)$$

Знак температурного коэффициента стабилизации кремниевого стабилитрона зависит от величины напряжения стабилизации. На рис. 11.17, а представлена такая зависимость для стабилитрона Д814А. При обратном включении ТКН этого стабилитрона отрицателен, если обратное напряжение превышает величину 5.5 в. При прямом включении ТКН положителен. Разные знаки ТКН дают возможность, соединяя последовательно и встречно несколько различных по типу стабилитронов, осуществлять температурную компенсацию их напряжения. На рис. 11.17, б показана схема стабилизатора с кремниевым стабилитроном и термокомпенсирующими диодами. Резистор r_T позволяет изменять величину дополнительного тока, протекающего через компенсирующую цепочку B_T , что дает возможность изменять в неболь-

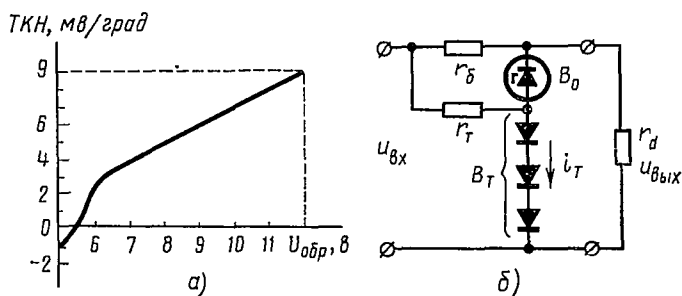


Рис. 11.17. Температурная компенсация напряжения кремниевых стабилитронов:

а — зависимость температурного коэффициента стабилизации стабилитрона от напряжения; б — схема стабилизатора с термокомпенсирующими диодами

ших пределах ТКН этой цепочки и уменьшает ее динамическое сопротивление.

Интегральный коэффициент стабилизатора в предположении, что участок ab вольт-амперной характеристики линейный (см. рис. 11.16, б), определяется после несложных вычислений выражением

$$K_u = \frac{1 + \left(\frac{1}{r_d} + \frac{1}{r_d}\right) r_б}{1 + \left(\frac{1}{r_{ст}} + \frac{1}{r_d}\right) r_б}. \quad (11.39)$$

Учитывая, что обычно $\frac{r_б}{r_d} \gg 1 + \frac{r_б}{r_d}$, выражение (11.39) можно упростить:

$$K_u \approx \frac{r_б}{r_d} \lambda_{ном}. \quad (11.40)$$

Из (11.40) следует, что чем меньше значение r_d и больше $r_б$, тем лучше стабилизирует схема. Коэффициент стабилизации кремниевых стабилизаторов напряжения колеблется в пределах $20 \div 40$.

Параметрический стабилизатор на кремниевом стабилитроне обладает фильтрующими свойствами, что видно из выражения (11.40),

аналогичного выражению коэффициента сглаживания эквивалентного RC -фильтра, у которого емкость конденсатора

$$C_{\text{экв}} = \frac{1}{m_n \omega r_d}. \quad (11.41)$$

Выходное сопротивление стабилизатора с учетом того, что внутреннее сопротивление источника мало,

$$R_{ic} = \frac{r_G r_d}{r_G + r_d} \approx r_d. \quad (11.42)$$

Если цепочку из двух кремниевых стабилитронов, включенных встречно, подключить параллельно нагрузке, то можно стабилизировать переменное напряжение (рис. 11.18).

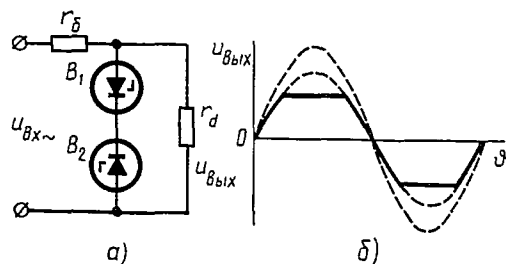


Рис. 11.18. Схема стабилизатора переменного напряжения с кремниевыми стабилитронами (а) и его временные диаграммы напряжения (б)

результате напряжение на нагрузке будет равно $U_{\text{н}} = U_{L_{\text{нас}}} - E_{\text{к}}$. Если э. д. с. компенсационной обмотки $E_{\text{к}}$ и участок насыщения вольтамперной характеристики дросселя с насыщенным сердечником на графике характеризуется прямыми, составляющими равные углы по отношению к оси абсцисс (рис. 11.19, б), то $U_{\text{н}} = \text{const}$.

Из-за низкого коэффициента мощности, малого диапазона стабилизации, больших габаритов дросселей простейший электромагнитный стабилизатор применяется редко.

Практическое применение нашли феррорезонансные стабилизаторы напряжения, в основе работы которых лежат явления феррорезонанса напряжений и токов.

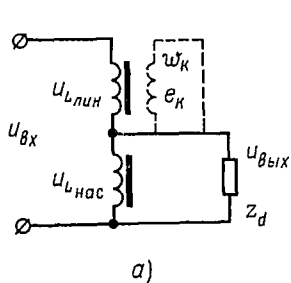
На рис. 11.20, а, б представлены схемы и вольтамперные характеристики идеального стабилизатора с параллельным феррорезонансным контуром, как более часто применяющимся на практике.

В схему входят два дросселя с насыщающимся и ненасыщающимся сердечниками.

Подключение дополнительной обмотки линейного дросселя с э. д. с. $e_{\text{к}}$ позволяет получить участок выходной вольтамперной характеристики стабилизатора, почти параллельный оси тока.

Коэффициент мощности феррорезонансных стабилизаторов $0,5 \div 0,8$, к. п. д. $0,75 \div 0,90$, коэффициент стабилизации $10 \div 15$.

Недостатком феррорезонансных стабилизаторов является искажение выходного напряжения и зависимость этого напряжения от частоты питающей сети.



а)

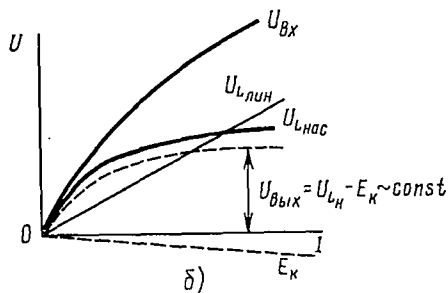
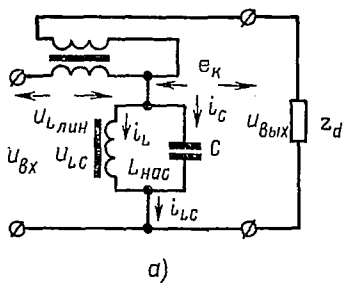


Рис. 11.19. Простейший электромагнитный стабилизатор напряжения:
а — схема соединения; б — вольтамперные характеристики



а)

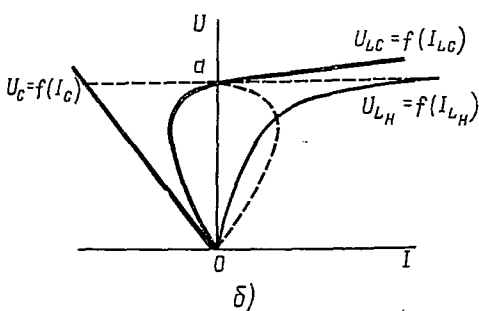


Рис. 11.20. Феррорезонансный стабилизатор напряжения:
а — схема соединения; б — вольтамперные характеристики

Для уменьшения влияния частоты последовательно с нагрузкой подключают параллельный резонансный контур $L_k C_k$ (рис. 11.21). Контур $L_k C_k$ настраивается в резонанс на частоту f_0 , более высокую,

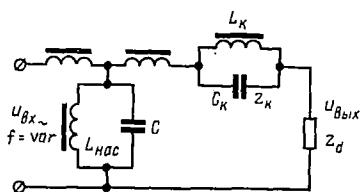


Рис. 11.21. Феррорезонансный стабилизатор с дополнительным резонансным контуром

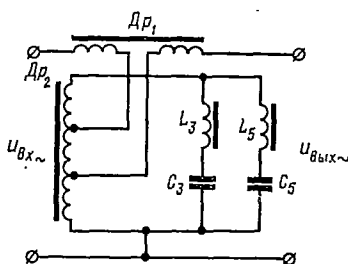


Рис. 11.22. Феррорезонансный стабилизатор с улучшенной формой выходного напряжения

чем рабочая частота стабилизатора. Поэтому сопротивление резонансного контура z_k при соответствующем выборе параметров последнего с изменением частоты питающей сети может изменяться таким образом, что напряжение на нагрузке (при $z_d = \text{const}$) окажется неизменным.

С целью улучшения формы кривой выходного напряжения стабилизатора нагрузку или дроссель шунтируют резонансными цепочками, настроенными на резонанс высших гармоник (обычно 3-ю и 5-ю).

Введение фильтров в контур насыщающегося дросселя (рис. 11.22) позволяет использовать конденсаторы резонансных цепочек и в качестве емкости феррорезонансного стабилизатора.

Действительно, если цепочка L_3C_3 настроена в резонанс на 3-ю гармонику, а цепочка L_5C_5 — на 5-ю, то для основной гармоники эквивалентное сопротивление обеих цепочек носит емкостной характер. Выходное напряжение такого стабилизатора практически синусоидально.

Компенсационные стабилизаторы с регулирующим элементом непрерывного действия

Рассмотренные схемы параметрических стабилизаторов относятся к разомкнутым системам автоматического регулирования.

Компенсационные стабилизаторы выполняются с отрицательной обратной связью и поэтому представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования.

В начале своего развития компенсационные стабилизаторы выполнялись на электронных лампах, а впоследствии — на транзисторах.

Транзисторные стабилизаторы, как правило, используют при относительно невысоких напряжениях нагрузки, когда ламповые стабилизаторы становятся практически неприменимы из-за большого падения напряжения на регулирующем элементе.

Схемы транзисторных и ламповых стабилизаторов напряжения аналогичны. Однако транзисторные стабилизаторы имеют более высокие к. п. д. и способны работать при больших токах нагрузки.

Для управления транзистором необходимы сравнительно невысокие напряжения порядка $0,1 \div 0,3$ в. Это дает возможность осуществить простейший транзисторный стабилизатор напряжения компенсационного типа без физической реализации измерительного и усилительного элементов (рис. 11.23, а).

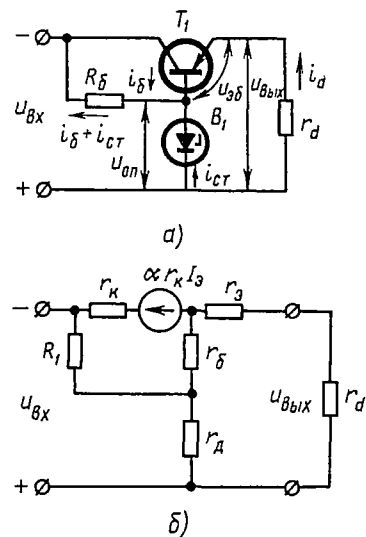


Рис. 11.23. Компенсационный транзисторный стабилизатор напряжения без усилительного элемента (а) и его эквивалентная схема (б)

Такой стабилизатор состоит из двух частей: параметрического стабилизатора R_6, B_1 , создающего опорное напряжение $U_{оп}$, и регулирующего транзистора T_1 , который совмещает в себе и функции усилительного элемента. В качестве измерительных элементов используются $p-n$ -переход эмиттер — база, сопротивление нагрузки r_d и кремниевый стабилитрон B_1 .

При нормальном режиме, когда отсутствует дестабилизация, режим работы регулирующего транзистора T_1 выбирается таким образом, чтобы он был не полностью открыт напряжением смещения эмиттер — база, которое обычно составляет величину порядка 0,3 в. Выходное напряжение при этом практически равняется опорному напряжению $U_{оп}$. Если, по каким-либо причинам, выходное напряжение изменится, то соответственно изменится и напряжение смещения эмиттер — база, что приведет к изменению сопротивления регулирующего транзистора таким образом, чтобы выходное напряжение «стало» неизменным.

Максимальный ток нагрузки стабилизатора определяется минимально допустимым током стабилитрона. Это объясняется тем, что через балластное сопротивление должен протекать приблизительно постоянный ток, равный сумме токов базы транзистора и стабилитрона. Поэтому с увеличением нагрузки ток базы растет, а ток стабилитрона уменьшается, и, если этот ток станет меньше минимально допустимого, стабилизация нарушится.

Аналогично минимальный ток нагрузки определяется максимально допустимым током стабилитрона. Таким образом,

$$\frac{I_{d \max}}{\beta} + I_{ст \min} = \frac{I_{d \min}}{\beta} + I_{ст \max}. \quad (11.43)$$

Если $I_{d \min} = 0$, то

$$I_d = \beta (I_{ст \max} - I_{ст \min}), \quad (11.44)$$

т. е. максимальный ток нагрузки зависит от коэффициента усиления регулирующего транзистора β и максимально допустимого изменения рабочего тока стабилитрона.

С целью увеличения коэффициента β , а следовательно, и величины $I_{d \max}$, рекомендуется включать составной транзистор.

Эквивалентная схема рассматриваемого стабилизатора показана на рис. 11.23, б: в ней стабилитрон представлен динамическим сопротивлением r_d .

Из расчета этой схемы коэффициент стабилизации и выходное сопротивление получаются приблизительно равными:

$$K_u \approx \frac{r_k}{r_d + r_b + r_e (\beta + 1)} \cdot \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}, \quad (11.45)$$

$$R_{ic} \approx (r_b + r_d) (1 - \alpha) + r_e. \quad (11.46)$$

Коэффициент стабилизации простейшего транзисторного стабилизатора имеет величину такого же порядка, как и параметрический стабилизатор с кремниевым стабилитроном.

На рис. 11.24 представлена схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения с усилителем в цепи обратной связи, отличающаяся более высоким коэффициентом стабилизации.

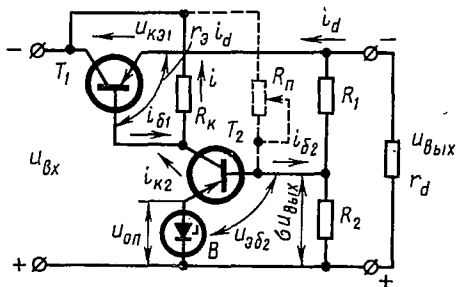


Рис. 11.24. Схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения с усилителем в цепи обратной связи

В этой схеме напряжение на резисторе R_2 делителя напряжения $R_1 R_2$ сравнивается с опорным (эталонным) напряжением стабилитрона B . Сигнал рассогласования усиливается усилителем на транзисторе T_2 и поступает на базу регулирующего транзистора T_1 , изменяя его сопротивление.

Коэффициент стабилизации рассматриваемого стабилизатора определим исходя из общего его выражения:

$$K_u = \frac{dU_{вх}}{dU_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{dU_{вх}}{dU_{вых}} \lambda. \quad (11.47)$$

Если ток базы $T_{б2}$ транзистора T_2 значительно меньше тока делителя напряжения, а ток базы $I_{б1}$ регулирующего транзистора T_1 меньше тока $I_{кг}$, то для статического режима справедливо уравнение

$$U_{оп} + U_{эб2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вых} = \sigma U_{вых}. \quad (11.48)$$

Из (11.48) следует, что

$$U_{эб2} = \sigma U_{вых} - U_{оп}. \quad (11.49)$$

Напряжение на нагрузочном резисторе R_k усилителя постоянного тока

$$U_{R_k} = R_k I = U_{вх} - U_{вых} - r_э I_d. \quad (11.50)$$

Таким образом, коэффициент усиления УПТ по напряжению с учетом выражений (11.48), (11.49), (11.50) будет равен

$$K_{y2} = \frac{U_{R_k}}{U_{эб2}} = \frac{U_{вх} - U_{вых} - r_э I_d}{\sigma U_{вых} - U_{оп}} \quad (11.51)$$

Из (11.51), учитывая, что $K_{y2} \sigma \gg 1$, получим

$$U_{вых} = \frac{U_{вх}}{K_{y2} \sigma} + \frac{U_{оп}}{\sigma} - \frac{r_э I_d}{K_{y2} \sigma}. \quad (11.52)$$

Продифференцировав выражение выходного напряжения по переменному напряжению $U_{вх}$, полагая $I_d = \text{const}$, $U_{оп} = \text{const}$, получим

$$\frac{dU_{вых}}{dU_{вх}} = K_{y2} \sigma. \quad (11.53)$$

После подстановки (11.53) в (11.47) коэффициент стабилизации выразится следующим образом:

$$K_u = K_{y2} \sigma \lambda. \quad (11.54)$$

Продифференцировав выражение (11.52) по переменному току I_d , полагая $U_{вх} = \text{const}$, $U_{оп} = \text{const}$, получим значение выходного сопротивления:

$$R_{ic} = \frac{dU_{вых}}{dI_d} = \frac{r_э}{K_{y2} \sigma}. \quad (11.55)$$

С учетом внутреннего сопротивления r_b источника напряжения на входе

$$R_{ic} = \frac{r_b + r_э}{K_{y2} \sigma}. \quad (11.56)$$

Основные параметры стабилизатора (K_u , R_{ic}) тем лучше, чем больше коэффициент усиления усилителя, который определяется приблизительно как $\beta_2 = \frac{R_K}{R_{вх2}}$, где β_2 — коэффициент усиления транзистора T_2 , $R_{вх2}$ — его входное сопротивление, определяемое выражением:

$$R_{вх2} = r_{э2} + r_{б2}(1 - \alpha_2). \quad (11.57)$$

Таким образом, для увеличения коэффициента стабилизации стабилизатора необходимо выбирать транзисторы усилительного каскада с высоким коэффициентом β и относительно большими сопротивлениями нагрузки R_K .

В рассмотренной схеме сопротивление R_K является общим для коллекторной цепи транзистора T_2 и базовой цепи транзистора T_1 .

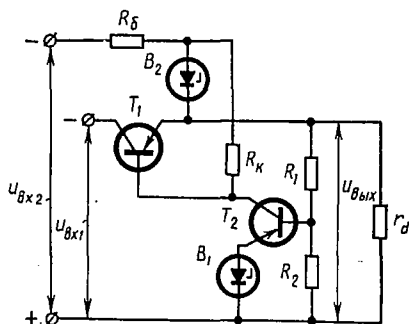


Рис. 11.25. Схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения с дополнительным источником питания усилительного каскада

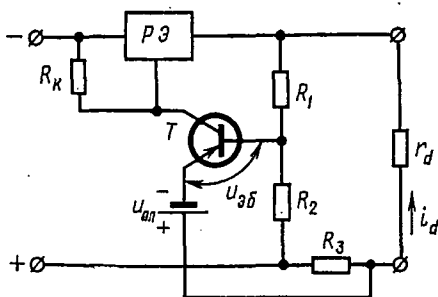


Рис. 11.26. Схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения с положительной обратной связью по току нагрузки

В результате в стабилизаторе существует положительная обратная связь по входному напряжению, ухудшающая коэффициент стабилизации. Для устранения влияния этой связи вводится отрицательная обратная связь по входному напряжению непосредственно на базу транзистора T_2 с помощью переменного резистора R_n (показан на рис. 11.24 пунктиром). Величина необходимого сопротивления устанавливается путем регулирования. Приближенно она равна

$$R_n \approx R_1 \sigma (K_{y2} - 1). \quad (11.58)$$

С целью значительного повышения коэффициента стабилизации применяют питание транзистора усилительного каскада от отдельного стабилизированного источника (рис. 11.25).

Для уменьшения выходного сопротивления стабилизатора применяют схемы с дополнительной положительной обратной связью по току нагрузки (рис. 11.26).

В этом случае выходное сопротивление пропорционально напряжению между эмиттером и базой транзистора T , которое в свою очередь зависит от сопротивления резистора R_3 . Таким образом, изменяя сопро-

тивление резистора R_3 можно изменить выходное сопротивление практически до нуля (и даже сделать его отрицательным).

Стабилизаторы тока аналогичны рассмотренным стабилизаторам напряжения, разница заключается лишь в том, что вместо резистора R_1 ставится нагрузка r_d . В этом случае напряжение на резисторе R_2 будет пропорционально току нагрузки, поэтому в стабилизаторе будет осуществляться стабилизация тока.

Компенсационные стабилизаторы с регулирующим элементом импульсного действия

При работе регулирующего транзистора компенсационного стабилизатора в непрерывном режиме на нем выделяется значительная мощность, что приводит к необходимости ставить громоздкие радиаторы. К. п. д. таких стабилизаторов получается низким.

Мощность, выделяемая на регулирующем транзисторе, уменьшается, если он работает в ключевом режиме. Стабилизаторы такого типа получили название импульсных. Регулирующие транзисторы в импульсных стабилизаторах работают как переключающие элементы.

Наиболее распространены два типа импульсных стабилизаторов: стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией и релейные стабилизаторы (стабилизаторы с двухпозиционным регулированием).

На рис. 11.27 приведена структурная схема стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией.

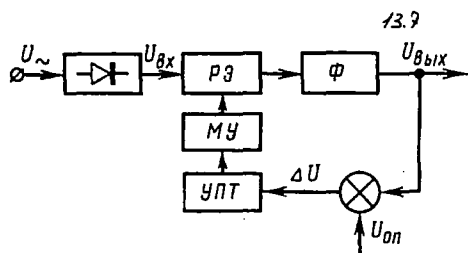


Рис. 11.27. Структурная схема стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией

Принцип работы схемы заключается в следующем. Выпрямленное напряжение через фильтр или непосредственно с выпрямителя подается на регулирующий элемент $PЭ$, а затем через фильтр Φ , на выход стабилизатора. Выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{вых}}$ сравнивается с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$, а затем сигнал разности ΔU подается на вход усилителя постоянного тока $УПТ$. Усиленный сигнал поступает на модулирующее устройство $МУ$, преобразующее сигнал постоянного тока в импульсы с определенной длительностью. Длительность импульсов изменяется пропорционально сигналу разности между опорным и измеряемым напряжениями. С модулирующего устройства сигнал поступает на регулирующий элемент $PЭ$, который периодически переключается. Среднее значение напряжения на выходе $PЭ$ зависит от соотношения между временем $t_{\text{ин}}$, когда он находится в открытом состоянии, и длительностью периода T : $U_{\text{ср}} = \gamma U_{\text{вх}}$; где $\gamma = \frac{t_{\text{ин}}}{T}$ — скважность импульсов.

При изменении напряжения на выходе стабилизатора изменяется сигнал постоянного тока, а следовательно, и соотношение между пау-

зой и импульсом. В результате среднее значение выходного напряжения почти возвращается к первоначальному значению.

Напряжение разности может быть преобразовано в импульсы относительной длительности различными методами, например, при помощи модулятора на базе автогенератора с магнитной связью по двухтактной несимметричной схеме, управляемых релаксационных генераторов и др.

На рис. 11.28, а приведена схема импульсного стабилизатора с двухпозиционным регулированием.

Принцип действия схемы заключается в следующем. Когда транзистор T открыт, конденсатор C заряжается через резистор R_6 . Как только напряжение на конденсаторе C достигнет определенного верхнего уровня U_1 (рис. 11.28, б), пороговый модулятор ПМ закроет транзистор T . Конденсатор C начинает отдавать свой заряд в нагрузку r_d ,

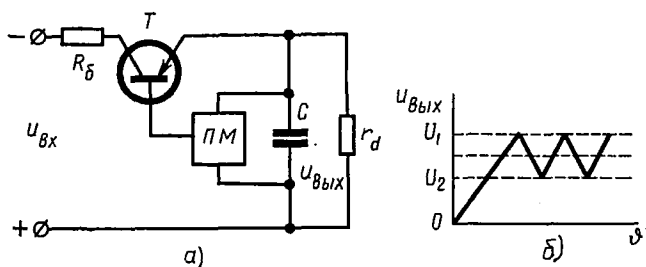


Рис. 11.28. Импульсный стабилизатор с двухпозиционным регулированием (а) и временная диаграмма выходного напряжения (б)

вследствие чего напряжение на нем снижается. Как только оно станет равным нижнему пороговому значению U_2 , модулятор откроет транзистор T и конденсатор C снова начнет заряжаться, т. е. цикл повторяется.

Таким образом, выходное напряжение стабилизатора колеблется в пределах от U_1 до U_2 , а частота этих колебаний определяется величинами R_6 , r_d , C и разностью напряжений $\Delta U = U_1 - U_2$. Значения C и ΔU не должны быть очень малыми во избежание высокой частоты переключения транзистора.

Поскольку регулирующим фактором в ключевых схемах является время $t_{н}$, они мало чувствительны к воздействию температуры и к изменению параметров транзисторов. Наряду с описанными достоинствами ключевому режиму свойственны недостатки, ограничивающие его применение. К недостаткам относятся: а) большие пульсации выходного напряжения, в результате чего необходимы громоздкие сглаживающие фильтры; б) недостаточное быстродействие (сказывается реакция стабилизатора лишь через полпериода); в) плохие параметры при работе на динамическую (импульсную) нагрузку.

Необходимость применения сглаживающих фильтров приводит к тому, что в контур обратной связи оказываются включенными реактив-

ные элементы с большими постоянными времени. Наличие таких инерционных звеньев вызывает значительные фазовые сдвиги в цепи обратной связи, что делает схему стабилизатора неустойчивой. Вследствие этого усиление в цепи обратной связи во избежание самовозбуждения схемы не может быть высоким. Таким образом, ввиду низкого усиления коэффициент стабилизации импульсных стабилизаторов в принципе не может быть большим.

Из-за резких отсечек тока при коммутации регулирующего элемента и возможных переходных процессов импульсный стабилизатор может являться источником высокочастотных помех. Эту особенность необходимо учитывать при конструировании импульсных стабилизаторов, особенно сильноточных.

Свойственные ключевому режиму особенности делают стабилизаторы с таким режимом работы наиболее перспективными в случаях, где на первое место выступают требования высокой экономичности и надежности, малых габаритов и малой чувствительности к колебаниям температуры. В первую очередь это относится к разнообразным портативным и переносным конструкциям, предназначенным для работы в сложных климатических условиях. Кроме того, такие стабилизаторы могут с успехом применяться для питания нагрузок типа накала радиоламп, где требования к пульсации и выходному сопротивлению имеют второстепенное значение.

Если же от стабилизатора требуется высокая точность стабилизации и быстродействие, а к. п. д. и габариты не играют решающей роли, то предпочтительнее использовать непрерывный режим стабилизации.

§ 11.4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Для питания автономных радиэлектронных устройств, а также таких устройств, как электропривод самодвижущихся объектов, различного рода средств автоматики и других обычно используются первичные источники питания в виде аккумуляторов электрической энергии и вторичные источники, преобразующие постоянное напряжение аккумуляторов и другие виды напряжения.

В настоящее время в качестве вторичных источников электропитания используют полупроводниковые преобразователи, которые благодаря своим преимуществам вытеснили вибрационные, электромашинные преобразователи (умформеры), а также преобразователи на электронных и ионных приборах.

Полупроводниковый преобразователь состоит из прерывателя постоянного тока и трансформатора, при помощи которых получают переменное напряжение требуемой величины. Сердечник трансформатора, как правило, выполняют из материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

В зависимости от вида выходного напряжения различают:

- а) транзисторные преобразователи постоянного напряжения в переменное напряжение;
- б) транзисторные преобразователи постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины.

Различие между ними заключается в том, что преобразователи постоянного напряжения в постоянное содержат, помимо прерывателя тока и трансформатора, схему выпрямления и сглаживающий фильтр.

Преобразователи постоянного напряжения могут выполняться со стабилизацией выходного напряжения и без стабилизации.

Основными схемами преобразователей постоянного напряжения являются однотактные, двухтактные, мостовые и полумостовые.

В зависимости от величины преобразуемой мощности преобразователи могут выполняться с усилителем мощности и без усилителя мощности.

В соответствии с тремя возможными схемами включения транзистора каждая из упомянутых выше схем может быть выполнена с транзисторами, включенными по схеме с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой.

Наиболее широко в преобразователях постоянного напряжения применяется схема включения транзисторов с общим эмиттером. В силу того, что корпус большинства транзисторов соединен с коллектором, из конструктивных соображений иногда отдают предпочтение схемам с общим коллектором. Схема включения транзисторов с общей базой в преобразователях постоянного напряжения применяется редко.

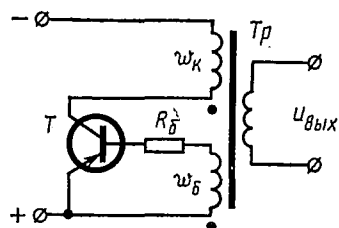


Рис. 11.29. Однотактный транзисторный преобразователь напряжения

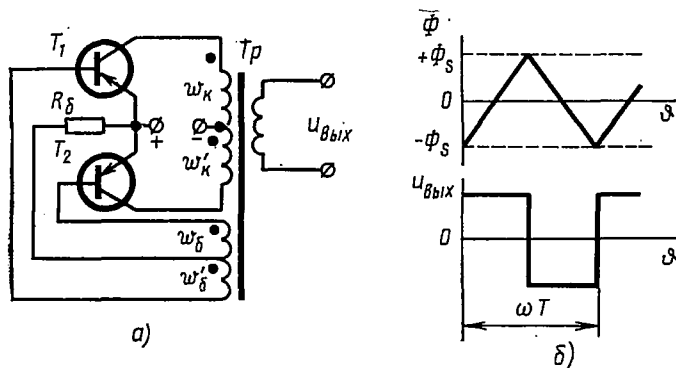


Рис. 11.30. Двухтактный транзисторный преобразователь напряжения (а); временные диаграммы изменения потока в магнитопроводе трансформатора и выходного напряжения (б)

На рис. 11.29, 11.30, 11.32, 11.33 изображены основные схемы преобразователей напряжения постоянного тока. Простейшей из них является схема однотактного транзисторного преобразователя (рис. 11.29), которая представляет собой релаксатор с электромагнитной обратной связью.

В режиме насыщения транзистора происходит трансформация энергии в нагрузку и накопление ее в магнитном поле трансформатора. За время пребывания транзистора в режиме отсечки энергия магнитного

поля трансформатора передается нагрузке. В одноконтурной схеме преобразователя существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, что значительно снижает к. п. д. преобразователя. Поэтому такая схема имеет ограниченное применение и используется лишь для преобразования мощности не более $1 \div 2$ Вт.

Наиболее широко распространены двухтактные и мостовые схемы преобразователей напряжения (рис. 11.30 и рис. 11.32), которые будут рассмотрены более подробно.

Двухтактный преобразователь напряжения

При подключении двухтактного транзисторного преобразователя напряжения (рис. 11.30, а) к источнику постоянного напряжения вследствие неидентичности параметров транзисторов ток, протекающий по одной из обмоток коллекторных цепей, будет превышать ток, протекающий по второй полуобмотке. В результате под действием большего по величине тока произойдет изменение магнитного потока в сердечнике трансформатора. Это изменение потока вызовет появление э. д. с. на обмотках трансформатора, в том числе и на базовых, что приведет к открытию транзистора с большим неуправляемым током и закрытию с меньшим током. Процесс протекает лавинообразно до тех пор, пока один из транзисторов полностью не откроется, а другой — не закроется. После открытия транзистора почти все напряжение первичного источника оказывается приложенным к коллекторной полуобмотке трансформатора и дальнейшее изменение магнитного потока в сердечнике происходит по линейному закону, причем э. д. с., наводимые во всех обмотках, неизменны по амплитуде (рис. 11.30, б).

Регенерация схемы происходит вследствие выхода из режима насыщения открытого транзистора. При достижении индукции в сердечнике величины, близкой к индукции насыщения, происходит резкое увеличение намагничивающего тока, который и выводит открытый транзистор из режима насыщения. Уменьшение напряжения на коллекторной полуобмотке трансформатора вызывает изменение полярности наводимых в обмотках трансформатора э. д. с. К базе ранее открытого транзистора прикладывается запирающий сигнал, а к базе ранее закрытого транзистора — открывающий сигнал. В результате схема регенерирует. В дальнейшем под действием приложенного напряжения питания ко второй коллекторной полуобмотке трансформатора магнитный поток в сердечнике изменяется от величины потока насыщения одного направления до величины потока насыщения противоположного направления. При достижении величины потока насыщения схема вновь регенерирует. В дальнейшем описанный процесс повторяется.

Изменение магнитного потока в сердечнике происходит под действием напряжения, приложенного к коллекторной обмотке. Согласно закону электромагнитной индукции можно записать:

$$\omega_k \frac{d\Phi}{dt} = U_d - \Delta U_{\text{э.к.}} - \Delta U_R, \quad (11.59)$$

где U_d , $\Delta U_{\text{эк}}$, ΔU_R — соответственно напряжение первичного источника, падения напряжения на открытом транзисторе и на активном сопротивлении полуобмотки ω_k .

Время перемагничивания сердечника от потока насыщения $+\Phi_s$ до потока насыщения $-\Phi_s$ равно полупериоду генерации схемы:

$$\omega_k \int_{-\Phi_s}^{+\Phi_s} d\Phi = (U_d - \Delta U_{\text{эк}} - \Delta U_R) \int_0^{\frac{T}{2}} dt. \quad (11.60)$$

Представив $\frac{T}{2}$ как $\frac{1}{2f}$, после интегрирования и преобразования для частоты генерации схемы получим

$$f = \frac{U_d - \Delta U_{\text{эк}} - \Delta U_R}{4SB_s \omega_k k_3}, \quad (11.61)$$

где S — площадь сечения магнитопровода сердечника;

B_s — индукция насыщения материала магнитопровода трансформатора;

k_3 — коэффициент заполнения магнитопровода.

В инженерных расчетах величинами $\Delta U_{\text{эк}}$ и ΔU_R пренебрегают ввиду их малости.

Из формулы для частоты генерации схемы можно получить основное расчетное соотношение для числа витков коллекторной полуобмотки трансформатора преобразователя:

$$\omega_k = \frac{U_d}{4fSB_s k_3} \cdot 10^4. \quad (11.62)$$

В двухтактной схеме транзисторного преобразователя постоянного напряжения напряжение на коллекторе запертого транзистора равно удвоенному напряжению питания. Поэтому такие схемы используются при сравнительно малых напряжениях источников питания.

Из (11.62) видно, что частота преобразователя изменяется с изменением напряжения источника питания. В некоторых случаях для питания синхронных двигателей и нагрузок, критичных к определенному диапазону частот, прибегают к стабилизации частоты преобразователей.

Известны четыре схемных решения стабилизации частоты преобразования:

1. Стабилизация частоты при помощи стабилизации напряжения, питающего преобразователь или его задающую часть.

Как было показано, частота генерации преобразователя прямо пропорциональна напряжению источника питания. При неизменных параметрах элементов схемы стабильность частоты определяется стабильностью напряжения. Схемные решения по этому методу обеспечивают стабильность частоты $\pm (2 \div 3)\%$.

2. Стабилизация частоты при помощи стабилизации напряжения, прикладываемого к первичной обмотке насыщающегося частото-задающего трансформатора.

На рис. 11.31 изображена схема двухтактного двухтрансформаторного преобразователя. Частота преобразователя стабилизируется с помощью двух встречно-последовательно включенных стабилитронов.

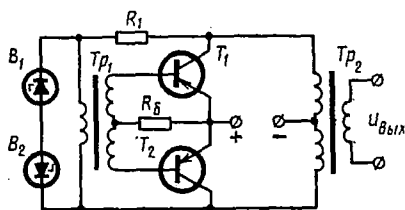


Рис. 11.31. Схема стабилизации частоты транзисторного преобразователя при помощи стабилизации напряжения, прикладываемого к первичной обмотке трансформатора обратной связи

Аналогично стабилизация может быть осуществлена и в мостовой схеме преобразователя. Этот метод обеспечивает стабильность частоты $\pm (1 \div 2) \%$.

3. Стабилизация частоты при помощи частотозависимых цепей.

Сущность метода заключается в том, что схема преобразователя включает цепь, содержащую резонансный контур или RC -цепочку, которые и определяют частоту генерации. Этот метод дает стабильность частоты $\pm (0,1 \div 0,8) \%$.

4. Стабилизация частоты синхронизации сигналами генератора стабильной частоты.

Сигнал синхронизации генератора стабильной частоты подается на базы переключающих транзисторов либо на отдельную обмотку трансформатора преобразователя. Этот метод может дать наиболее высокую точность стабилизации, так как в качестве генератора стабильной частоты может быть применен кварцевый генератор.

Мостовые и полумостовые преобразователи напряжения

Схема мостового преобразователя напряжения и ее временные диаграммы приведены на рис. 11.32, а, б.

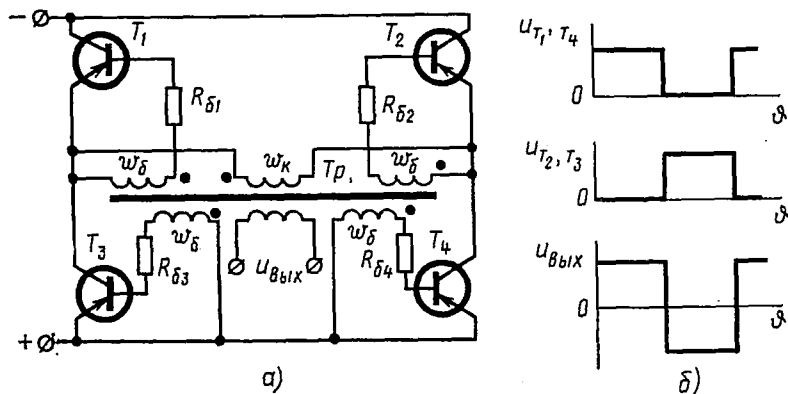


Рис. 11.32. Мостовой преобразователь напряжения (а) и его временные диаграммы (б)

Процесс генерации мостовой схемы протекает аналогично процессам в двухтактной схеме. Отличие заключается в том, что последовательно с первичной обмоткой трансформатора включены два транзистора.

Мостовые преобразователи могут работать от источника питания с большим напряжением, чем двухтактные. Это объясняется тем, что к транзисторам мостовых преобразователей в запертом состоянии прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания.

Мостовые схемы являются основными при преобразовании больших мощностей. К их недостаткам следует отнести вдвое большее по сравнению с двухтактными схемами число транзисторов.

Полумостовые преобразователи образуются заменой двух транзисторов мостовой схемы емкостным делителем (рис. 11.33, а). Емкость конденсатора должна быть достаточно большой и выбираться из условия допустимой величины спада напряжения за полупериод генерации.

При наличии в источнике питания вывода средней точки используют полумостовую схему, изображенную на рис. 11.33, б.

Преобразователи постоянного напряжения с усилителем мощности

Преобразователи постоянного напряжения с усилителем мощности применяются при величине преобразуемой мощности свыше 20 *вт*.

Функционально такая схема состоит из задающего генератора и усилителя мощности. Задающий генератор обычно выполняется по одной из схем, рассмотренных в предыдущих параграфах этой главы. Мощность задающего генератора должна быть достаточной для управления транзисторами усилителя мощности.

Усилители мощности выполняются либо по двухтактным (рис. 11.34, а), либо по мостовым (рис. 11.34, б) схемам и отличаются от описанных схем преобразователей только тем, что базовые обмотки их размещены на трансформаторе задающего генератора.

Транзисторы в усилителях мощности включены обычно по схеме с общим эмиттером. Однако в некоторых случаях находят применение и схемы включения с общей базой и общим коллектором.

Разновидностью схем преобразователей напряжения с усилителем мощности являются двухтрансформаторные схемы (рис. 11.35).

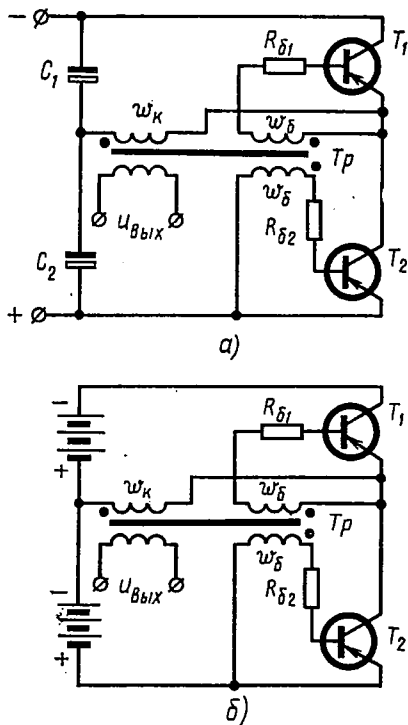


Рис. 11.33. Полумостовые преобразователи напряжения:

а — с емкостным делителем; б — при питании от источника с выводом средней точки

Транзисторы преобразователя используются одновременно как для задающего генератора, так и для усилителя мощности. Трансформатор Tp_1 маломощный, работает с переходом в область насыщения и определяет частоту преобразования. Трансформатор Tp_2 работает при индукциях ниже индукции насыщения: на его сердечнике намотаны выходные обмотки.

Двухтрансформаторные схемы преобразователей по сравнению с обычными схемами имеют к. п. д. на $10 \div 15\%$ выше.

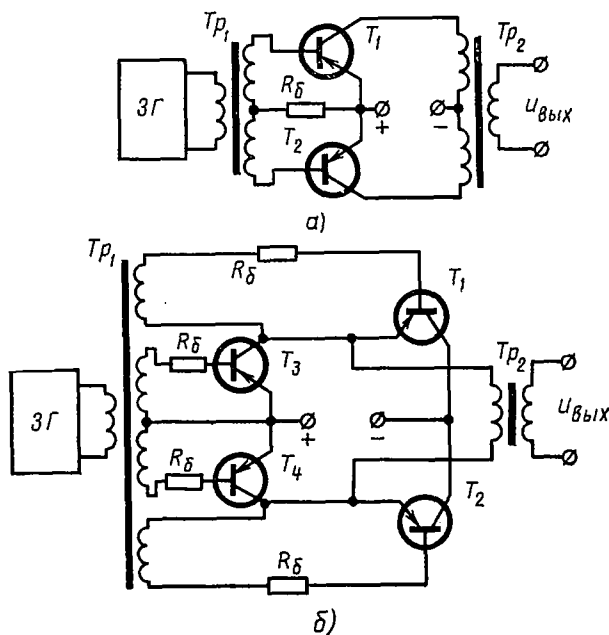


Рис. 11.34. Двухтактная (а) и мостовая (б) схемы усилителей мощности

Схемы преобразователей напряжения без усилителя мощности характеризуются самозащитой от перегрузок и коротких замыканий. На рис. 11.36, а изображена нагрузочная характеристика преобразователя напряжения без усилителя мощности. В диапазоне номинальной выходной мощности характеристика преобразователя близка к характеристике источника напряжения. В точке А транзисторы выходят из режима насыщения и происходит срыв генерации. При снятии нагрузки схема легко возбуждается.

Несколько другую нагрузочную характеристику имеют преобразователи напряжения с усилителем мощности. При перегрузке срыва генерации не происходит, транзисторы усилителя мощности работают в активном режиме. На рис. 11.36, б изображены нагрузочные характеристики для усилителя мощности с транзисторами, включенными по схеме с общим эмиттером и общей базой. Преобразователь с усилите-

лем мощности, в котором транзисторы включены по схеме с общей базой, представляет собой идеальный преобразователь источника напряжения в источник тока.

В преобразователях напряжения с усилителем мощности перегрузка или короткое замыкание обуславливают выделение на транзисторах большой мощности, что приводит к выходу их из строя. Поэтому в этих схемах следует предусматривать защиту от перегрузок.

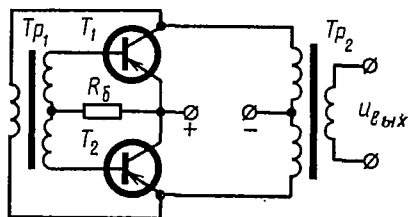


Рис. 11.35. Двухтрансформаторная схема преобразователя напряжения с усилителем мощности

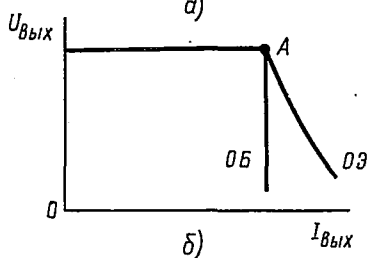
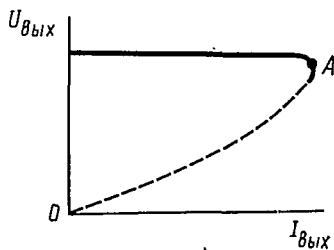


Рис. 11.36. Нагрузочные характеристики преобразователей напряжения без усилителя мощности (а) и с усилителем мощности (б)

Усилители мощности, собранные по полумостовым схемам, применяются редко.

Схемы выпрямления транзисторных преобразователей напряжения

В нестабилизированных и стабилизированных преобразователях постоянного напряжения, где регулирование величины выходного напряжения осуществляется методом изменения амплитуды, напряжение переменного тока на вторичной обмотке трансформатора имеет прямоугольную форму (на рис. 11.37, в изображена пунктиром). Длительность фронта полуволны этого напряжения намного меньше длительности полупериода.

В преобразователях, где регулирование величины выходного напряжения осуществляется методом изменения формы, напряжение переменного тока на вторичной обмотке имеет форму прямоугольников с паузой на нуле (на рис. 11.37, в изображена сплошной линией). Регулирование выходного напряжения в этом случае осуществляется изменением длительности паузы (угла φ) при неизменной длительности полупериода. Когда $\varphi = 0$, пауза на нуле отсутствует, выходное напряжение в обоих случаях имеет одинаковую форму.

Более общим случаем является выпрямление напряжения прямоугольной формы с паузой на нуле.

В преобразователях постоянного напряжения одного уровня в напряжение другого уровня выпрямление переменного напряжения осуществляется либо по однополупериодной, либо по двухполупериодной схеме с нулевой точкой, либо по двухполупериодной мостовой схеме.

Для вывода основных соотношений схем выпрямления сделаем следующие допущения:

1) переменное напряжение имеет прямоугольную форму с регулируемой паузой на нуле, длительность фронтов в которой по сравнению с длительностью полупериода пренебрежимо мала;

2) прямое сопротивление вентилей равно нулю;

3) обратное сопротивление вентилей бесконечно велико;

4) активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмоток трансформатора пренебрежимо малы;

5) все элементы схем симметричны;

6) активное сопротивление обмотки дросселя фильтра равно нулю, а величина индуктивности дросселя бесконечно велика.

Варианты однополупериодной схемы выпрямления при работе на активную и индуктивную нагрузки изображены на рис. 11.37, а, б. Для поддержания тока в нагрузке в интервалы пауз переменного напряжения при индуктивной реакции фильтра в схему включают обратный диод Д2, так как иначе схема неработоспособна. Временные диаграммы схем представлены на рис. 11.37, в, г, д, е. При активной нагрузке форма тока повторяет форму напряжения, а его амплитудное значение определяется общим сопротивлением цепи

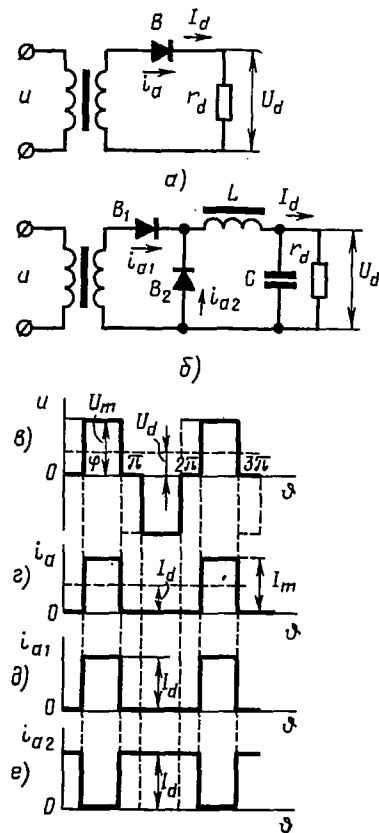


Рис. 11.37. Однополупериодные схемы выпрямления при работе на активную (а) и индуктивную (б) нагрузки и их временные диаграммы (в, г, д, е)

(рис. 11.37, г). Обратное напряжение на вентиле равно амплитудному значению входного напряжения.

При индуктивной нагрузке формы тока и обратного напряжения на вентиле B_1 такие же, как и при активной нагрузке. В промежутки времени, когда вентиль B_1 не проводит ток, цепь нагрузки замыкается через вентиль B_2 .

Среднее значение тока нагрузки при активном ее характере

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m d\vartheta = \frac{\pi - \varphi}{2\pi} I_m. \quad (11.63)$$

В течение непроводящего полупериода к вентилю B приложено обратное напряжение, определяемое из выражения, аналогичного (11.63):

$$U_{\text{обр}} \approx U_m = \frac{2\pi}{\pi - \varphi} U_d. \quad (11.64)$$

Действующее значение тока через вентиль B с учетом того, что ток через него протекает в течение времени $\pi - \varphi$,

$$I_a = I_m \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}. \quad (11.65)$$

При работе схемы на индуктивную нагрузку ток через вентиль B_1 (рис. 11.37, δ) повторяет форму напряжения, и его амплитудное значение равно току нагрузки $I_{a1m} = I_d$, поэтому среднее значение тока вентиля B_1 определится из выражения

$$I_{a1\text{cp}} = I_d \frac{\pi - \varphi}{2\pi}. \quad (11.66)$$

В течение пауз через обратный вентиль B_2 будет протекать ток, амплитудное значение которого равно току, протекающему в нагрузке (рис. 11.37, ϵ), поэтому среднее значение тока через вентиль B_2 :

$$I_{a2\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d dt = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\varphi} I_d dt + \int_{\pi}^{2\pi} I_d dt \right] = I_d \frac{\pi + \varphi}{2\pi}. \quad (11.67)$$

Действующее значение тока через вентиль B_2

$$I_{a2} = I_d \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{2\pi}}. \quad (11.68)$$

Выпрямленное напряжение представляет собой пульсирующую кривую. Количественно величина пульсации оценивается коэффициентом пульсации:

$$K_n = \frac{U_m}{U_d}. \quad (11.69)$$

Подставив в (11.69) значение максимальной величины напряжения (11.64), получаем

$$K_n = \frac{2\pi}{\pi - \varphi}. \quad (11.70)$$

При работе двухполупериодной схемы выпрямления (рис. 11.38, a) на активную нагрузку форма тока через каждый вентиль повторяет форму напряжения источника в течение проводящего полупериода (рис. 11.38, b).

При работе схемы на индуктивную нагрузку вентили выполняют функции обратных диодов. Ток нагрузки I_d замыкается по цепи, состоящей из двух параллельных ветвей, каждая из которых включает в себя вентиль и полуобмотку трансформатора. С учетом допущения о симметричности схемы ток через каждый вентиль в интервалы пауз перемен-

ного напряжения равен $0,5 I_d$. Таким образом, амплитуда тока, протекающего через вентиль B_1 (рис. 11.38, в), в интервале $0 \div \varphi$ равна $0,5 I_d$, в интервале $\varphi \div \pi - I_d$ и в интервале $\pi \div (\pi + \varphi) - 0,5 I_d$. В интервале $(\pi + \varphi) \div 2\pi$ к вентилю B_1 приложено обратное напряжение. Ток вентиля B_2 имеет аналогичную форму (рис. 11.38, з), но сдвинут по фазе на полпериода.

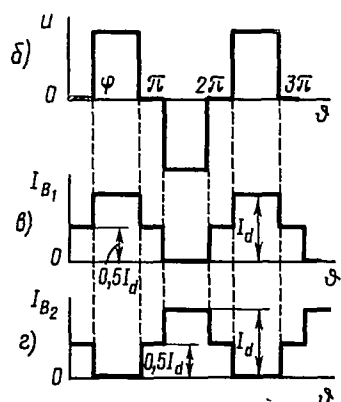
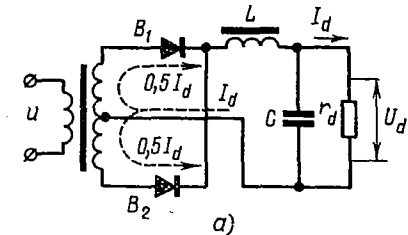


Рис. 11.38. Двухполуториодная схема выпрямления (а) и ее временные диаграммы (б, в, з)

равен нулю. Временные диаграммы напряжения и токов через вентили мостовой схемы выпрямления изображены на рис. 11.39, б, в, г.

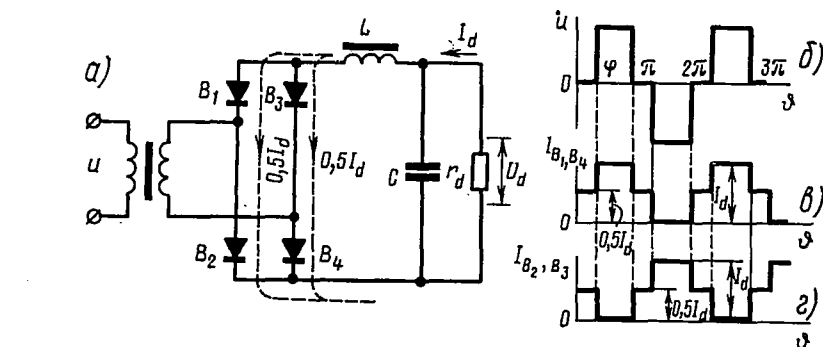


Рис. 11.39. Однофазная мостовая схема выпрямления (а) и ее временные диаграммы (б, в, г)

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора не зависит от характера нагрузки, так как ток нагрузки в паузы по обмотке не протекает.

Основные расчетные соотношения рассмотренных схем сведены в табл. 11.1 и 11.2.

Таблица 11.1

Расчетные соотношения схем выпрямления при работе на активную нагрузку

Параметры	Схема выпрямления			
	однополупериодная	двухполупериодная с нулевым выводом	двухполупериодная, мостовая	
Вентиль	Обратное напряжение на вентиле, $U_{обр}$	$\frac{2\pi}{\pi-\varphi} U_d$	$\frac{2\pi}{\pi-\varphi} U_d$	$\frac{\pi}{\pi-\varphi} U_d$
	Среднее значение тока вентиля, $I_{a,ср}$	I_d	$0,5I_d$	$0,5I_d$
	Действующее значение тока вентиля, I_a	$I_d \sqrt{\frac{2\pi}{\pi-\varphi}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi}{2(\pi-\varphi)}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi}{2(\pi-\varphi)}}$
	Амплитудное значение тока вентиля, $I_{ам}$	$\frac{2\pi}{\pi-\varphi} I_d$	$\frac{\pi}{\pi-\varphi} I_d$	$\frac{\pi}{\pi-\varphi} I_d$
	Число вентилей в схеме, m	1	2	4
Трансформатор	Действующее значение тока вторичной обмотки, I_2	$I_d \sqrt{\frac{2\pi}{\pi-\varphi}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi}{2(\pi-\varphi)}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi}{\pi-\varphi}}$
	Действующее значение тока первичной обмотки, I_1	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{2\pi}{\pi-\varphi}}$	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{\pi}{\pi-\varphi}}$	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{\pi}{\pi-\varphi}}$
Пульсации	Частота основной гармоники пульсаций, $f_{п(1)}$	f	$2f$	$2f$
	Коэффициент пульсаций, $K_{п}$	$\frac{\pi}{\pi-\varphi}$	$\frac{\pi}{2(\pi-\varphi)}$	$\frac{\pi}{2(\pi-\varphi)}$

Таблица 11.2

Расчетные соотношения схем выпрямления при работе на сглаживающий фильтр с индуктивной реакцией

Параметры	Схема выпрямления			
	однополупериодная		двухполупериодная с нулевым выводом	двухполупериодная мостовая
	обратный вентиль	прямой		
Обратное напряжение на вентиле, $U_{обр}$	$\frac{2\pi}{\pi-\varphi} U_d$		$\frac{2\pi}{\pi-\varphi} U_d$	$\frac{\pi}{\pi-\varphi} U_d$

Параметры	Схема выпрямления				
	однополупериодная		двухполупериодная с нулевым выводом	двухполупериодная мостовая	
	обратный вентиль	прямой			
Среднее значение тока вентиля, $I_{a.cр}$	$\frac{\pi + \varphi}{2\pi} I_d$	$\frac{\pi - \varphi}{2\pi} I_d$	$0,5 I_d$	$0,5 I_d$	
Вентиль	Действующее значение тока вентиля, I_a	$I_d \sqrt{\frac{\pi + \varphi}{2\pi}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\varphi}{2\pi}}$
	Амплитудное значение тока вентиля, I_{am}	I_d	I_d	I_d	I_d
	Число вентиля в схеме, m	2	2	2	4
Трансформатор	Действующее значение тока вторичной обмотки, I_2	$I_d \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$	$I_d \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$
	Действующее значение тока первичной обмотки, I_1	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{2\pi}}$	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$	$\frac{I_d}{n} \sqrt{\frac{\pi - \varphi}{\pi}}$
Пульсации	Частота основной гармоника пульсаций, $f_{п(1)}$	f	$2f$	$2f$	$2f$
	Коэффициент пульсаций, $K_{п}$	$\frac{\pi}{\pi - \varphi}$	$\frac{\pi}{2(\pi - \varphi)}$	$\frac{\pi}{2(\pi - \varphi)}$	$\frac{\pi}{2(\pi - \varphi)}$

Для схем выпрямления преобразователей напряжения постоянного тока, имеющих на вторичной обмотке трансформатора напряжение прямоугольной формы без паузы на нуле, основные расчетные соотношения можно получить, приняв в формулах табл. 11.1 и 11.2 $\varphi = 0$.

Сглаживающие фильтры в схемах преобразователей постоянного напряжения

В схемах сглаживающих фильтров преобразователей постоянного напряжения применяются емкостные LC-фильтры и реже RC-фильтры.

Емкостные сглаживающие фильтры (рис. 11.40, а) применяются только в схемах нестабилизированных преобразователей и преобразо-

вателей с регулированием выходного напряжения путем изменения амплитуды, в которых напряжение переменного тока имеет прямоугольную форму без паузы. Форма напряжения на выходе схемы выпрямления представляет собой последовательность импульсов с интервалами, равными длительности фронта ωt_ϕ (рис. 11.40, б).

При уменьшении выпрямленного напряжения ниже напряжения на конденсаторе источником питания нагрузки является конденсатор фильтра. Напряжение на конденсаторе за время разряда изменяется по закону

$$u_c = U_m e^{-\frac{t}{r_d C}}. \quad (11.71)$$

За время, равное длительности фронта, напряжение на конденсаторе уменьшается до величины

$$U_{\min} = U_m e^{-\frac{t_\phi}{r_d C}}. \quad (11.72)$$

Удвоенная величина амплитуды переменной составляющей при этом равна

$$\begin{aligned} 2U_{(1)m} &= U_m - U_{\min} = \\ &= U_m \left(1 - e^{-\frac{t_\phi}{r_d C}} \right). \end{aligned} \quad (11.73)$$

Так как $t_\phi \ll r_d C$, то выражение (11.73) можно представить в виде

$$\begin{aligned} 2U_{(1)m} &\approx U_m \left[1 - \left(1 - \frac{t_\phi}{r_d C} \right) \right] = \\ &= U_m \frac{t_\phi}{r_d C}. \end{aligned} \quad (11.74)$$

Из (11.74) следует, что

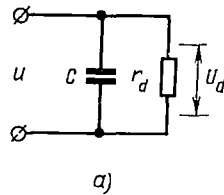
$$\frac{U_{(1)m}}{U_m} = \frac{t_\phi}{2r_d C}. \quad (11.75)$$

Отношение $\frac{U_{(1)m}}{U_m}$ иногда называют коэффициентом пульсаций K_n , поэтому величина емкости фильтра

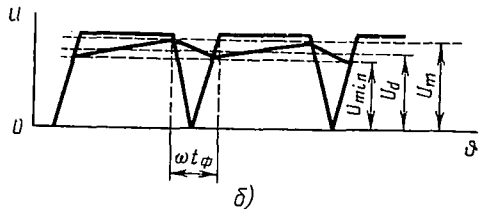
$$C = \frac{t_\phi}{2K_n r_d} = \frac{t_\phi I_d}{2K_n U_d}. \quad (11.76)$$

Как следует из полученного соотношения, емкостной сглаживающий фильтр рационально применять при больших величинах сглаживаемого напряжения.

В преобразователях с регулированием выходного напряжения методом изменения формы, имеющих переменное напряжение прямоугольной формы с паузой на нуле, применение сглаживающих емкостных фильтров принципиально невозможно. Это объясняется тем, что при небольшой емкости выходное напряжение имеет переменную составля-



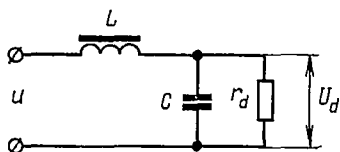
а)



б)

Рис. 11.40. Схема емкостного сглаживающего фильтра (а) и его временные диаграммы (б)

ющую значительной величины. С увеличением емкости фильтра выходное напряжение становится близким к амплитудному значению выпрямленного напряжения; при этом регулировать выходное напряжение изменением формы переменного напряжения не представляется возможным. Поэтому в преобразователях с регулированием выходного напряжения методом изменения формы переменного напряжения применяют LC-фильтры (рис. 11.41, а).



а)

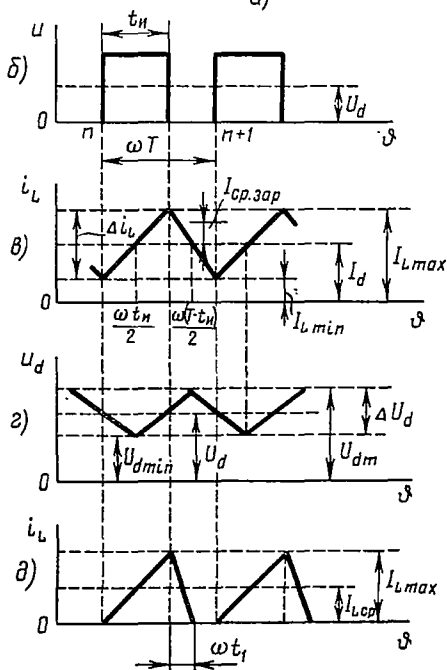


Рис. 11.41. Схема LC-фильтра (а); временные диаграммы токов и напряжений (б, в, г, д)

Для упрощения анализа работы фильтра в каждом из режимов примем допущения, что элементы фильтра и форма кривой напряжения на входе фильтра являются идеальными, а напряжение на выходе фильтра в течение периода изменяется незначительно.

В зависимости от величины индуктивности и емкости LC-фильтр может работать в режиме с непрерывным (рис. 11.41, в) или прерывистым (рис. 11.41, д) протеканием тока через индуктивность.

Режим работы LC-фильтра с непрерывным протеканием тока через индуктивность (рис. 11.41, в) можно разбить на два этапа. Первый этап — ток в индуктивности нарастает от минимального значения $I_{L \min}$ до максимального значения $I_{L \max}$ в интервале импульса. Второй этап — ток в индуктивности уменьшается от $I_{L \max}$ до $I_{L \min}$ в интервале паузы. Принятое допущение о линейности индуктивности определяет линейный характер нарастания и уменьшения тока через дроссель L . На этом основании для тока с непрерывным протеканием через индуктивность можно записать

$$i_L(t) = \begin{cases} I_{L \min} + \frac{U - U_d}{L} \tau & \text{при } nT \leq \tau \leq nT + t_n, \\ I_{L \max} - \frac{U_d}{L} \tau & \text{при } nT + t_n \leq \tau \leq (n+1)T, \end{cases} \quad (11.77)$$

где $n = 1, 2, 3 \dots$ — порядковый номер периода;

t_n — текущее время;

τ — время, отсчитываемое от начала соответствующего интервала.

Для установившегося режима граничными условиями выражения (11.77) будут

$$\begin{cases} I_{L \min} = i_L [(n+1)T], \\ I_{L \max} = i_L (nT + t_n). \end{cases} \quad (11.78)$$

Ток в индуктивности за время импульса нарастает, а за время паузы уменьшается на одну и ту же величину, поэтому из выражения (11.77) можно записать:

$$\frac{U - U_d}{L} \tau \Big|_{nT}^{nT + t_n} = \frac{U_d}{L} \tau \Big|_{nT + t_n}^{(n+1)T}. \quad (11.79)$$

Подставив пределы изменения τ , получим

$$U_d = U \frac{t_n}{T} = U\gamma, \quad (11.80)$$

где $\gamma = \frac{t_n}{T}$ — скважность импульсов.

Из выражения (11.80) следует, что в режиме работы LC -фильтра с непрерывным протеканием тока через индуктивность напряжение на нагрузке равно среднему значению выпрямленного напряжения и не зависит от величины нагрузки (рис. 11.41, б). Это особенно важно, когда преобразователь, питаемый от одного первичного источника, имеет несколько выходных гальванически не связанных каналов стабилизированных напряжений. Обеспечив режим работы LC -фильтров с непрерывным протеканием тока через индуктивность во всех выходных каналах при введенной обратной связи по одному каналу, можно осуществить стабилизацию выходных напряжений по всем каналам в заданном диапазоне изменения токов нагрузки и напряжения первичного источника.

Режим с прерывистым протеканием тока через индуктивность LC -фильтра (рис. 11.41, в) можно рассмотреть, как протекающий в три этапа. Первый этап — ток в индуктивности нарастает за время импульса выпрямленного напряжения. Второй этап — ток в индуктивности спадает от максимального значения до нуля в течение паузы за время t_1 . Третий этап — ток в индуктивности равен нулю. Тогда при принятых допущениях для тока с прерывистым протеканием через индуктивность (рис. 11.41, в) можно записать

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{U - U_d}{L} \tau, & \text{при } nT \leq \tau \leq nT + t_n, \\ \frac{U - U_d}{L} t_n - \frac{U_d}{L} \tau, & \text{при } nT + t_n \leq \tau \leq nT + t_n + t_1, \\ 0 & \text{при } nT + t_n + t_1 \leq \tau \leq (n+1)T. \end{cases} \quad (11.81)$$

Граничными условиями для выражения (11.81) будут

$$I_{L \min} = 0, \quad I_{L \max} = i_L (nT + t_n). \quad (11.82)$$

Если полагать, что элементы фильтра идеальны, то мощность на нагрузке будет равна мощности на входе фильтра:

$$U_d I_{L \text{ ср}} = \frac{U_d^2}{r_d}, \quad (11.83)$$

где $I_{L \text{ ср}}$ — среднее значение тока через индуктивность фильтра, которое определяется в общем виде как

$$I_{L \text{ ср}} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} i_L(t) dt. \quad (11.84)$$

Подставив в выражение (11.84) значение $i_L(t)$ из (11.81) для каждого этапа и проинтегрировав, получим выражение для среднего тока через индуктивность $I_{L \text{ ср}}$. Используя полученное значение $I_{L \text{ ср}}$ и выражение (11.83), найдем

$$U_d^2 + UU_d \alpha \gamma - U^2 \alpha \gamma^2 = 0, \quad (11.85)$$

где $\alpha = \frac{r_d T}{2L}$.

Решение уравнения (11.83) имеет вид

$$U_d = \frac{U \alpha \gamma}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4}{\alpha \gamma^2}} - 1 \right). \quad (11.86)$$

Как видно из полученного выражения, в режиме работы LC -фильтра с прерывистым протеканием тока через индуктивность, напряжение на нагрузке зависит от величины r_d и характеризуется нелинейной зависимостью при изменении скважности импульсов γ . Это позволяет использовать режим с прерывистым протеканием тока через индуктивность в схемах многоканальных преобразователей со стабилизацией выходного напряжения. Однако в одноканальных преобразователях этот режим приводит к понижению коэффициента стабилизации. Поэтому предпочтительным режимом работы LC -фильтра является режим с непрерывным протеканием тока через индуктивность.

Решив совместно уравнения (11.80) и (11.85), получим для границы двух режимов работы фильтра:

$$\alpha = \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (11.87)$$

Подставив значение $\alpha = \frac{r_d T}{2L}$ и решив (11.87) относительно L , получим выражение для критической индуктивности, соответствующее границе двух режимов:

$$L_{\text{кр}} = \frac{r_d T}{2} (1 - \gamma). \quad (11.88)$$

Для обеспечения режима работы LC -фильтра с непрерывным протеканием тока через индуктивность при изменении величины r_d и скважности импульсов индуктивность дросселя фильтра должна быть

$$L_{\text{др}} \geq L_{\text{кр}} = \frac{r_{\text{дм}} T}{2} (1 - \gamma_{\text{min}}). \quad (11.89)$$

Величина изменения тока через индуктивность определяется из выражения (11.77):

$$\Delta i_L = \frac{U - U_d}{L} \tau \left| \begin{array}{l} nT + t_{II} \\ nT \end{array} \right. . \quad (11.90)$$

Подставив пределы и преобразовав последнее выражение, получим

$$\Delta i_L = \frac{U \gamma T (1 - \gamma)}{L} . \quad (11.91)$$

Для определения величины пульсаций выходного напряжения рассмотрим процесс изменения тока в схеме LC -фильтра. В интервалы времени, когда ток через индуктивность меньше среднего значения тока в нагрузке I_d , происходит разряд конденсатора (рис. 11.41, θ). В интервалы времени, когда ток через индуктивность превышает ток I_d , конденсатор заряжается. С учетом принятого допущения о линейности элементов схемы можно определить точки перемены направления тока в конденсаторе — $\frac{t_{II}}{2}$ и $\frac{T - t_{II}}{2}$.

Средний ток при заряде конденсатора (рис. 11.41, θ) равен

$$I_{\text{ср. зар}} = \frac{\Delta i_L}{4} . \quad (11.92)$$

Переменная составляющая напряжения на конденсаторе близка по форме к переменной составляющей тока через индуктивность Δi_L , но отстает от нее по фазе на угол, близкий к 90° (рис. 11.41, ε). Заряд в конденсаторе происходит в интервалы времени, когда напряжение на нагрузке возрастает на величину

$$\Delta U_d = U_{d\text{max}} - U_{d\text{min}} . \quad (11.93)$$

Среднее значение тока в конденсаторе на интервале заряда определится выражением

$$I_{\text{ср. зар}} = \frac{C \Delta U_d}{\tau} \left| \begin{array}{l} nT + t_{II} + \frac{T - t_{II}}{2} \\ nT + \frac{t_{II}}{2} \end{array} \right. . \quad (11.94)$$

Подставив в выражение (11.94) значение $I_{\text{ср. зар}}$ из (11.92) и Δi_L из (11.91), после подстановки пределов и преобразований, получим двойное значение амплитуды пульсаций напряжения на нагрузке:

$$\Delta U_d = U \frac{\gamma T^2 (1 - \gamma)}{8LC} . \quad (11.95)$$

Представим коэффициент пульсаций на выходе фильтра как отношение

$$K_{II} = \frac{\Delta U_d}{2U_d} . \quad (11.96)$$

Тогда величина емкости фильтра определится из выражения (11.95)

$$C = \frac{T^2(1-\gamma)}{16LK_n}. \quad (11.97)$$

Для обеспечения режима работы LC -фильтра с непрерывным протеканием тока через индуктивность в случае изменения скважности импульсов емкость фильтра должна иметь величину

$$C = \frac{T^2(1-\gamma_{\min})}{16L_{\text{др}}K_{n \min}}. \quad (11.98)$$

Более простое выражение для величины емкости LC -фильтра можно получить, если в выражение (11.98) подставить значение $L_{\text{др}}$ из (11.89):

$$C = \frac{T}{8K_{n \min} r_{dm}}. \quad (11.99)$$

Соотношения (11.89), (11.98) и (11.99) являются основными при расчете LC -фильтров в преобразователях постоянного напряжения.

Полученные в результате расчета параметры фильтра следует проверять на отсутствие резонанса по формуле

$$f_{n(i)} > \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (11.100)$$

где $f_{n(1)}$ — частота пульсаций основной гармоники.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА СРЕДНЕЙ
И БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

К стабилизаторам средней и большой мощности предъявляются такие же требования, как и к стабилизаторам малой мощности (см. § 11.3). Основным из них является обеспечение максимального к. п. д., что осуществляется с помощью вентиляей, работающих в ключевом режиме. Применение полностью управляемых вентиляей (транзисторов, запираемых тиристоров) упрощает схему управления стабилизатора, однако там, где выдвигаются требования большой выходной мощности и высоких напряжений, в качестве регулирующего элемента необходимо использовать обычные тиристоры.

§ 12.1. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ,
РЕГУЛИРУЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ КОТОРЫХ ЯВЛЯЕТСЯ ТИРИСТОРНЫЙ КЛЮЧ

Принцип действия тиристорного ключа, выполненного либо на встречно-параллельно включенных тиристорах, либо на симисторах (симметричных тиристорах), рассматривается в § 5.3.

Стабилизаторы с тиристорными ключами позволяют получать высокие уровни стабилизированного напряжения и осуществлять его плавную регулировку в широком диапазоне.

Однако для таких стабилизаторов предъявляются жесткие требования к симметрии запускающих импульсов. Это объясняется тем, что при наличии несимметрии импульсов управления в первичной обмотке силового трансформатора появляется ток вынужденного намагничивания, что способствует снижению к. п. д. устройства и коэффициента мощности, повышению пусковых токов.

В стабилизаторах напряжения с регулирующим элементом в виде тиристорного ключа необходимо принимать меры для автоматической коррекции угла включения тиристоров, что усложняет устройства стабилизации, увеличивает их габариты и вес.

Функциональная схема стабилизатора с тиристорным ключом на стороне переменного тока и неуправляемым выпрямителем на выходе, предназначенная для стабилизации постоянного напряжения, показана на рис. 12.1.

При отсутствии неуправляемого выпрямителя выходное напряжение стабилизатора будет переменным. В этом случае осуществляется стабилизация среднего значения переменного напряжения за счет изменения угла включения тиристоров встречно-параллельного ключа. Стабилизаторы переменного напряжения могут быть построены и по принципу амплитудного регулирования переменного напряжения посредством переключения отпаек силового трансформатора тири-

торными ключами, т. е. по принципу ступенчатой «вольтодобавки». Однако при этом усложняется система управления, ухудшается качество стабилизации. Гармонический же состав переменного напряжения в процессе регулирования практически не изменяется, отпадает необходимость в громоздких фильтрах, к. п. д. системы повышается.

Рассмотрим работу некоторых схем тиристорных стабилизаторов переменного напряжения. Такие стабилизаторы обычно строятся по компенсационным схемам. Они включают в себя силовой трансформатор с отводами нижней и верхней ступени регулирования, коммутируемых тиристорами, систему управления тиристорами и измерительную систему, определяющую отклонение выходного напряжения от заданного значения. Иногда такие стабилизаторы напряжения называют трансформаторно-тиристорными (ТТСН).

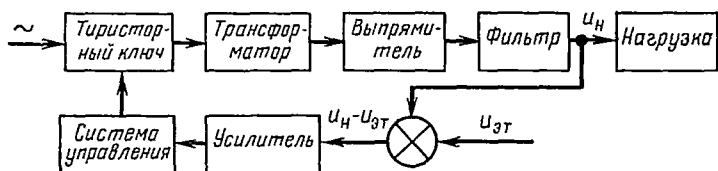


Рис. 12.1. Функциональная схема стабилизатора постоянного напряжения с тиристорным ключом

Подобная система стабилизации в большинстве случаев оказывается неудовлетворительной. Это объясняется тем, что трансформаторно-тиристорный регулятор, являющийся исполнительным органом стабилизатора, представляет собой звено с фиксированным запаздыванием, обусловленным тем, что открытые тиристоры могут закрываться только при изменении направления тока, протекающего через них.

Величина этого запаздывания может достигать продолжительности одного полупериода питающего напряжения. Для обеспечения устойчивой работы стабилизатора при наличии запаздывания в схему обязательно должно вводиться инерционное звено (апериодическое звено первого порядка) с большой постоянной времени.

Устойчивость ТТСН резко ухудшается при работе на индуктивную нагрузку с малым активным сопротивлением. В этом случае во время переходных процессов при появлении в выходном напряжении постоянной составляющей возбуждаются соответствующие переходные процессы с апериодическими колебаниями в индуктивной нагрузке.

Эти недостатки устраняются, если применить трансформаторно-тиристорный стабилизатор напряжения с параметрической схемой управления, которая характеризуется тем, что ее параметры изменяются в результате воздействия измерительного органа, подключенного к входу стабилизатора. При этом исключаются все неблагоприятные явления, связанные с неустойчивостью замкнутых систем регулирования.

ния. Стабилизаторы подобного типа могут быть построены на основе схем рис. 12.2, а, б.

Вторая схема с «вольтодобавочным» трансформатором предпочтительнее первой, так как «вольтодобавочный» трансформатор позволяет получать высокие выходные напряжения. Однако в этой схеме при одновременном открытии тиристоров B_1 , B_4 или B_2 , B_3 происходит закорачивание обмотки, что приводит к возникновению тока короткого замыкания и возможному пробое тиристоров. Такой режим возможен при низких значениях $\cos \varphi$ нагрузки, когда напряжение сети и ток нагрузки значительно отличаются по фазе. При $\cos \varphi$, близких к единице, явление короткого замыкания не наблюдается. С целью повышения надежности стабилизаторов обоих типов необходимо применять специальные меры для обеспечения четкой коммутации тиристоров.

Рассмотрим работу схемы однофазного ТТСН (рис. 12.3), построенную по первому принципу.

Нагрузка к двум регулировочным отводам автотрансформатора Tr_1 подключается через две пары тиристоров.

В положительные полупериоды напряжения открыты вентили B_2 и B_4 , в отрицательные — вентили B_1 и B_3 .

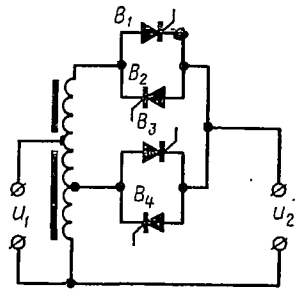
Принцип стабилизации состоит в том, чтобы в течение каждого полупериода тиристоры обеспечивали изменение коэффициента трансформации трансформатора Tr_1 в заданном диапазоне.

Специфика работы схемы на тиристорах требует специального выполнения схемы управления и защиты.

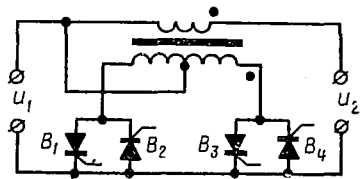
Работа схемы при $\cos \varphi$, отличном от единицы, значительно усложняется. Из-за сдвига фаз между током и напряжением появляются интервалы, во время которых имеет место короткое замыкание по контуру тиристоров.

Для обеспечения безаварийной коммутации тиристоров в схеме трансформатора предусмотрена фазочувствительная система, реагирующая на направление тока по отношению к напряжению и разрешающая формирование и подачу управляющих импульсов на тиристоры.

Фазочувствительную систему образуют две цепочки. Первая цепочка состоит из последовательно включенных транзистора T_1 , диода B_{15} , трансформатора Tr_6 , диода B_{19} , вторая — из транзистора T_2 , диода B_{16} , трансформатора Tr_7 , диода B_{20} . Эмиттерно-базовые переходы транзисторов T_2 , T_1 , зашунтированные диодами, включены последовательно, базы их подсоединены к диодам B_5 , B_6 .



а)



б)

Рис. 12.2. Трансформаторно-тиристорные стабилизаторы переменного напряжения:

а — схема с тиристорными ключами; б — схема с тиристорными ключами и «вольтодобавочным» трансформатором

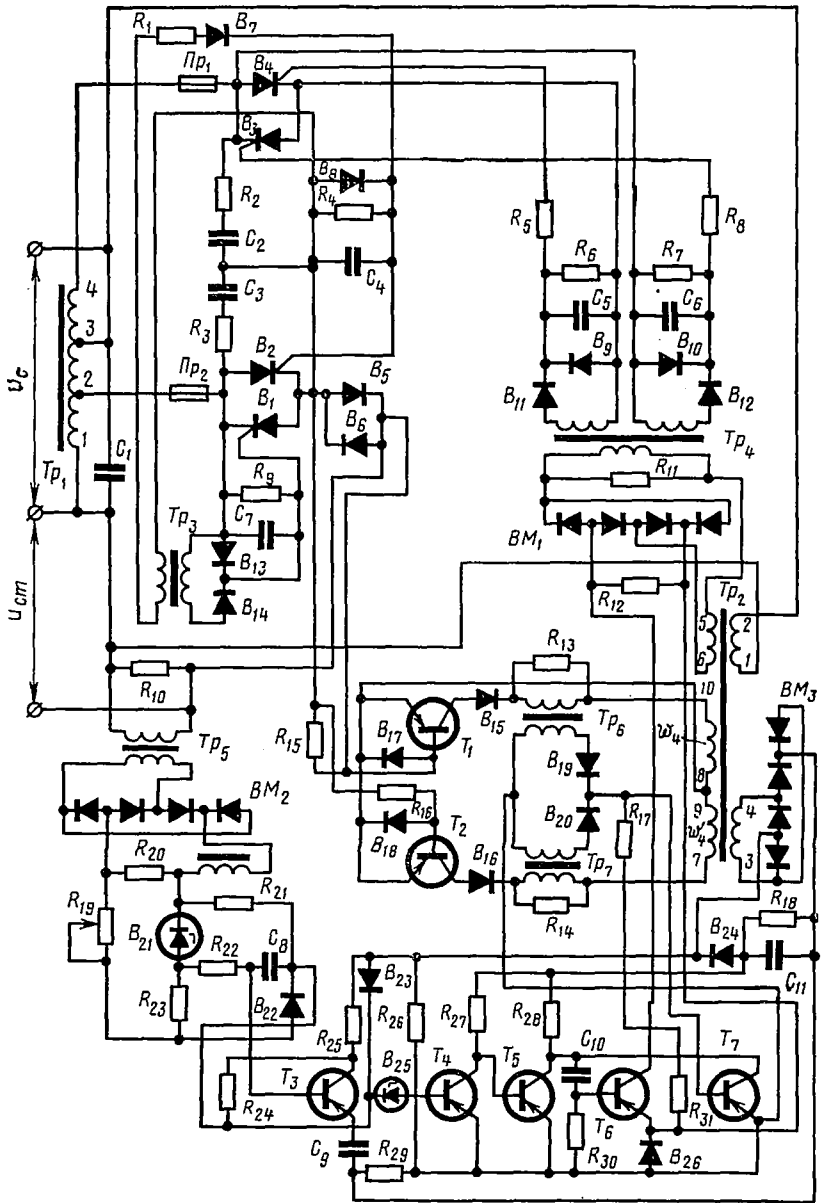


Рис. 12.3. Принципиальная схема однофазного трансформаторно-тиристорного стабилизатора переменного напряжения

В зависимости от направления тока, протекающего по диодам B_5 , B_6 , будет насыщаться транзистор T_1 или T_2 .

На трансформаторы Tr_6 и Tr_7 подается напряжение с обмоток ω_4 и ω_4' трансформатора Tr_2 . Взаимная фазировка обмоток ω_4 , ω_4' трансформатора Tr_2 и подключение баз транзисторов T_1 , T_2 к диодам B_5 , B_6 производится таким образом, чтобы в положительный полупериод напряжения при положительном вторичном токе напряжение этих обмоток подавалось на первичную обмотку трансформатора Tr_6 , а в отрицательные полупериоды при отрицательном вторичном токе — на первичную обмотку трансформатора Tr_7 .

Если в положительный полупериод ток, проходящий по диодам B_5 , B_6 , отрицательный, то обе цепочки фазочувствительной системы закрыты. Транзистор T_1 разрывает цепь, так как его эмиттерно-базовый переход находится под обратным напряжением, а напряжение обмотки ω_4 отсекается диодом B_{16} .

Соответственно в отрицательный полупериод при положительном вторичном токе эмиттерно-базовый переход транзистора T_2 находится под обратным напряжением, а напряжение обмотки ω_4 отсекается диодом B_{15} , по отношению к которому это напряжение является запирающим.

Таким образом, если ток и напряжение не совпадают по направлению, на выходе вторичных обмоток трансформаторов Tr_4 , Tr_5 и после диодов B_{19} , B_{20} напряжение будет равно нулю, так как оба транзистора T_1 , T_2 закрыты.

Транзистор T_7 благодаря току, протекающему в его базе (подключен к минусу источника питания B_{M3} усилителя постоянного тока), насыщается и шунтирует транзистор T_5 , в результате чего задерживается формирование и подача управляющих импульсов к тиристорам B_3 , B_4 .

Разрешение на подачу управляющих импульсов к тиристорам B_3 , B_4 будет только при наличии выходного напряжения трансформаторов Tr_4 , Tr_5 в проводящих для диодов B_{19} , B_{20} направлениях.

Напряжение вторичных обмоток трансформаторов Tr_6 , Tr_7 через диоды B_{19} , B_{20} подается на эмиттерно-базовый переход транзистора T_7 в обратном направлении и запирает его.

Рассмотренная система обеспечивает четкую и устойчивую работу стабилизатора при любом характере нагрузки. Нестабильность выходного напряжения по действующему и среднему значениям составляет $\pm 2\%$ и $\pm 1\%$ соответственно при изменении первичного напряжения на $\pm 10 \div 15\%$ от номинального значения.

Указанная нестабильность выходного напряжения обеспечивается при работе как на активную, так и на реактивную нагрузку ($\cos \varphi = 0,7$) при температуре окружающей среды $+ 50^\circ \text{C}$.

§ 12.2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ, СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Стабилизаторы постоянного напряжения, стабилизирующими элементами которых являются управляемые выпрямители, строятся по компенсационным схемам. Рассмотрим работу некоторых из них на примере схем рис. 12.4 и 12.5 [32].

В стабилизаторе рис. 12.4 регулирующий элемент — управляемый выпрямитель — выполнен по однофазной мостовой схеме. Анодная группа выпрямителя собрана на диодах B_1, B_2 , катодная группа — на тиристорах B_3, B_4 . Напряжение с выхода выпрямителя фильтруется посредством LC -фильтра и поступает на нагрузку.

Часть выходного напряжения, снимаемого с измерительного потенциометра $R_4 \div R_6$, сравнивается с опорным напряжением стабилитрона B_6 , разность этих напряжений поступает на транзистор T_3 усилителя. Транзистор T_3 и диоды $B_{11} \div B_{14}$ образуют одно из плеч фазового моста; остальные плечи моста образуются двумя полуобмот-

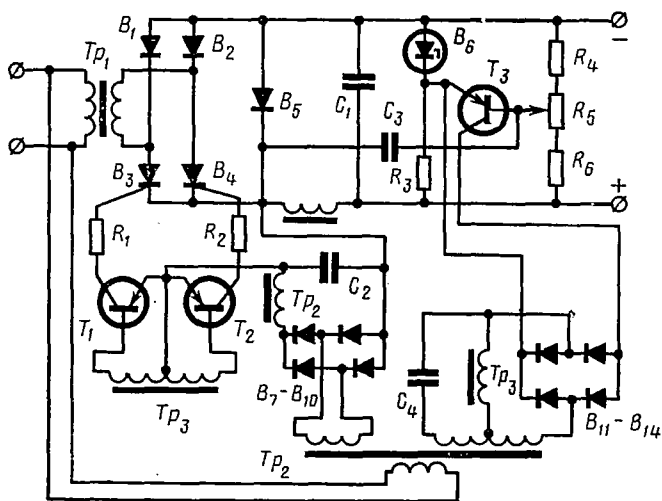


Рис. 12.4. Стабилизатор постоянного напряжения с несимметричным выпрямителем

ками трансформатора Tr_2 и конденсатором C_4 . В диагональ моста включена первичная обмотка трансформатора Tr_3 , напряжение вторичной обмотки управляет транзисторами T_1 и T_2 , которые включаются поочередно и подают запускающие импульсы на управляющие электроды тиристоров. Транзисторы T_1 и T_2 питаются от выпрямителя, собранного на диодах $B_7 \div B_{10}$. При отклонении выходного напряжения от установившейся величины изменяется фаза управляющих напряжений и угол регулирования. В результате выходное напряжение остается неизменным. Конденсатор C_3 устраняет возможность автоколебаний.

Мощные стабилизаторы постоянного напряжения, выполненные по данному принципу, имеют управляемые анодную и катодную группы вентилялей.

Электрическая схема такого выпрямителя приведена на рис. 12.5.

Регулирующий элемент системы стабилизации постоянного напряжения выполнен по схеме Ларионова с управляемыми вентилями анодной и катодной групп (тиристоры $B_1 \div B_6$). Схема управления имеет шесть каналов, синхронизированных от сети посредством трансфор-

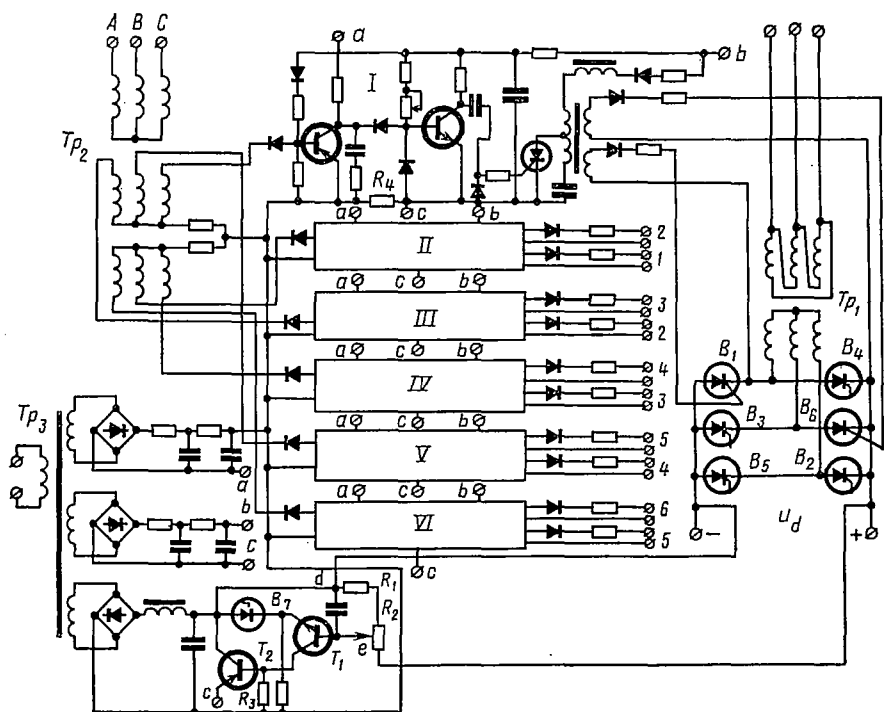


Рис. 12.5. Стабилизатор постоянного напряжения с симметричным трехфазным мостовым выпрямителем

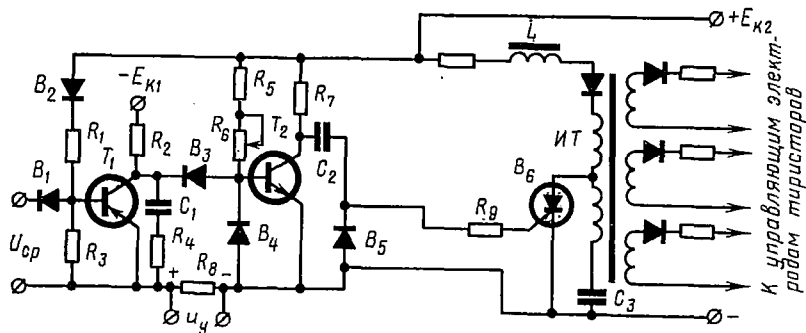


Рис. 12.6. Электрическая схема одного канала системы управления выпрямителя рис. 12.5

матора Tp_2 . Каждый из каналов выполнен по вертикальному принципу. Электрическая схема одного канала приведена на рис. 12.6.

Формирователь пилообразного напряжения, собранный на транзисторе T_1 , управляется импульсами с синхронизатора. Пилообразное напряжение формируется на интервалах закрытого состояния транзистора T_1 . Транзистор T_2 в исходном состоянии открыт током смещения, который определяется величиной сопротивления резисторов R_5, R_6 . Пилообразное напряжение является запирающим для транзистора T_2 . Как только это напряжение превысит напряжение управления u_y , которое подается на резистор R_8 , транзистор T_2 закрывается. Таким образом, момент перехода транзистора T_2 из режима насыщения в режим отсечки определяется величиной напряжения управления и может регулироваться по фазе в диапазоне $0 \div \frac{4\pi}{3}$ относительно заднего фронта импульсов синхронизации.

Диод B_4 служит для ограничения отрицательного напряжения на базе транзистора T_2 . Диод B_3 препятствует короткому замыканию источника напряжения управления через насыщенный транзистор T_7 и разряженный конденсатор C_1 .

Выходной каскад канала управления выполнен на тиристор B_6 и конденсаторе C_3 . Включение тиристора B_6 приводит к разряду конденсатора C_3 и, следовательно, к появлению запускающего импульса на выходе канала управления.

Выходные каскады вырабатывают систему двойных импульсов, необходимых для включения тиристоров и обеспечения их работы в режиме прерывистых токов нагрузки. Например, в режиме прерывистых токов тиристор B_6 схемы рис. 12.5 выключается раньше момента прихода импульса на управляющий электрод тиристора B_1 . Поэтому включающий импульс с первого канала поступает не только на тиристор B_1 , но также на тиристор B_6 для его повторного включения. Выходное напряжение стабилизируется следующим образом (см. рис. 12.5).

Допустим, что напряжение на выходе возросло. В результате увеличивается напряжение между точками $d - e$ делителя R_1, R_2 . Данное напряжение приложено к последовательно соединенным стабилизатору B_7 и переходу база — эмиттер транзистора T_1 . Сигнал рассогласования практически прикладывается к входу транзистора T_1 и вызывает увеличение базового тока. В результате увеличивается ток коллектора транзистора T_1 и напряжение на его нагрузке R_3 . Базовый и эмиттерный токи эмиттерного повторителя (транзистор T_2) увеличиваются, что приводит к увеличению напряжения на его нагрузке. Нагрузкой являются параллельно соединенные резисторы R_4 всех шести каналов генератора. Увеличение напряжения на резисторе R_4 вызывает увеличение угла включения тиристоров выпрямителя и, таким образом, снижение напряжения на его нагрузке. Система осуществляет стабилизацию выходного напряжения при воздействии возмущений как по входу, так и по выходу устройства за счет наличия в ней отрицательной обратной связи.

§ 12.3. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ,
РЕГУЛИРУЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ КОТОРЫХ ЯВЛЯЕТСЯ ТИРИСТОРНЫЙ
ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Рассмотренные типы тиристорных стабилизаторов могут использоваться только при наличии сети переменного тока.

Если источниками питания являются сети постоянного напряжения: аккумуляторы, солнечные батареи, топливные элементы, — целесообразно применять стабилизаторы, регулируемыми элементами которых являются тиристорные ШИП.

Функциональные схемы таких стабилизаторов приведены на рис. 12.7, 12.8.

В схеме рис. 12.7 переключение ШИП осуществляется каналами формирования запускающих КЗИ и гасящих КГИ импульсов. Оба канала синхронизированы через управляющие каскады $УК_1$, $УК_2$ посредством генератора пилообразного напряжения ГПН со стабилизированной частотой.

Напряжение нагрузки сравнивается с эталонным, разность этих

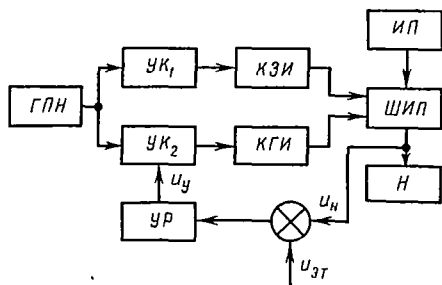


Рис. 12.7. Функциональная схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с тиристорным ШИП

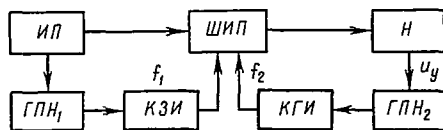


Рис. 12.8. Функциональная схема параметрического стабилизатора постоянного напряжения с тиристорным ШИП

напряжений поступает на вход усилителя рассогласования $УР$, выход которого управляет частотой следования импульсов гашения. Таким образом, в рассмотренной структурной схеме осуществлен принцип компенсационной стабилизации.

В схеме рис. 12.8 для питания КГИ используется выходное напряжение, колебания которого приводят к соответствующим изменениям частоты следования гасящих импульсов; стабилизатор данного типа можно отнести к классу параметрических.

Поскольку в таком стабилизаторе имеется непосредственная связь системы управления с нагрузкой, его называют стабилизатором с непосредственной связью. Стабилизаторы с непосредственной связью имеют один источник для питания нагрузки и системы управления; иногда данная особенность может быть нежелательна, поскольку выходное напряжение стабилизатора ограничено величиной напряжения питания системы управления.

Рассмотрим работу стабилизатора с непосредственной связью на примере его принципиальной электрической схемы (рис. 12.9).

При включении напряжения питания запускается генератор пилообразного напряжения, собранный на транзисторе T_1 и тиристоре B_6 .

При разряде конденсатора C_1 на индуктивности L_1 образуется короткий импульс, который через эмиттерный повторитель (транзистор T_2) поступает на вход формирователя запускающих импульсов — транзистор T_3 .

Следует заметить, что выходной каскад может быть выполнен и на основе ждущего блокинг-генератора.

Импульс с транзистора T_3 запускает тиристор B_p , и на нагрузке появляется напряжение источника, которое одновременно служит напряжением питания канала формирования импульсов гашения.

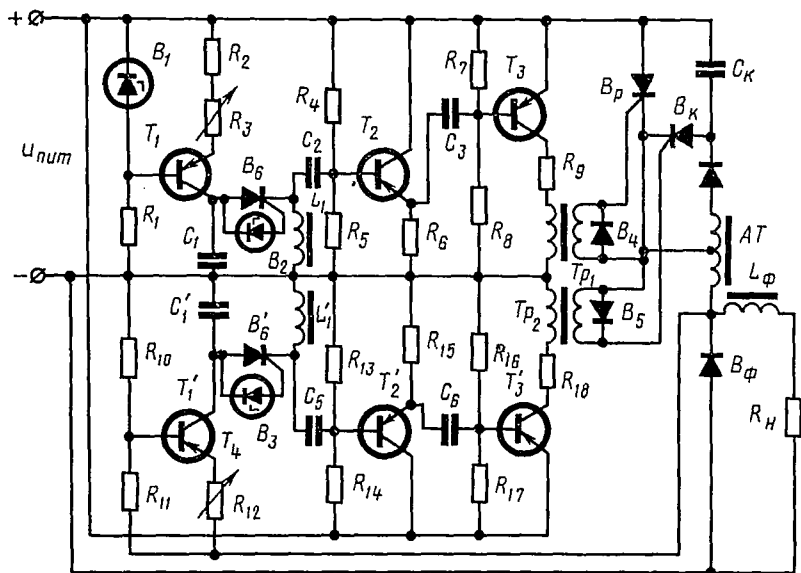


Рис. 12.9. Принципиальная схема параметрического стабилизатора с тиристорным ШИП

Данный канал работает по тому же принципу, что и канал формирования запускающих импульсов.

Напряжение питания базовой цепи стабилизировано параметрическим стабилизатором B_1 , поэтому частота первого генератора пилообразного напряжения не изменяется при изменении напряжения питания. Частота второго генератора является функцией напряжения питания; данная зависимость достаточно линейна в определенных пределах. Таким образом, стабилизация в схеме происходит за счет изменения частоты второго генератора, которая меняется в соответствии с изменениями его напряжения питания, т. е. напряжения на нагрузке.

При исследовании тиристорных ШИП со статической нагрузки было выяснено, что регулирование их выходного напряжения возможно в строго определенных пределах. Нижний и верхний пределы выходного напряжения ШИП ограничены условиями перезаряда коммутационного конденсатора. Если импульсные стабилизаторы

строятся на основе зависимых ШИП, необходимо знать, в каких пределах изменяется скважность работы регулирующего элемента при заданном диапазоне изменения нагрузки и напряжения питания.

В результате анализа ШИП получено выражение его внешней характеристики (7.18):

$$U_H = E\gamma - I_H \frac{R_{н.п}}{\gamma}. \quad (12.1)$$

Здесь $R_{н.п} = \frac{\sigma L_{\Phi}}{T} \lambda$ — внутреннее сопротивление выходного контура схемы импульсного преобразователя.

На участке стабилизации коэффициент пульсаций выходного напряжения не постоянный, поэтому $R_{н.п} \neq \text{const}$.

Из выражения внешней характеристики видно, что регулирующий элемент стабилизатора «пропускает» лишь часть напряжения питания на нагрузку. Для удобства анализа полагаем, что разница между напряжением источника питания и выходным напряжением гасится на фиктивном сопротивлении преобразователя $R_{\Phi.п}$. Тогда эквивалентная схема импульсного преобразователя напряжения имеет вид, представленный на рис. 12.10.

При воздействии дестабилизирующих факторов значение $R_{\Phi.п}$ должно изменяться таким образом, чтобы выходное напряжение оставалось постоянным. Изменение величины $R_{\Phi.п}$ возможно за счет изменения скважности по цепи обратной связи.

Рассмотрим процесс стабилизации, используя семейство внешних характеристик (рис. 12.11) с учетом, что номинальный режим на выходе устройства определяется величинами $U_{н.ном}$, $I_{н.ном}$.

Пусть ток в нагрузке изменился на величину ΔI_H и стал равным $I_{н.мах}$. Если бы в схеме не было обратной связи, то напряжение на выходе преобразователя стало бы равным $U_{н.п}$ (точка I'). Цепь обратной связи срабатывает таким образом, что рабочая точка переходит в точку I'' , т. е. скважность работы ключа изменяется, а среднее значение выходного напряжения остается на уровне номинального.

Определим значение скважности γ_3 для нового значения нагрузки:

$$\gamma_3^2 - \frac{U_{н.ном}}{E} \gamma_3 - \frac{R_{в.мах} I_{н.мах}}{E} = 0. \quad (12.2)$$

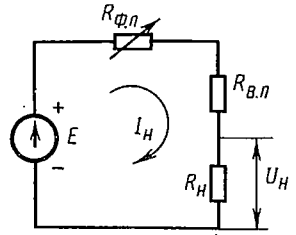


Рис. 12.10. Эквивалентная схема тиристорного ШИП, работающего в режиме стабилизации напряжения

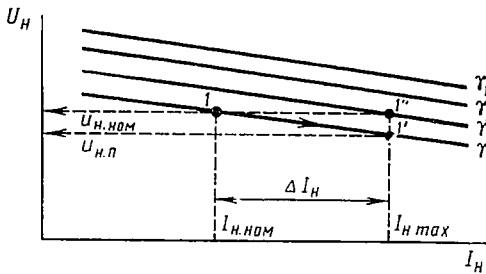


Рис. 12.11. Внешние характеристики ШИП, работающего в режиме стабилизации напряжения

В результате решения этого уравнения получаем

$$\gamma_3 = \frac{U_{н. ном}}{2E} \left(1 \pm \sqrt{\frac{4I_{н max} R_{в. п} E}{U_{н. ном}}} \right)^2. \quad (12.3)$$

Из выражения (12.3) видно, что чем больше напряжение питания, тем меньшее значение скважности необходимо для стабилизации выходного напряжения при изменениях нагрузки.

Таким образом, при создании импульсных тиристорных стабилизаторов можно определить диапазон изменения скважности при заданном диапазоне изменения нагрузки.

Полученное соотношение показывает, что можно избежать срыва коммутации тиристорного ключа, если выбрать соответствующее значение напряжения питания импульсного стабилизатора.

Мы рассмотрели случай дестабилизации по нагрузке. Однако при наличии реальных источников питания (с конечным значением внутреннего сопротивления R_i) изменение тока нагрузки приведет к изменению входного напряжения стабилизатора. Следовательно, в выражение (12.3) вместо E необходимо подставить значение $E - \Delta I R_i$.

Следует заметить, что выражение (12.3) является трансцендентным, поэтому его точное решение относительно γ возможно с помощью цифровых вычислительных машин.

Важной характеристикой импульсного стабилизатора является характеристика вход — выход, представляющая собой зависимость скважности выходного напряжения ШИП от напряжения управления. Полученное соотношение позволяет оценить угол наклона характеристики вход — выход по цепи обратной связи и рассчитать диапазон изменения напряжения управления. В рассматриваемой схеме управляющим является напряжение, снимаемое с нагрузочной цепи, т. е. здесь явно не выражены характерные блоки компенсационного стабилизатора — устройство сравнения и усиления по цепи обратной связи. По характеристике вход — выход импульсного стабилизатора можно сравнить возможности схемы управления с потребностями регулирования исходя из необходимого качества стабилизации.

Характеристика вход — выход по цепи обратной связи должна быть линейной в диапазоне измерения управляющего напряжения. Данный диапазон определяет рабочий диапазон стабилизированного напряжения.

Из семейства внешних характеристик видно, что при отсутствии обратной связи в случае увеличения нагрузки до значения $I_{н max}$ выходное напряжение уменьшается до величины

$$U_{н. п} = E\gamma_4 - I_{н max} \frac{R_{в. п max}}{\gamma_4}.$$

Уменьшение напряжения на нагрузке по сравнению с номинальным значением составляет

$$\Delta U_n = \Delta I_n \frac{R_{в. п max} - R_{в. п}}{\gamma_4}.$$

Изменение напряжения на нагрузке вызывает изменение скважности регулирования. Однако частота генератора пилообразного на-

пряжения зависит от амплитудного значения выходного напряжения. Разность между максимальными значениями установившихся выходных напряжений для токов нагрузки $I_H = I_{H, \text{ном}}$ и $I_H = I_{H, \text{max}}$ согласно (7.14) составляет

$$\Delta U_{H, \text{max}} = \left(\frac{K_{II}}{1 - e^{-\alpha_{п, \text{ном}}}} - E \right) e^{-\gamma_4 \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{H, \text{ном}}} \right) \alpha_{\text{ном}}} - \left(\frac{K_{II, \text{max}}}{1 - e^{-\alpha_{п, \text{max}}}} - E \right) e^{-\gamma_3 \left(1 + \frac{R_{\Phi}}{R_{H, \text{max}}} \right) \alpha_{\text{max}}}. \quad (12.4)$$

Здесь величины $\alpha_{\text{ном}}$, K_{II} , $\alpha_{п, \text{ном}}$ соответствуют номинальному значению тока нагрузки и определяются из выражений (7.8), (7.9). Коэффициенты $K_{II, \text{max}}$, $\alpha_{п, \text{max}}$, α_{max} соответствуют максимальному значению тока в нагрузке.

Если учесть, что зависимость $\gamma = f(u_H)$ должна быть линейной, можно определить угол наклона характеристики вход — выход по цепи обратной связи:

$$\beta = \text{arctg} \frac{\gamma_3 - \gamma_4}{\Delta U_{H, \text{max}}}. \quad (12.5)$$

Рассмотрим процесс стабилизации при изменении напряжения питания. Номинальный режим на нагрузке характеризуется уравнением

$$U_{H, \text{ном}} = E \gamma_{\text{ном}} - I_{H, \text{ном}} \frac{\sigma_{\text{ном}} L_{\Phi}}{\gamma_{\text{ном}} T} \lambda.$$

Предположим, что напряжение питания стабилизатора изменилось и стало равно $E \pm \Delta E$. В результате скважность работы рабочего тиристора также изменится и станет равной

$$\gamma'_{\text{ном}} = \gamma_{\text{ном}} \mp \Delta \gamma_{\text{ном}},$$

где $\Delta \gamma_{\text{ном}} = \Delta E \text{ tg } \beta$.

Угол β определяется величиной сопротивления резистора R_{12} (см. рис. 12.9) и параметрами транзистора T_1 , т. е. параметрами цепи заряда конденсатора C'_1 .

Новое значение установившегося напряжения на нагрузке определяется уравнением

$$U'_H = (E \pm \Delta E) (\gamma_{\text{ном}} \mp \Delta E \text{ tg } \beta) - I'_H \frac{\sigma'_{\text{ном}} L_{\Phi} \lambda}{T (\gamma_{\text{ном}} \mp \Delta E \text{ tg } \beta)}.$$

В случае идеальной стабилизации напряжения $U_{H, \text{ном}}$ и U'_H не должны отличаться друг от друга. В реальных условиях между этими напряжениями всегда будет некоторая разность $\Delta U'_H = U'_H - U_{H, \text{ном}}$. Если вычислить эту разность с учетом того, что $I'_H = I_{H, \text{ном}} \pm \Delta I_H$, где $\Delta I_H = \frac{\Delta U_H}{R_H}$, то можно записать

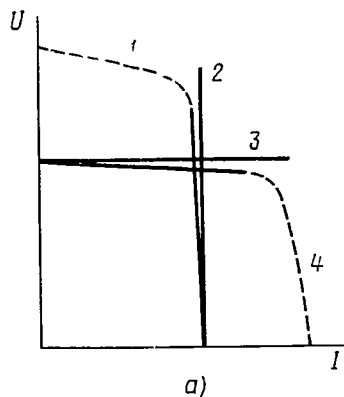
$$\Delta U_H = \frac{I_{H, \text{ном}} \frac{L_{\Phi} \lambda}{T} \left(\frac{\sigma_{\text{ном}}}{\gamma_{\text{ном}}} - \frac{\sigma'_{\text{ном}}}{\gamma_{\text{ном}} \mp \Delta E \text{ tg } \beta} \right) \pm \Delta E^2 \text{ tg } \beta \pm \Delta E E \text{ tg } \beta \pm \Delta E \gamma_{\text{ном}}}{1 + \frac{\sigma_{\text{ном}} L_{\Phi} \lambda}{T R_H (\gamma_{\text{ном}} \mp \Delta E \text{ tg } \beta)}}. \quad (12.6)$$

Из полученного выражения видно, что в стабилизаторе с непосредственной связью стабилизирующие свойства определяются правильным выбором угла наклона характеристики вход — выход по цепи обратной связи.

При заданном коэффициенте стабилизации всегда можно оценить значение ΔU_{II} и, таким образом, оценить величину, т. е. угол наклона характеристики вход — выход системы управления импульсного стабилизатора. Точное решение данной задачи возможно с применением вычислительных машин.

§ 12.4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА (ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ)

Источники питания целого ряда электротехнических устройств (дуговые сталеплавильные печи, ванны для электролиза металлов, устройства для заряда накопительных конденсаторов и др.) должны быть источниками стабилизированного тока, т. е. такими источниками электрической энергии, ток на выходе которых не зависит от величины сопротивления нагрузки.



Внешние характеристики подобных источников для идеального (2) и реального (4) режимов изображены на рис. 12.12, а.

Большинство промышленных источников электрической энергии по существу являются источниками напряжения, внешние характеристики которых для идеального (3) и реального (4) режимов представлены на том же рис. 12.12, а. Источники напряжения можно использовать и для нагрузок, требующих стабилизированный ток, если применять специальные промежуточные устройства — преобразователи источников напряжения в источники тока или параметрические источники тока.

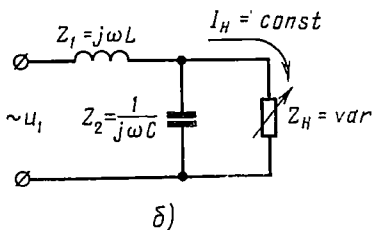


Рис. 12.12. Источники тока и напряжения:

а — внешние характеристики источников тока и напряжения; б — схема простейшего источника тока

Роль таких преобразователей могут выполнять схемы Бушера и Штейнметца. Простейшая из них — Г-образная схема изображена на рис. 12.12, б. Если схема питается от источника синусоидального напряжения, то комплекс тока в нагрузке Z_{II} определяется выражением

$$\dot{I}_{II} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \frac{Z_{II}}{Z_2} (Z_1 + Z_2)}. \quad (12.7)$$

Из уравнения (12.7) видно, что если индуктивное сопротивление дросселя $Z_1 = j\omega L$ и емкостное сопротивление конденсатора $Z_2 = -j\frac{1}{\omega C}$ выбрать из условия

$$Z_1 + Z_2 = 0 \quad \text{или} \quad \omega L = \frac{1}{\omega C}, \quad (12.8)$$

т. е. из условия резонанса на частоте питающего напряжения, то ток в нагрузке не будет зависеть от величины сопротивления $Z_{\text{н}}$. Практически условие $Z_1 + Z_2 = 0$ можно выполнить лишь приближенно из-за наличия активных сопротивлений и потерь в элементах схемы.

Физическое объяснение поддержания постоянства тока в такой схеме заключается в следующем. При коротком замыкании ($Z_{\text{н}} = 0$) ток в короткозамкнутой нагрузке определяется приложенным напряжением и сопротивлением дросселя. По мере увеличения сопротивления нагрузки оно оказывает все меньшее шунтирующее действие на конденсатор и режим работы схемы все больше приближается к резонансному, при этом напряжение на конденсаторе и на нагрузке увеличивается. Рост напряжения на нагрузке при увеличении ее сопротивления и определяет то, что ток нагрузки остается неизменным.

Преобразователи описанного типа, содержащие дроссели и конденсаторы, получили название индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП). Вопросы теории и расчета таких преобразователей освещены в [47].

На рис. 12.13 изображены некоторые схемы ИЕП, нашедшие промышленное применение.

Схемы отличаются друг от друга коэффициентами стабилизации тока, к. п. д., установленной мощностью реактивных элементов, частотными и другими характеристиками. Так, например, диапазон изменения коэффициента полезного действия для них составляет 92 ÷ 95%, а коэффициент мощности приблизительно равен единице. Конструировать подобные схемы можно, основываясь на общей теории четырехполюсника и многополюсника [47]. Известно, что матричное уравнение пассивного четырехполюсника в системе A -параметров записывается следующим образом:

$$\begin{Bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{Bmatrix}, \quad (12.9)$$

где \dot{U}_1, \dot{I}_1 — комплексы напряжения и тока на входе, а \dot{U}_2, \dot{I}_2 — комплексы напряжения и тока на выходе четырехполюсника.

Для четырехполюсника, нагруженного на сопротивление $Z_{\text{н}}$,

$$\dot{U}_2 = Z_{\text{н}} \dot{I}_2,$$

поэтому комплекс тока \dot{I}_2 в нагрузке с учетом (12.9) равен

$$\dot{I}_2 = \dot{U}_1 \frac{1}{A_{11}Z_{\text{н}} + A_{12}}. \quad (12.10)$$

Из (12.10) видно, что условию стабилизации тока независимо от сопротивления нагрузки соответствует равенство

$$A_{ii} = 0. \quad (12.11)$$

Таким образом, если выдержано условие (12.11), любой пассивный четырехполюсник становится преобразователем источника напряжения

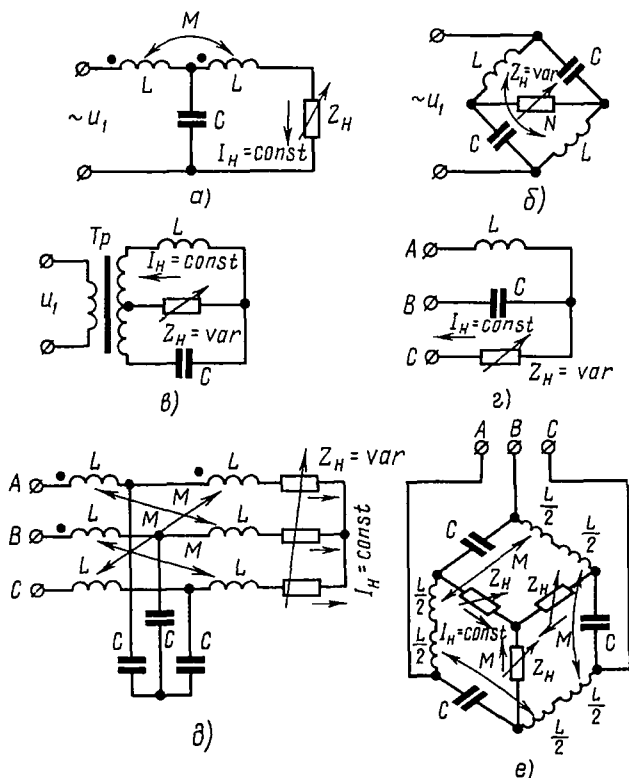


Рис. 12.13. Схемы индуктивно-емкостных преобразователей:

a, б — Г-образная и мостовая однофазные схемы с взаимной индуктивной связью; *в* — дифференциальная схема; *г* — схема типа «звезда»; *д* — Т-образная трехфазная схема с междуфазными магнитными связями; *е* — трехфазная мостовая схема с междуфазными магнитными связями

в источник тока, т. е. схем подобного класса может быть произвольное число. Однако не все они удовлетворяют требованиям практики с точки зрения тех или иных характеристик. Например, схема рис. 12.13, *г* имеет меньшую по сравнению со схемой рис. 12.13, *а* установленную мощность конденсаторов, однако схема рис. 12.13, *а* имеет более высокий коэффициент стабилизации по току, почти не зависящий от колебаний частоты. Выбор типа схемы определяется конкретными эксплуатационными требованиями.

Индуктивно-емкостные преобразователи, как правило, имеют на выходе согласующий трансформатор, позволяющий обеспечить согласование ИЕП и нагрузки с целью получения наивысших технико-экономических показателей. Для получения стабильного тока в нагрузках постоянного тока на выходе ИЕП включают выпрямитель по любой из известных однофазных или многофазных схем.

Следует отметить, что одна и та же схема ИЕП позволяет осуществлять преобразование источника напряжения в источник тока, и наоборот. В качестве иллюстрации на рис. 12.14 приведена схема устройства с ИЕП, применяемого для заряда накопительного конденсатора

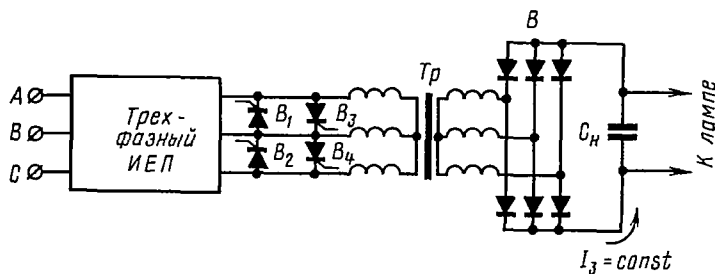


Рис. 12.14. Схема с ИЕП для заряда накопительного конденсатора

в одной из серийно выпускаемых промышленностью импульсных лазерных установок.

Трехфазный ИЕП подключен к мощному накопительному конденсатору C_n через трансформатор Tr и выпрямительный мост B . Конденсатор периодически разряжается на лазерную лампу накачки. ИЕП обеспечивает постоянство тока заряда конденсатора $I_3 = const$ (что требуется по условиям максимального к. п. д. процесса заряда) в течение всего зарядного цикла (от единиц до десятков секунд). Тиристоры $B_1 \div B_4$ позволяют в нужный момент времени закорачивать выход ИЕП (режим короткого замыкания не опасен для этих схем, так как ток стабилизирован) и тем самым фиксировать заданный уровень напряжения на накопительном конденсаторе.

Схемная простота, высокая эксплуатационная надежность, а также хорошие энергетические показатели ИЕП, обеспечили их широкое практическое применение в качестве мощных источников питания стабилизированным током.

ПРИМЕНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН
ДЛЯ РАСЧЕТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Расчет преобразователей наиболее удобно производить методами математического моделирования с использованием аналоговых и цифровых вычислительных машин.

Различаются следующие виды математического материального моделирования: аналоговое, структурное, цифровое. В основе всех видов моделирования лежит подобие явлений, происходящих в натуре и модели.

Аналоговое моделирование выгодно отличается от других видов моделирования тем, что с каждым элементом природы сопоставляется подобный элемент модели, поэтому, проводя эксперименты с моделью и изменяя ее параметры для получения заданного переходного процесса, можно точно и просто указать, какой именно элемент природы и в каком соотношении необходимо при этом изменить. В то же время серьезным недостатком аналогового моделирования является необходимость при переходе к исследованию нового объекта (натуры) применять другие элементы модели.

Структурное моделирование выполняется на аналоговых вычислительных машинах (АВМ). Для построения модели необходимо знать уравнения (дифференциальные и алгебраические), описывающие объект исследования. Эти уравнения решаются на аналоговой вычислительной машине путем набора структурной схемы из решающих элементов, каждый из которых выполняет какую-либо математическую операцию (интегрирование, суммирование, инвертирование знака, усиление). Достоинство таких моделей — быстрота перестройки при переходе к исследованию нового объекта и большая скорость вычислений. Недостаток — малая точность вычислений ($5 \div 10\%$).

Цифровое моделирование реализуется на электронных цифровых вычислительных машинах (ЭЦВМ) путем задания программы решения численными методами уравнений, описывающих объект исследования. Преимущество цифрового моделирования — универсальность программ, способность решать любые задачи, связанные с исследованием объектов, большая точность вычислений. Недостаток — невысокая скорость вычислений, поскольку ЭЦВМ выполняет только арифметические и логические операции, а также неудобство внесения корректив в программу при необходимости изменения параметров модели.

Используя вычислительную технику при расчете преобразователей необходимо учитывать вышесказанное и выбирать оптимальный вид математического моделирования.

Рассмотрим моделирование нескольких характерных схем преобразовательной техники.

§ 13.1. *RL*-ЦЕПЬ С ВЕНТИЛЕМ

Рассмотрим *RL*-цепь с вентилем, включаемую на синусоидальное напряжение (рис. 13.1).

Дифференциальное уравнение, описывающее переходные процессы в цепи, имеет вид

$$L \frac{di}{dt} + Ri + R_{в(i)}i = U_{2m} \sin \omega t \quad (13.1)$$

где $R_{в(i)}$ — сопротивление вентиля в закрытом и открытом состоянии.

Считая, что вентиль идеальный, можно записать:

$$R_{в(i)} = \begin{cases} R_{отр} = 0 & \text{— вентиль открыт;} \\ R_{закр} = \infty & \text{— вентиль закрыт.} \end{cases}$$

Следовательно, при моделировании в цепи обратной связи решающего усилителя следует ставить диод, который обеспечит нужные соотношения для $R_{в(i)}$.

Рассмотрим аналоговое структурное моделирование *RL*-цепи с вентилем.

Решение задачи на АВМ разбивается на ряд этапов, включающих в себя подготовительные операции и собственно решение задачи:

1. Анализ исходной системы физических уравнений, описывающих натуру (объект моделирования), и приведение ее к виду, удобному для моделирования.

2. Переход к машинным уравнениям путем масштабирования исходных дифференциальных уравнений.

3. Выбор оптимального (или квазиоптимального) варианта структурной схемы решения задачи применительно к конкретной АВМ.

4. Набор задачи на АВМ:

- а) коммутация решающих блоков по структурной схеме;
- б) установка передаточных коэффициентов решающих усилителей модели;

в) введение начальных условий и возмущений и т. д.

5. Выполнение статических и динамических проверок правильности набора структурной схемы.

6. Пробное решение задачи и уточнение параметров машинных уравнений.

7. Пересчет масштабов машинных уравнений (в случае необходимости).

8. Окончательный выбор параметров машинных уравнений и выполнение намеченной программы исследований.

Переходим к моделированию *RL*-цепи, имея в виду использование АВМ типа МН-7.

Приведем уравнение (13.1) к виду, удобному для моделирования:

$$\frac{di}{dt} = - \frac{R + R_{в(i)}}{L} i + \frac{1}{L} U_{2m} \sin \omega t. \quad (13.2)$$

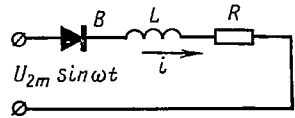


Рис. 13.1. *RL*-цепь с вентилем

Вводим масштабы (константы подобия):

$$M_i = \frac{i_m}{i}, \quad M_u = \frac{U_m}{U_{2m}}, \quad M_\omega = \frac{\omega_m}{\omega}, \quad M_t = \frac{t_m}{t}.$$

Заметим, что $M_\omega M_t = 1$ согласно критерию подобия $\omega t = \omega_m t_m$, где индекс M обозначает машинную переменную, измеряемую в вольтах.

Максимальное значение машинной переменной не должно превышать по абсолютной величине 100 в (линейный диапазон модели МН-7 равен ± 100 в).

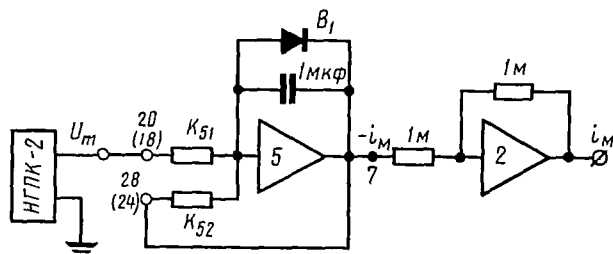


Рис. 13.2. Структурная схема модели RL -цепи с вентилем

Вводя масштабы, переходим от уравнения (13.2) к машинному уравнению:

$$\frac{M_t}{M_i} \cdot \frac{di_m}{dt_m} = - \frac{R + R_{B(i)}}{L} \cdot \frac{i_m}{M_i} + \frac{1}{L} \cdot \frac{U_m}{M_u} \cdot \frac{\sin \omega_m t_m}{M_\omega M_t} \quad (13.3)$$

или

$$\frac{di_m}{dt_m} = - \frac{R + R_{B(i)}}{LM_t} i_m + \frac{1}{L} \frac{M_i}{M_u M_t} U_m \sin \omega_m t_m. \quad (13.4)$$

Составляем структурную схему набора задачи на МН-7 (рис. 13.2). Уравнение, описывающее структурную схему, имеет вид

$$\frac{di_m}{dt_m} = - K_{52} i_m + K_{51} U_m \sin \omega_m t_m. \quad (13.5)$$

Для определения передаточных коэффициентов модели служат уравнения:

$$K_{52} = \frac{R + R_{B(i)}}{LM_t},$$

$$K_{51} = \frac{1}{L} \cdot \frac{M_i}{M_u M_t}.$$

Исходные данные, характеризующие натуру:

$$R = 20 \text{ ом}, \quad f = 50 \text{ гц},$$

$$U_{2m} = 220 \text{ в},$$

$$L = 1 \text{ гн}, \quad 3 \text{ гн}.$$

Выбираем масштабы переменных:

$$M_i = \frac{100 \text{ в}}{2,5 \text{ а}} = 40 \text{ в/а}, \quad M_u = \frac{88 \text{ в}}{220 \text{ в}} = 0,4,$$

$$M_\omega = \frac{3,14 \text{ рад/сек}}{314 \text{ рад/сек}} = 0,01, \quad M_t = \frac{t_m}{t} = 100.$$

Следовательно, решение будет производиться в замедленном (по отношению к реальному) темпе (так называемая гомохронная модель).

Определяем коэффициенты передачи для двух вариантов исходных данных:

а) $L = 1 \text{ гн}$: $K_{52} = \frac{200}{1 \cdot 100} = 0,2,$

$$K_{51} = \frac{40}{1 \cdot 0,4 \cdot 100} = 1,$$

б) $L = 3 \text{ гн}$: $K_{52} = \frac{20}{3 \cdot 100} = 0,066,$

$$K_{51} = \frac{40}{3 \cdot 0,4 \cdot 100} = 0,333 \cdot 10^{-2}.$$

Осциллограммы решения задачи представлены на рис. 13.3. Напряжение $U_m \sin \omega_m t_m$ подается от низкочастотного генератора периодических колебаний НГПК-2.

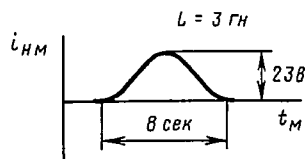
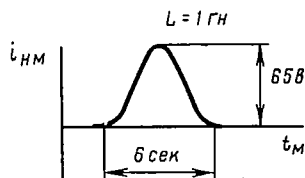


Рис. 13.3. Осциллограммы токов RL -цепи с вентилем

§ 13.2. ОДНОФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Выполним аналоговое структурное моделирование однофазного выпрямителя, имеющего симметричную мостовую схему (рис. 13.4).

Поскольку схема симметрична,

$$i_1 = i_2, \quad i_3 = i_4.$$

Система уравнений, описывающих прямой и обратный контуры, преобразуется путем сложения в уравнение вида

$$u_{AB} = -R_{B1}(i_1)i_1 - R_{B3}(i_3)i_3. \quad (13.6)$$

Контур коммутации описывается уравнением

$$u_\phi = L_a \frac{di_\phi}{dt} + r_a i_\phi + R_{B1}(i_1)i_1 - R_{B3}(i_3)i_3.$$

$$(13.7)$$

Из уравнений Кирхгофа для точек разветвления:

$$i_d = i_1 + i_3,$$

$$i_\phi = i_1 - i_3$$

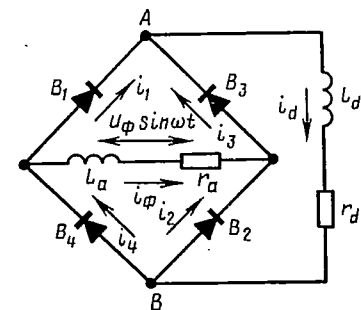


Рис. 13.4. Однофазный мостовой выпрямитель

получаем

$$i_1 = \frac{i_\phi + i_d}{2} = 0,5 (i_\phi + i_d),$$

$$i_3 = \frac{i_d - i_\phi}{2} = 0,5 (i_d - i_\phi).$$

Добавляя к указанным уравнениям уравнение Кирхгофа для контура нагрузки, получим систему физических уравнений, описывающих однофазный симметричный мостовой выпрямитель:

$$\left. \begin{aligned} u_{AB} &= L_d \frac{di_d}{dt} + r_d i_d, \\ u_{AB} &= -R_{в1(i_1)} i_1 - R_{в3(i_3)} i_3, \\ L_a \frac{di_\phi}{dt} + r_a i_\phi + R_{в1(i_1)} i_1 - R_{в3(i_3)} i_3 &= U_\phi \sin \omega t, \\ i_1 &= 0,5 (i_\phi + i_d), \\ i_3 &= 0,5 (i_d - i_\phi). \end{aligned} \right\} \quad (13.8)$$

Как и в предыдущем случае, полагаем, что вентили схемы идеальные, т. е.

$$R_{в} = \begin{cases} R_{пр} = 0 & \text{— вентиль открыт;} \\ R_{обр} = \infty & \text{— вентиль закрыт.} \end{cases}$$

После приведения системы (13.8) к виду, удобному для моделирования, имеем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} u_{AB} - \frac{r_d}{L_d} i_d, \\ u_{AB} &= -R_{в1(i_1)} i_1 - R_{в3(i_3)} i_3, \\ \frac{di_\phi}{dt} &= \frac{1}{L_a} U_\phi \sin \omega t - \frac{r_a}{L_a} i_\phi - \frac{R_{в1(i_1)}}{L_a} i_1 + \frac{R_{в3(i_3)}}{L_a} i_3, \\ i_1 &= 0,5 i_\phi + 0,5 i_d, \\ i_3 &= 0,5 i_d - 0,5 i_\phi. \end{aligned} \right\} \quad (13.9)$$

Вводя масштабы переменных, записываем систему (13.9) относительно машинных переменных:

$$M_{i_d} = \frac{i_{dм}}{i_d}, \quad M_{i_\phi} = \frac{i_{\phiм}}{i_\phi}, \quad M_{i_1} = \frac{i_{1м}}{i_1}, \quad M_{i_3} = \frac{i_{3м}}{i_3},$$

$$M_{u_{AB}} = \frac{u_{ABм}}{u_{AB}}, \quad M_{u_\phi} = \frac{u_{\phi, м}}{u_\phi}, \quad M_\omega = \frac{\omega_м}{\omega}, \quad M_t = \frac{t_м}{t},$$

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{M_t}{M_{i_d}} \cdot \frac{di_{dM}}{dt_M} &= \frac{1}{L_d} \cdot \frac{u_{ABM}}{M_{u_{AB}}} - \frac{r_d}{L_d} \cdot \frac{i_{dM}}{M_{i_d}}, \\
 \frac{u_{ABM}}{M_{u_{AB}}} &= -\frac{R_{B1(i_1)}}{M_{i_1}} i_{1M} - \frac{R_{B3(i_3)}}{M_{i_3}} i_{3M}, \\
 \frac{M_t}{M_{i_\Phi}} \cdot \frac{di_{\Phi, M}}{dt_M} &= \frac{1}{L_a M_{u_\Phi} M_\omega M_t} U_{\Phi, M} \sin \omega_m t_M - \\
 &- \frac{r_a}{L_a} \cdot \frac{i_{\Phi, M}}{M_{i_\Phi}} - \frac{R_{B1(i_1)}}{L_a} \cdot \frac{i_{1M}}{M_{i_1}} + \frac{R_{B3(i_3)}}{L_a} \cdot \frac{i_{3M}}{M_{i_3}}, \\
 \frac{i_{1M}}{M_{i_1}} &= 0,5 \frac{i_{\Phi, M}}{M_{i_\Phi}} + 0,5 \frac{i_{dM}}{M_{i_d}}, \\
 \frac{i_{3M}}{M_{i_3}} &= 0,5 \frac{i_{dM}}{M_{i_d}} - 0,5 \frac{i_{\Phi, M}}{M_{i_\Phi}}
 \end{aligned} \right\}$$

ИЛИ

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{di_{dM}}{dt_M} &= \frac{M_{i_d}}{M_{u_{AB}} M_t L_d} u_{ABM} - \frac{r_d}{M_t L_d} i_{dM}, \\
 u_{ABM} &= -\frac{M_{u_{AB}} R_{B1(i_1)}}{M_{i_1}} i_{1M} - \frac{M_{u_{AB}} R_{B3(i_3)}}{M_{i_3}} i_{3M}, \\
 \frac{di_{\Phi, M}}{dt_M} &= \frac{M_{i_\Phi}}{L_a M_{u_\Phi} M_t} U_{\Phi, M} \sin \omega_m t_M - \\
 &- \frac{r_a}{L_a M_t} i_{\Phi, M} - \frac{R_{B1(i_1)} M_{i_\Phi}}{L_a M_t M_{i_1}} i_{1M} + \frac{R_{B3(i_3)} M_{i_\Phi}}{L_a M_t M_{i_3}} i_{3M}, \\
 i_{1M} &= 0,5 \frac{M_{i_1}}{M_{i_\Phi}} i_{\Phi, M} + 0,5 \frac{M_{i_1}}{M_{i_d}} i_{dM}, \\
 i_{3M} &= 0,5 \frac{M_{i_3}}{M_{i_d}} i_{dM} - 0,5 \frac{M_{i_3}}{M_{i_\Phi}} i_{\Phi, M}.
 \end{aligned} \right\} \quad (13.10)$$

Составляем структурную схему набора задачи на МН-7 (рис. 13.5). Записываем систему машинных уравнений для модели однофазного мостового выпрямителя:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{di_{dM}}{dt_M} &= K_{51} u_{ABM} - K_{52} i_{dM}, \\
 u_{ABM} &= -\frac{R_{O.c2}}{R_{B1M}(i_{1M})} i_{1M} - \frac{R_{O.c2}}{R_{B2M}(i_{3M})} i_{3M}, \\
 \frac{di_{\Phi M}}{dt_M} &= K_{61} U_{\Phi M} \sin \omega_m t_M - K_{62} i_{\Phi M} \frac{x_{O.c6}}{R_{B3M}(i_{1M})} i_{1M} - \frac{x_{O.c6}}{R_{B4M}(i_{3M})} i_{3M}, \\
 i_{1M} &= K_{31} i_{dM} + K_{32} i_{\Phi M}, \\
 i_{3M} &= K_{101} i_{dM} - K_{102} i_{\Phi M},
 \end{aligned} \right\} \quad (13.11)$$

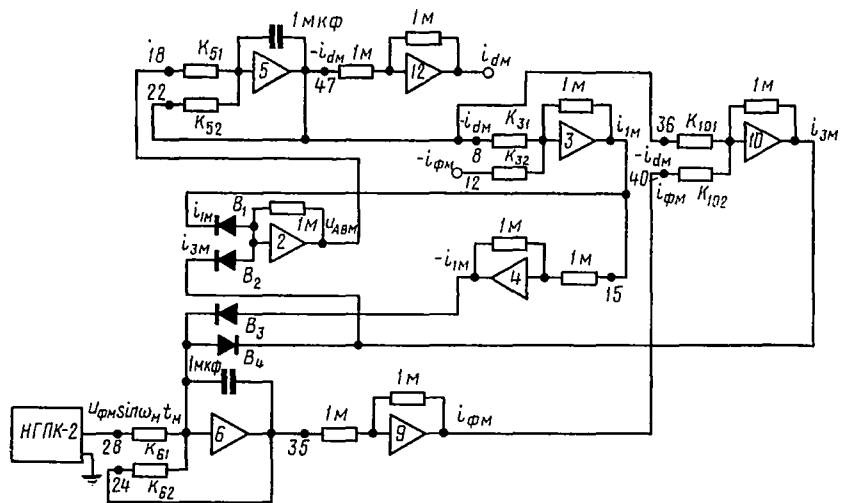


Рис. 13.5. Структурная схема модели однофазного мостового выпрямителя

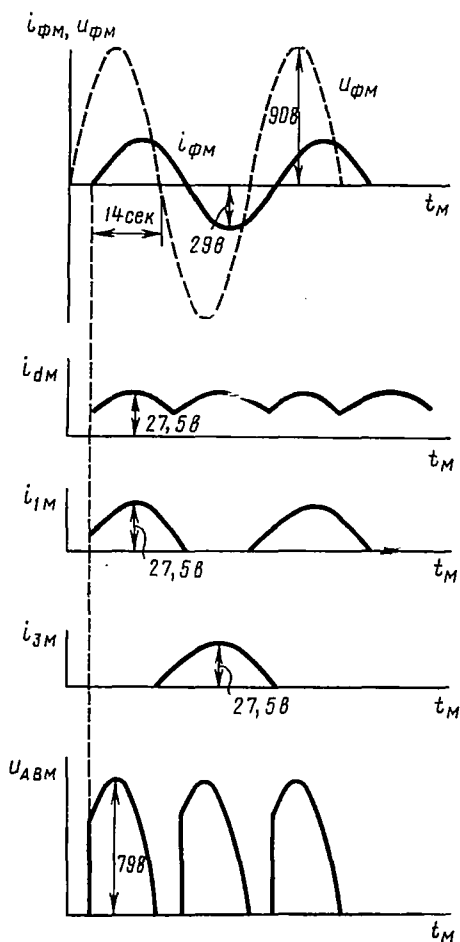


Рис. 13.6. Осциллограммы, иллюстрирующие работу модели однофазного мостового выпрямителя

где $R_{н.с2}$ — активное сопротивление обратной связи усилителя № 2;

$X_{с.ог}$ — емкостное сопротивление обратной связи усилителя № 6.

Записываем уравнения для определения коэффициентов передачи:

$$K_{51} = \frac{M_{i_d}}{M_{u_{AB}} M_i L_d}, \quad K_{31} = \frac{0,5 M_{i_t}}{M_{i_\phi}},$$

$$K_{52} = \frac{r_d}{M_i L_d}, \quad K_{32} = \frac{0,5 M_{i_1}}{M_{i_d}},$$

$$K_{61} = \frac{M_{i_\phi}}{L_a M_i M_{u_\phi}}, \quad K_{101} = \frac{0,5 M_{i_3}}{M_{i_d}},$$

$$K_{62} = \frac{r_a}{L_a M_i}, \quad K_{102} = \frac{0,5 M_{i_3}}{M_{i_\phi}}.$$

Выбираем масштабы переменных:

$$M_{i_d} = \frac{100 \text{ в}}{1 \text{ а}} = 100 \text{ в/а}, \quad M_{i_t} = \frac{t_m}{t} = 400,$$

$$M_{i_d} = M_{i_\phi} = M_{i_1} = M_{i_3} = 100 \text{ в/а}, \quad M_\omega = \frac{\omega_m}{\omega} = \frac{0,785}{314} = 0,25 \cdot 10^{-2},$$

$$M_{u_\phi} = \frac{100 \text{ в}}{200 \text{ в}} = 0,5, \quad M_{u_{AB}} = \frac{100 \text{ в}}{400 \text{ в}} = 0,25.$$

Параметры природы:

$$L_d = 0,5 \text{ гн}, \quad L_a = 1,2 \text{ гн},$$

$$r_d = 500 \text{ ом}, \quad r_a = 24 \text{ ом},$$

$$u_\phi = 180 \text{ в}, \quad f = 50 \text{ гц}.$$

Рассчитываем коэффициенты передачи решающих элементов модели:

$$K_{51} = \frac{100}{0,25 \cdot 400 \cdot 0,5} = 2,0,$$

$$K_{52} = \frac{500}{400 \cdot 0,5} = 2,5,$$

$$K_{31} = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5,$$

$$K_{32} = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5,$$

$$K_{61} = \frac{100}{1,2 \cdot 400 \cdot 0,5} = 0,416,$$

$$K_{62} = \frac{24}{1,2 \cdot 400} = 0,05,$$

$$K_{101} = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5,$$

$$K_{102} = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5$$

На рис. 13.6 представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу модели однофазного мостового выпрямителя.

§ 13.3. ОДНОФАЗНЫЙ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР ТОКА

При составлении физических уравнений однофазного параллельного инвертора тока приняты упрощающие допущения:

а) тиристоры обладают идеальными характеристиками, т. е.

$$R_{np} = 0 \quad (i > 0) \quad \text{и} \quad R_{обp} = \infty \quad (i = 0);$$

б) входное напряжение $U_d = \text{const}$;

в) вентили коммутируются мгновенно: $t_{ком} = 0$;

г) потерей энергии в конденсаторах пренебрегаем.

При этом вентили можно рассматривать как нелинейности типа «скачок». Работа таких нелинейностей может быть описана переключательными функциями вида

$$f(x) = \text{sign } x = \begin{cases} +1 & \text{при } x > 0 \\ -1 & \text{при } x < 0 \end{cases}$$

Переключательная функция $f(x)$ моделируется следующим образом. Напряжение вида, показанного на рис. 13.7, подается от НГПК-2, на релейную схему. В результате получаем для нечетных полупериодов $f(\omega_M t_M) = +1$, а для четных $f(\omega_M t_M) = -1$.

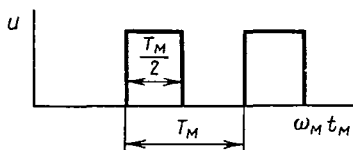


Рис. 13.7. Вид переключательной функции $f(x) = \text{sign } x$

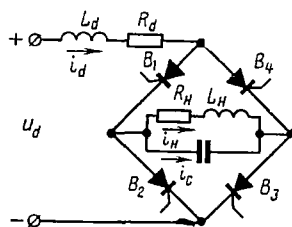


Рис. 13.8. Однофазный параллельный мостовой инвертор тока

На рис. 13.8 представлена электрическая схема силовой части однофазного параллельного инвертора тока. Записываем систему физических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + f(\omega t) u_C, \\ u_H &= R_H i_H + L_H \frac{di_H}{dt}, \\ u_C &= \frac{1}{C} \int i_C dt, \\ u_C &= u_H, \\ i_H + i_C &= f(\omega t) i_d, \\ u_L &= L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d, \\ u_{в1} &= -u_C. \end{aligned} \right\} \quad (13.12)$$

Приводим систему (13.12) к виду, удобному для моделирования:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} U_d - \frac{R_d}{L_d} i_d - \frac{f(\omega t)}{L_d} u_C, \\ u_C &= \frac{1}{C} \int i_C dt, \\ i_C &= f(\omega t) i_d - i_{II}, \\ \frac{di_{II}}{dt} &= \frac{1}{L_{II}} u_C - \frac{R_{II}}{L_{II}} i_{II}, \\ u_C &= u_{II}, \\ u_L &= L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d, \\ u_{II} &= -u_C. \end{aligned} \right\} (13.13)$$

Вводим масштабы переменных и записываем систему уравнений (13.13) относительно машинных переменных:

$$M_{i_d} = M_{i_{II}} = M_{i_C} = \frac{100 \text{ в}}{2 a} = 50 \text{ в/а}, \quad M_{u_{в1}} = M_{U_d} = M_{u_C} = M_{u_L} = 1, \\ M_t = \frac{t_m}{t} = 500, \quad M_{\omega} = \frac{\omega_m}{\omega} = 2 \cdot 10^{-3},$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{M_t}{M_{i_d}} \cdot \frac{di_{dM}}{dt_m} &= \frac{1}{L_d} \cdot \frac{U_{dM}}{M_{U_d}} - \frac{R_d}{L_d} \cdot \frac{i_{dM}}{M_{i_d}} - \frac{f(\omega_m t_m)}{M_{\omega} M_t L_d} \cdot \frac{u_{CM}}{M_{u_C}}, \\ \frac{u_{CM}}{M_{u_C}} &= \frac{1}{C} \int \frac{i_{CM}}{M_{i_C}} \cdot \frac{dt_m}{M_t}, \\ \frac{i_{CM}}{M_{i_C}} &= \frac{f(\omega_m t_m)}{M_{\omega} M_t} \cdot \frac{i_{dM}}{M_{i_d}} - \frac{i_{HМ}}{M_{i_H}}, \\ \frac{M_t}{M_{i_{II}}} \cdot \frac{di_{HМ}}{dt_m} &= \frac{1}{L_{II}} \cdot \frac{u_{CM}}{M_{u_C}} - \frac{R_{II}}{L_{II}} \cdot \frac{i_{HМ}}{M_{i_H}}, \\ \frac{u_{LM}}{M_{u_L}} &= \frac{i_{dM}}{M_{i_d}} R_d + \frac{M_t L_d}{dt_m} \cdot \frac{di_{dM}}{dt_m} \end{aligned} \right\} (13.14)$$

ИЛИ

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{dM}}{dt_m} &= \frac{M_{i_d}}{M_t M_{U_d} L_d} U_{dM} - \frac{R_d}{L_d M_t} i_{dM} - \frac{M_{i_d}}{M_t M_{u_C} L_d} f(\omega_m t_m) u_{CM}, \\ u_{CM} &= \frac{M_{u_C}}{C M_{i_C} M_t} \int i_{CM} dt_m, \\ i_{CM} &= \frac{M_{i_C}}{M_{i_d}} f(\omega_m t_m) i_{dM} - \frac{M_{i_C}}{M_{i_H}} i_{HМ}, \\ \frac{di_{HМ}}{dt_m} &= \frac{M_{i_{II}}}{M_t M_{u_C} L_{II}} u_{CM} - \frac{R_{II}}{L_{II} M_t} i_{HМ}, \\ u_{LM} &= \frac{M_{u_L} R_d}{M_{i_d}} i_{dM} + \frac{M_t M_{u_L} L_d}{M_{i_d}} \cdot \frac{di_{dM}}{dt_m}. \end{aligned} \right\} (13.15)$$

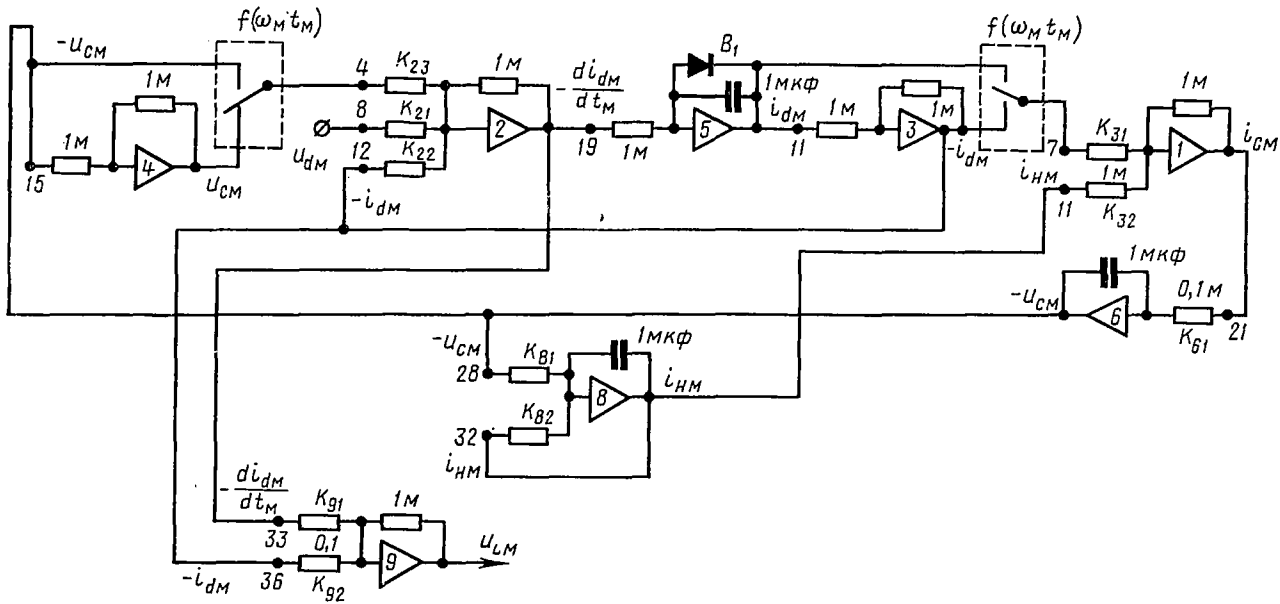


Рис. 13.9. Структурная схема модели однофазного параллельного инвертора тока

Составляем структурную схему набора задачи на МН-7 (рис. 13.9).
 Записываем систему машинных уравнений для модели инвертора:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{dM}}{dt_M} &= K_{21}U_{dM} - K_{22}i_{dM} - K_{23}f(\omega_M t_M)u_{CM}, \\ u_{CM} &= K_{61} \int i_{CM} dt_M, \\ i_{CM} &= K_{31}f(\omega_M t_M)i_{dM} - K_{32}i_{HM}, \\ \frac{di_{HM}}{dt_M} &= K_{81}u_{CM} - K_{82}i_{HM}, \\ u_{LM} &= K_{92}i_{dM} + K_{91} \frac{di_{dM}}{dt_M}. \end{aligned} \right\}$$

Рассчитываем коэффициенты передачи решающих элементов модели:

$$\begin{aligned} K_{21} &= \frac{M_{id}}{M_I M_{UC} L_d}, & K_{32} &= \frac{M_{iC}}{M_{iH}}, \\ K_{22} &= \frac{R_d}{L_d M_I}, & K_{81} &= \frac{M_{iH}}{M_I M_{UC} L_H}, \\ K_{23} &= \frac{M_{id}}{M_I M_{UC} L_d}, & K_{82} &= \frac{R_H}{L_H M_I}, \\ K_{61} &= \frac{M_{UC}}{C M_{iC} M_I}, & K_{92} &= \frac{M_{UL} R_d}{M_{id}}, \\ K_{31} &= \frac{M_{iC}}{M_{id}}, & K_{91} &= \frac{M_I M_{UL} L_d}{M_{id}}. \end{aligned}$$

Параметры природы:

$$\begin{aligned} U_d &= 20 \text{ в}, & L_d &= 1,67 \text{ гн}, & C &= 4 \text{ мкф}, \\ R_d &= 10 \text{ ом}, & R_H &= 60 \text{ ом}. \end{aligned}$$

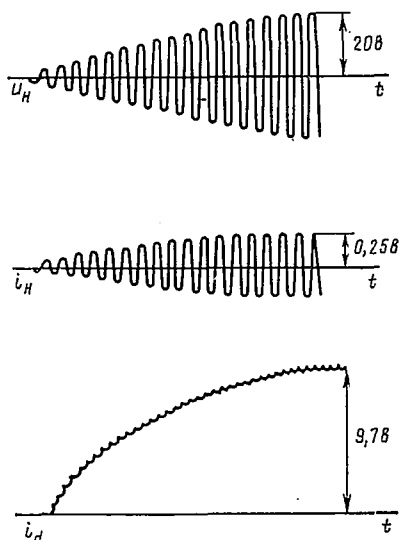


Рис. 13.10. Осциллограммы, иллюстрирующие работу модели однофазного параллельного инвертора тока

После вычислений получаем следующие значения коэффициентов передачи:

$$\begin{aligned} K_{21} &= 0,06; & K_{31} &= K_{32} = 1; & K_{91} &= 16,7 \\ K_{22} &= 0,012, & K_{81} &= 0,06, \\ K_{23} &= 0,06, & K_{82} &= 0,072, \\ K_{61} &= 10 & K_{92} &= 0,2, \end{aligned}$$

Осциллограммы, полученные в результате решения, приведены на рис. 13.10.

§ 13.4. ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Аналоговое структурное моделирование трехфазного мостового выпрямителя на АВМ связано с определенными трудностями, возникающими из-за нарушения устойчивости модели. Поэтому аналоговое моделирование целесообразно выполнять без применения АВМ.

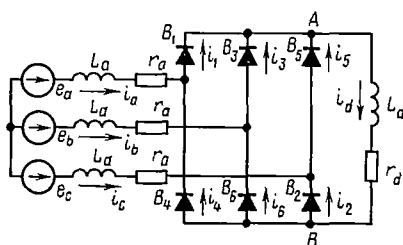


Рис. 13.11. Расчетная схема трехфазного мостового выпрямителя

Схема трехфазного мостового выпрямителя представлена на рис. 13.11.

Составляем уравнения, описывающие выпрямитель:

$$\left. \begin{aligned}
 e_a &= L_a \frac{di_a}{dt} + r_a i_a + R_{B1}(i_1) i_1 + u_A, \\
 e_b &= L_a \frac{di_b}{dt} + r_a i_b + R_{B3}(i_3) i_3 + u_A, \\
 e_c &= L_a \frac{di_c}{dt} + r_a i_c + R_{B5}(i_5) i_5 + u_A, \\
 e_a &= L_a \frac{di_a}{dt} + r_a i_a - R_{B4}(i_4) i_4 + u_B, \\
 e_b &= L_a \frac{di_b}{dt} + r_a i_b - R_{B6}(i_6) i_6 + u_B, \\
 e_c &= L_a \frac{di_c}{dt} + r_a i_c - R_{B2}(i_2) i_2 + u_B, \\
 i_d &= i_1 + i_3 + i_5, \\
 i_d &= i_2 + i_4 + i_6, \\
 u_d &= u_A - u_B, \\
 u_d &= L_d \frac{di_d}{dt} + r_d i_d, \\
 i_a &= i_1 - i_4, \\
 i_b &= i_3 - i_6, \\
 i_c &= i_5 - i_2.
 \end{aligned} \right\} (13.16)$$

Физическая аналоговая модель выпрямителя будет иметь такую же конфигурацию, как и натура (см. рис. 13.11), только все элементы ее будут иметь индекс «м» (модель). Записываем систему

уравнений модели:

$$\begin{aligned}
 e_{aM} &= L_{aM} \frac{di_{aM}}{dt_M} + r_{aM} i_{aM} + R_{B1M}(i_{1M}) i_{1M} + u_{AM}, \\
 e_{bM} &= L_{bM} \frac{di_{bM}}{dt_M} + r_{bM} i_{bM} + R_{B3M}(i_{3M}) i_{3M} + u_{AM}, \\
 e_{cM} &= L_{cM} \frac{di_{cM}}{dt_M} + r_{cM} i_{cM} + R_{B5M}(i_{5M}) i_{5M} + u_{AM}, \\
 e_{aM} &= L_{aM} \frac{di_{aM}}{dt_M} + r_{aM} i_{aM} - R_{B4M}(i_{4M}) i_{4M} + u_{BM}, \\
 e_{bM} &= L_{bM} \frac{di_{bM}}{dt_M} + r_{bM} i_{bM} - R_{B6M}(i_{6M}) i_{6M} + u_{BM}, \\
 e_{cM} &= L_{cM} \frac{di_{cM}}{dt_M} + r_{cM} i_{cM} - R_{B2M}(i_{2M}) i_{2M} + u_{BM}, \\
 i_{dM} &= i_{1M} + i_{3M} + i_{5M}, \\
 i_{dM} &= i_{2M} + i_{4M} + i_{6M}, \\
 u_{dM} &= u_{AM} - u_{BM}, \\
 u_{dM} &= L_{dM} \frac{di_{dM}}{dt_M} + r_{dM} r_{dM}, \\
 i_{aM} &= i_{1M} - i_{4M}, \\
 i_{bM} &= i_{3M} - i_{6M}, \\
 i_{cM} &= i_{5M} - i_{2M}.
 \end{aligned} \tag{13.17}$$

Вводя константы подобия (масштабы), записываем уравнения природы относительно параметров модели. Например, первое уравнение записывается в виде

$$\frac{e_{aM}}{M_{e_a}} = \frac{M_t}{M_{L_a} M_{i_a}} L_{aM} \frac{di_{aM}}{dt_M} + \frac{1}{M_{r_a} M_{i_a}} r_{aM} i_{aM} + \frac{R_{B1M}(i_{1M})}{M_{R_{B1}} M_{i_1}} + \frac{u_{AM}}{M_{u_A}}$$

и т. д.

Отсюда получаем так называемые индикаторы подобия:

$$\begin{aligned}
 \frac{M_t M_{e_a}}{M_{L_a} M_{i_a}} &= 1, & \frac{M_t M_{e_b}}{M_{L_b} M_{i_b}} &= 1, & \frac{M_t M_{e_c}}{M_{L_c} M_{i_c}} &= 1, \\
 \frac{M_{e_a}}{M_{r_a} M_{i_a}} &= 1, & \frac{M_{e_b}}{M_{r_b} M_{i_b}} &= 1, & \frac{M_{e_c}}{M_{r_c} M_{i_c}} &= 1, \\
 \frac{M_{e_a}}{M_{R_{B1}} M_{i_1}} &= 1, & \frac{M_{e_b}}{M_{R_{B3}} M_{i_3}} &= 1, & \frac{M_{e_c}}{M_{R_{B5}} M_{i_5}} &= 1, \\
 \frac{M_{e_a}}{M_{u_A}} &= 1, & \frac{M_{e_b}}{M_{u_A}} &= 1, & \frac{M_{e_c}}{M_{u_A}} &= 1, \\
 \frac{M_{e_a}}{M_{R_{B4}} M_{i_4}} &= 1, & \frac{M_{e_b}}{M_{R_{B6}} M_{i_6}} &= 1, & \frac{M_{e_c}}{M_{R_{B2}} M_{i_2}} &= 1, \\
 \frac{M_{u_d} M_t}{M_{L_d} M_{i_d}} &= 1, & \frac{M_{u_d}}{M_{r_d} M_{i_d}} &= 1, & M_{\omega} M_t &= 1.
 \end{aligned}$$

Заметим, что

$$\begin{aligned} M_{e_a} &= M_{e_b} = M_{e_c} = M_{u_A} = M_{u_B} = M_u, \\ M_{i_1} &= M_{i_2} = M_{i_3} = M_{i_4} = M_{i_5} = M_{i_6} = M_{i_d} = M_i, \\ M_{r_a} &= M_{R_{B1}} = M_{R_{B2}} = M_{R_{B3}} = M_{R_{B4}} = M_{R_{B5}} = M_{R_{B6}} = M_R, \\ M_{L_a} &= M_{L_d} = M_L. \end{aligned}$$

Учитывая это, можно записать критерии подобия для природы (трехфазного выпрямителя) и его аналоговой физической модели:

$$\left. \begin{aligned} \Pi_1 &= \frac{ut}{Li} = \frac{u_m t_m}{L_m i_m} = i_{dem}, \\ \Pi_2 &= \frac{u}{Ri} = \frac{u_m}{R_m i_m} = i_{dem}, \\ \Pi_3 &= \omega t = \omega_m t_m = i_{dem}. \end{aligned} \right\} \quad (13.18)$$

Кроме того, можно записать индикаторы подобия в обобщенном виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{M_u M_t}{M_L M_i} &= 1, \\ \frac{M_u}{M_R M_i} &= 1, \\ M_\omega M_t &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (13.19)$$

У нас имеется три уравнения с шестью неизвестными. Следовательно, три масштаба можно выбрать произвольно, а остальные три определить по индикаторам подобия.

Выберем три масштаба:

$$\begin{aligned} M_u &= \frac{u_m}{u} = 0,1, \\ M_t &= \frac{t_m}{t} = 1,0, \\ M_R &= \frac{R_m}{R} = 1,0. \end{aligned}$$

Тогда по индикаторам подобия определим остальные три масштаба:

$$\begin{aligned} M_i &= \frac{M_u}{M_R} = \frac{0,1}{1} = 0,1, \\ M_\omega &= \frac{1}{M_t} = 1,0, \\ M_L &= \frac{M_u M_t}{M_i} = \frac{0,1 \cdot 1}{1} = 1,0. \end{aligned}$$

Пусть заданы следующие значения параметров натуры:

$$\begin{aligned} e_a = e_b = e_c &= 220 \text{ в} \\ L_a &= 0,2 \text{ гН}, \\ L_d &= 0,5 \text{ гН}, \\ r_n &= 10 \text{ ом}, \\ r_d &= 30 \text{ ом}. \end{aligned}$$

Учитывая масштабы переменных, определяем параметры модели:

$$\begin{aligned} e_{aM} = e_{bM} = e_{cM} &= 0,1 \cdot 220 \text{ в} = 22 \text{ в}, \\ L_{aM} &= 0,2 \text{ гН}, \quad r_{aM} = 10 \text{ ом}, \\ L_{dM} &= 0,5 \text{ гН}, \quad r_{dM} = 30 \text{ ом}. \end{aligned}$$

Собираем модель с указанными параметрами элементов и производим измерения токов.

§ 13.5. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ RL -ЦЕПЬ С ВЕНТИЛЕМ

Применение АВМ для моделирования выпрямителей, описываемых системами из многих дифференциальных и алгебраических уравнений, встречает большие трудности, а результаты решения содержат значительные неконтролируемые погрешности. Поэтому, используя численные методы, можно рассчитывать схемы преобразователей на ЦВМ. ЦВМ имеют высокую точность при расчетах переходных процессов.

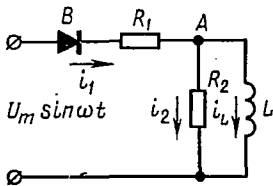


Рис. 13.12. Цепь с вентилем и параллельным соединением RL

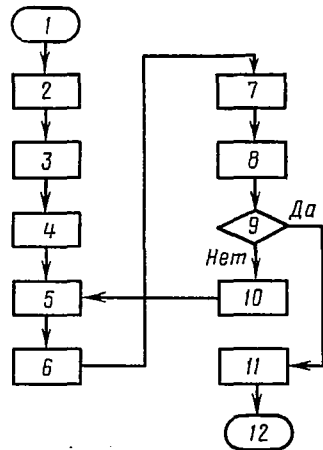


Рис. 13.13. Структурная схема решения задачи на ЦВМ

В качестве примера рассмотрим цифровое моделирование переходных процессов и параллельной RL -цепи с вентилем.

Схема преобразователя представлена на рис. 13.12. Уравнения, описывающие схему, имеют вид:

$$\begin{aligned} U_m \sin \omega t - u_A &= [R_1 + R_b(i_1)] i_1, \\ u_A &= R_2 i_2, \\ i_2 &= i_1 - i_L, \\ i_L &= \frac{1}{L} \int u_A dt. \end{aligned} \tag{13.20}$$

Считаем, что вентиль идеальный, т. е.

$$R_{в(i_1)} = \begin{cases} 0, & i_1 > 0, \\ \infty, & i_1 = 0. \end{cases}$$

Преобразуем уравнения к виду, удобному для решения на ЦВМ. Имея в виду применение ЦВМ с плавающей запятой (например, «Раздан-2», «Минск-22», «Урал-11», БЭСМ-4 и т. п.), учитываем, что нет необходимости в масштабировании. Это упрощает подготовку задачи.

$$i_1 = \frac{U_m \sin \omega t - u_A}{R_1 + R_{в(i_1)}},$$

$$i_2 = \frac{U_m \sin \omega t - R_2 i_2}{R_1 + R_{в(i_1)}} - i_L = \frac{U_m \sin \omega t - R_2 i_2}{R_1 + R_{в(i_1)}} - \frac{1}{L} \int_0^{t_{\max}} R_2 i_2 dt.$$

После несложных преобразований получаем следующую систему уравнений:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{\omega [R_1 + R_2 + R_{в(i_1)}]} U_m \cos \omega t - \frac{R_2 [R_1 + R_{в(i_1)}] t}{L [R_1 + R_2 + R_{в(i_1)}]} i_2, \quad (13.21)$$

$$u_A = R_2 i_2, \quad (13.22)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_A}{L} t, \quad (13.23)$$

$$i_1 = i_2 + i_L. \quad (13.24)$$

Структурная схема решения задачи на ЦВМ показана на рис. 13.13.

Описание структурной схемы

Блок 1. Ввод исходных данных и программы, контрольное суммирование.

Блок 2. Перевод исходных данных из десятичной системы счисления в двоичную.

Блок 3. Засылка необходимой информации: временного шага, начальных значений переменных, порядка решаемого дифференциального уравнения и т. п. в рабочие ячейки стандартной подпрограммы решения дифференциальных уравнений методом Адамса — Штермера.

Блок 4. Стандартная подпрограмма Адамса — Штермера.

Блок 5. Решение уравнения (13.21) для $t_n = t_0 + n \Delta t$ — нахождение $i_2(t_n)$. Начальное значение $n = 0$. Запись $i_2(t_n)$ в рабочую ячейку.

Блок 6. Нахождение $u_A(t_n)$ по формуле (13.22).

Блок 7. Вычисление $i_L(t_n)$ по формуле (13.23) и запись результата в рабочую ячейку.

Блок 8. Определение $i_1(t_n)$ и запись в рабочую ячейку.

Блок 9. Контроль: $t_n = t_{\max}$?

Блок 10. Увеличение числа в счетчике: $n = n + 1$.

Блок 11. Перевод полученных значений i_{1n}, i_{2n}, i_{Ln} из двоичной системы счисления в десятичную и печать результатов.

Блок 12. Останов.

Примечание. Если ЦВМ, на которой производятся расчеты, снабжена графопостроителем, то будут построены графики зависимости i_1, i_2, i_L от времени.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ§ 14.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
ДЛЯ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В современных системах электропривода, как правило, требуется регулирование скорости приводного двигателя. Регулирование скорости может быть достигнуто в различных схемах, включающих в себя двигатели постоянного или переменного тока и вентили (ионные или полупроводниковые, управляемые или неуправляемые) — в схемах вентильного электропривода. Наиболее удобно регулирование скорости двигателей с помощью безынерционного и плавного регулирования управляемых вентиляей. Такое регулирование легко поддается автоматизации. Вентильный электропривод получил широкое распространение в промышленности. Суммарная установленная мощность вентильных электроприводов, разработанных и введенных советскими специалистами как в нашей стране, так и за рубежом, составляет несколько миллионов киловатт.

Вентильные преобразователи в электроприводе постоянного тока

Регулирование скорости двигателей постоянного тока может быть осуществлено тремя способами: 1) изменением напряжения на якоре; 2) изменением тока обмотки возбуждения и соответственно магнитного потока главных полюсов машины; 3) комбинированным изменением напряжения на якоре и тока обмотки возбуждения.

Вентильные преобразователи в электроприводе постоянного тока могут быть неререверсивными и реверсивными.

Для неререверсивного вентильного электропривода находят широкое применение основные однофазные и трехфазные схемы управляемых выпрямителей: однофазная мостовая схема, двойная трехфазная схема с уравнительным реактором, трехфазные симметричная и несимметричная мостовые схемы. Эти схемы были рассмотрены в гл. 4.5.

В вентильном электроприводе постоянного тока широкое распространение получили реверсивные преобразователи четырех основных видов (рис. 14.1).

В приведенных структурных схемах реверсивных преобразователей постоянного тока реверс напряжения питания якоря двигателя D или тока обмотки возбуждения OB осуществляется либо с помощью контактных переключателей (рис. 14.1, б, г), либо с помощью управляемых двухкомлектных статических преобразователей $СП$ или $УП$ (рис. 14.1, а, в). Каждый комплект тиристорного преобразователя

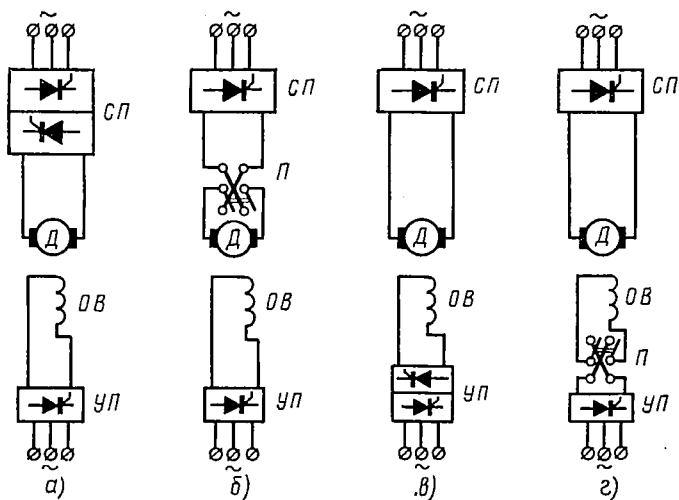


Рис. 14.1. Структурные схемы реверсивных преобразователей для питания электропривода постоянного тока:
 а, в — бесконтактные; б, г — с контактными переключателями

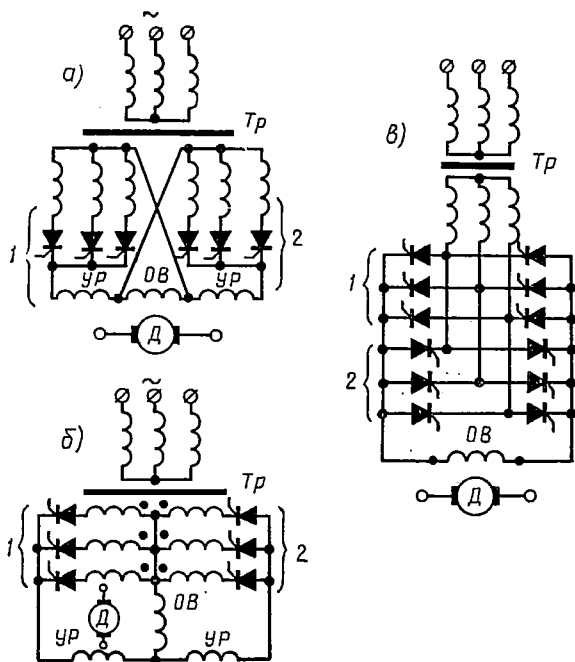


Рис. 14.2. Реверсивные схемы вентильных преобразователей с двумя комплектами вентилей:

а — перекрестная; б — встречно-параллельная с уравнительными реакторами; в — встречно-параллельная без уравнительных реакторов

(СП или УП) обеспечивает питание цепи якоря или обмотки возбуждения током определенной полярности.

Более надежными в эксплуатации являются схемы с бесконтактным реверсом напряжения, т. е. схемы с двумя комплектами вентиляей (рис. 14.1, а, в). Такие схемы делятся на две группы: перекрестные «восьмерочные» (рис. 14.2, а) и встречно-параллельные (рис. 14.2, б, в).

В перекрестных схемах силовой трансформатор имеет две изолированные группы вторичных обмоток, каждая из которых питает свою группу управляемых вентиляей. При этом один преобразователь работает в выпрямительном режиме с углами управления α , а другой — в инверторном режиме с углами опережения β . При изменении полярности напряжения у первого преобразователя углы меняются с α на β , а у второго — с β на α .

Встречно-параллельные схемы имеют одну группу вторичных обмоток силового трансформатора, питающих две выпрямительные схемы 1 и 2, включенные встречно.

При работе реверсивных преобразователей, собранных по схемам рис. 14.2, а, б, появляется дополнительный контур для тока. Этот контур, образуемый обмотками трансформатора и выпрямительными схемами 1 и 2, носит название уравнительного. Под действием разности мгновенных значений э. д. с. на выходе двух групп вентиляей в нем может протекать уравнительный ток, вызывающий дополнительные потери в вентиляях и обмотках трансформатора, что в некоторых случаях при переходных режимах может привести к аварии.

Как отмечалось, для получения определенной полярности и величины напряжения на нагрузке необходимо, чтобы одна из групп вентиляей работала в выпрямительном, а вторая — в инверторном режиме.

Дифференциальное уравнение, описывающее процессы в уравнительном контуре, имеет вид

$$u_{yp} = L \frac{di_{yp}}{dt} + Ri_{yp} = u_1 + u_2, \quad (14.1)$$

где L — полная индуктивность уравнительного контура;
 R — полное активное сопротивление уравнительного контура;
 i_{yp} — мгновенное значение уравнительного тока;
 u_1, u_2 — мгновенные значения напряжений первой и второй групп вентиляей преобразователя;
 u_{yp} — мгновенное значение уравнительного напряжения.

В связи с тем, что активное сопротивление контура мало по сравнению с индуктивным сопротивлением (в перекрестных схемах уравнительный ток протекает по двум вторичным обмоткам и имеет шестикратную относительно частоты сети частоту; во встречно-параллельных схемах уравнительный ток протекает через одну вторичную обмотку и имеет трехкратную частоту), решение уравнения (14.1) может быть представлено в виде

$$i_{yp} = \frac{1}{L} \int u_{yp} dt. \quad (14.2)$$

Для ограничения уравнительного тока в схему преобразователя вводятся ограничивающие (уравнительные) реакторы УР (рис. 14.2, а, б). Ограничить величину пульсирующего уравнительного тока можно только в случае прерывистого или гранично-непрерывного характера тока, что возможно при отсутствии в кривой $u_{ур}$ постоянной составляющей напряжения (рис. 14.3, б), т. е.

$$U_{ур. ср} = U_{d1} + U_{d2} = 0, \quad (14.3)$$

где U_{d1} , U_{d2} — средние значения напряжений групп вентилялей;
 $U_{ур. ср}$ — среднее значение уравнительного напряжения, определяемого по формуле

$$U_{ур. ср} = \frac{1}{T_{ур}} \int_0^{T_{ур}} u_{ур} dt. \quad (14.4)$$

Здесь $T_{ур}$ — период изменения уравнительного напряжения и тока, равный $\frac{2\pi}{\omega m_2}$.

Поскольку вентиляльные группы в уравнительном контуре включены встречно-параллельно нагрузке, из уравнения (14.3) следует, что необходима противоположность знаков выпрямленных напряжений ($U_{d1} = -U_{d2}$), для этого нужно, чтобы значение α_1 (α_2) было меньше 90° , а α_2 (α_1) больше 90° . Тогда исходя из уравнений (5.9) будем иметь

$$U_{d10} \cos \alpha_1 + U_{d20} \cos \alpha_2 = 0, \quad (14.5)$$

или

$$2 \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} = 0. \quad (14.6)$$

Равенство (14.6) может быть выполнено, если

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ. \quad (14.7)$$

Уравнение (14.7) является условием согласования управления двумя вентиляльными группами реверсивного преобразователя.

При $\alpha_1 + \alpha_2 < 180^\circ$ ($U_{d1} > U_{d2}$) в уравнительном контуре появляется нескомпенсированная постоянная составляющая напряжения, от действия которой уравнительный ток уже не будет ограничиваться уравнительным реактором.

При $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$ ($U_{d2} > U_{d1}$) непрерывный уравнительный ток не может появиться, так как нескомпенсированная постоянная составляющая напряжения дополнительно «подпирает» вентили. Однако при этом ухудшается использование трансформатора, понижается коэффициент мощности преобразователя и т. д. Недостатки несогласованного управления вентиляльными группами в некоторой мере могут быть уменьшены за счет внешних обратных связей (системы авторегулирования).

Исключить уравнительные токи можно отдельным управлением вентиляльными группами. При этом уравнительный реактор исключается

ется. Раздельное управление заключается в том, что импульсы управления подаются только на ту группу вентилялей, которая в данный момент должна работать. На неработающей группе импульсы управления сняты. Снятие импульсов управления производится в момент

равенства нулю тока преобразователя, а подача импульсов управления на вентили другой группы — после некоторой паузы ($5 \div 10$ мсек). Запаздывание во времени необходимо для снижения тока до нуля после срабатывания датчика, осуществляющего контроль нуля тока нагрузки и имеющего, как правило, некоторую нечувствительность.

Согласованное управление позволяет получить наилучшие динамические показатели и поэтому применяется для высокоточных приводов. Однако при таком управлении увеличиваются вес и габариты вентиляльного преобразователя.

Несогласованное управление может применяться в электроприводах, где не предъявляются жесткие требования к динамическим показателям.

Раздельное управление целесообразно в электроприводах, где допустимо «мертвое» время порядка $5 \div 10$ мсек и не требуется электрическое торможение.

Когда двигатель постоянного тока питается от нерегулируемого источника постоянного напряжения (например, аккумулятора), можно использовать импульсное регулирование при помощи тиристора, включенного последовательно с двигателем. Тиристор выполняет роль ключа, периодически подключающего двигатель к источнику и отключающего от него. Скорость двигателя регулируется скважностью импульсов.

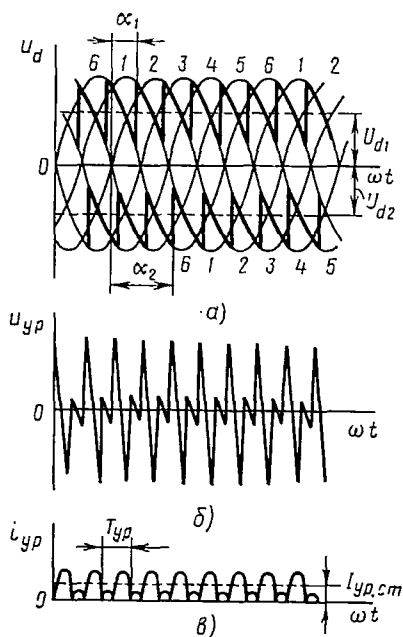


Рис. 14.3. Временные диаграммы работы реверсивного преобразователя:

а — напряжение вентилялей $1 \div 6$;
б — уравнивающее напряжение u_{yp} в реверсивном контуре; $i_{yp,cm}$ — уравнивающий ток i_{yp} в реверсивном контуре

Вентильные преобразователи в электроприводе переменного тока

Вентильные преобразователи в электроприводе переменного тока

Асинхронный бесколлекторный двигатель обладает значительными преимуществами перед электрическими двигателями других типов: простотой конструкции и обслуживания, экономичностью, высокой надежностью в эксплуатации, что обусловило его чрезвычайно широкое распространение в промышленности. Существует два принципиально различных способа регулирования его скорости: 1) изменением скольжения; 2) изменением частоты питающего напряжения.

Если скольжение двигателя равно s , то часть мощности $(1 - s) \cdot 100\%$ передаваемой статором двигателя его ротору, превращается в механическую, остальная часть $s \cdot 100\%$ (мощность скольжения) снимается с колец ротора (если не учитывать потерь в самом роторе). Для использования мощности скольжения применяют различные каскадные схемы, из которых наиболее перспективны вентильные и вентильно-машинные каскады.

Схема вентильного каскада приведена на рис. 14.4.

Мощность скольжения выпрямляется выпрямительным мостом, а затем инвертируется в сеть переменного тока. Изменяя угол ин-

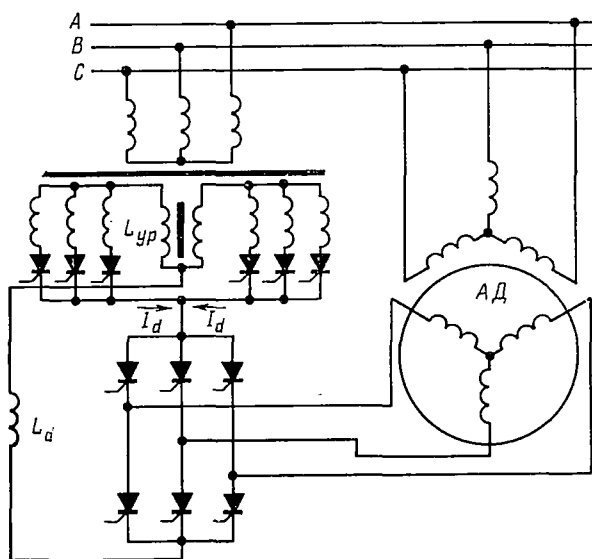


Рис. 14.4. Схема вентильного каскада

вертирования, можно изменять противо-э. д. с. инвертора, которая за вычетом потерь напряжения равна выпрямленному напряжению мостового выпрямителя. Это напряжение в свою очередь почти пропорционально э. д. с. скольжения. Таким образом, изменяя угол инвертирования, можно изменять скольжение, т. е. скорость двигателя.

Мощность скольжения с выхода мостового выпрямителя может подаваться не на инвертор, а на двигатель постоянного тока, сидящий на одном валу с основным асинхронным двигателем, либо вращающий генератор переменного тока (синхронный или асинхронный), возвращающий мощность скольжения в сеть. В этом случае получается вентильно-машинный каскад.

Следует подчеркнуть, что мощность регулирующих устройств — мостового выпрямителя, инвертора или вращающихся машин составляет $s \cdot 100\%$ от мощности регулируемого асинхронного двигателя. Поэтому каскадные схемы особенно целесообразны при относительно небольших скольжениях, т. е. когда скорость требуется регулировать в малом диапазоне.

Большое внимание уделяется в настоящее время вопросам частотного регулирования асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором — простейших в эксплуатации; такие двигатели могут работать во взрывоопасных и агрессивных средах, в условиях тряски и вибраций. Для регулирования частоты напряжения, подводимого к асинхронному двигателю, используют системы с непосредственным преобразованием частоты и системы преобразования со звеном постоянного тока.

Преобразователь частоты с непосредственной связью представляет собой совокупность управляемых выпрямителей, выпрямленное напряжение которых изменяется так, чтобы сформировать напряжение, близкое к синусоидальному напряжению нужной частоты; таким способом можно получить частоты, значительно меньшие частоты питающей сети, и соответственно низкие скорости асинхронных двигателей.

Для получения более высокой регулируемой частоты напряжение сети переменного тока выпрямляют, а затем инвертируют с помощью автономного инвертора (преобразователя частоты со звеном постоянного тока).

Если при изменении установившейся скорости момент на валу двигателя не изменяется, оптимальные условия работы двигателя достигаются при постоянстве магнитного потока двигателя; для этого необходимо в процессе регулирования частоты поддерживать неизменным отношение $\frac{U}{f}$ (U — напряжение статора двигателя). Если статический момент зависит от скорости, то и отношение $\frac{U}{f}$ должно изменяться по определенному закону.

Довольно жесткие требования предъявляются к форме кривой выходного напряжения преобразователей частоты, питающих асинхронные двигатели. Это напряжение должно мало отличаться от синусоидального, поскольку его высшие гармоники вызывают дополнительные потери мощности в двигателе, а также появление пульсирующих моментов, нарушающих равномерность вращения привода.

§ 14.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЭЛЕКТРИФИЦИРОВАННОГО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

На электровозах и электропоездах применяются исключительно двигатели постоянного тока, обладающие высокими регулировочными качествами. Широкое развитие электрической тяги стало возможным в связи с развитием преобразовательной техники, когда появилась возможность применять для питания этих двигателей вентильные выпрямители.

Электрическая тяга с выпрямлением тока на тяговых подстанциях

Вначале выпрямление электрического тока производилось только на тяговых подстанциях, и в контактную сеть подавалось постоянное напряжение (1650 или 3300 ÷ 4000 в). Такая система электрической

тяги широко распространена и в настоящее время. Отрицательный полюс выпрямителя обычно подсоединяется к рельсам и заземляется, положительный подключается к контактному проводу.

Наибольшее распространение на тяговых подстанциях получили такие схемы выпрямления, как трехфазная мостовая и двойная трехфазная с уравнительным реактором. В агрегатах с ионными (ртутными) вентилями последняя схема предпочтительнее, поскольку в мостовой схеме выпрямленный ток протекает последовательно по двум вентилям, и поэтому потери мощности в вентилях вдвое больше. Кроме того, схема с уравнительным реактором позволяет при том же числе вентилях вдвое увеличить выпрямленный ток агрегата.

Часто применяют последовательное соединение вентилях в плече выпрямителя, чем практически устраняются обратные зажигания (вероятность одновременных обратных зажиганий в двух последовательно соединенных вентилях чрезвычайно низка), это позволяет значительно увеличить мощность агрегата.

На электрифицированных железных дорогах повсеместно используется электрическое торможение, в том числе рекуперативное. При этом уменьшаются износ тормозных колодок и бандажей колес, расход энергии и нагрузка на тяговые подстанции. Рекуперируемая энергия может потребляться другими электровозами. На железных дорогах с большими уклонами и редким графиком движения экономически целесообразна рекуперация электрической энергии торможения из контактной сети в сеть переменного тока.

В этом случае один (или несколько) преобразовательных агрегатов на тяговой подстанции должны работать в инверторном режиме. Чаще всего в инверторный режим при наличии достаточной мощности рекуперации в контактной сети и соответствующем повышении напряжения переводится агрегат, ранее работавший в выпрямительном режиме. Для этого необходимо изменить полярность главных цепей преобразователя и одновременно резко увеличить угол регулирования α до $140 \div 160^\circ$ (угол инвентирования $\beta = 180^\circ - \alpha = 20 \div 40^\circ$). Поскольку при выпрямлении угол $\alpha = 0$ (неуправляемый выпрямитель), а при инвертировании с использованием ртутных вентилях $\beta = 30 \div 40^\circ$, противо-э. д. с. инвертора гораздо ниже выпрямленного напряжения выпрямителя при тех же напряжениях вентильной обмотки трансформатора; это напряжение необходимо увеличить для повышения противо-э. д. с., что достигается переключением выводов трансформатора либо подключением специального вольтодобавочного трансформатора (ВДТ на рис. 14.5).

Для самоликвидации опрокидывания инвертора в цепь постоянного тока включается дополнительный реактор L_n (несколько десятков миллигенри). Схема инверторно-выпрямительного обратимого двойного трехфазного агрегата с уравнительным реактором приведена на рис. 14.5.

В настоящее время существует тенденция к замене ртутно-преобразовательных агрегатов полупроводниковыми. При этом отпадает потребность в сложных устройствах для возбуждения и зажигания дуги, уменьшаются вес и габариты, упрощается конструкция агре-

гатов. Вследствие малых потерь мощности в полупроводниковых вентилях повышается к. п. д. и облегчаются условия охлаждения вентилялей; в частности, нет необходимости в водяном охлаждении. Кремниевые неуправляемые выпрямители уже довольно широко распространены на тяговых подстанциях; внедрены также первые тиристорные инверторно-выпрямительные агрегаты. Замена ртутных

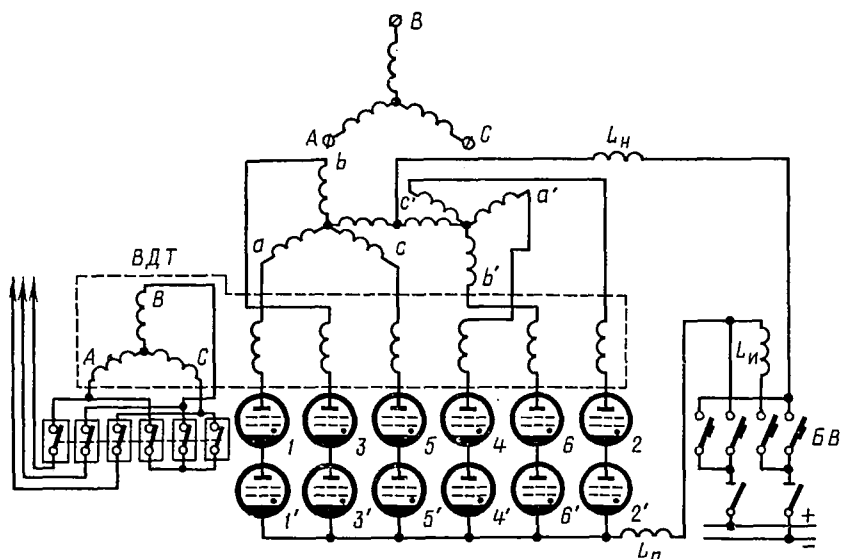


Рис. 14.5. Схема инверторно-выпрямительного обратимого двойного трехфазного агрегата с уравнивающим реактором

вентилей полупроводниковыми обуславливает и другие изменения в преобразовательных агрегатах. Более рациональным становится применение мостовой схемы и других схем последовательного типа (из-за малого падения напряжения на вентиле); вследствие малого угла восстановления запирающих свойств тиристора допустимо уменьшение угла инвертирования β и соответственно меньшее напряжение трансформатора в инверторном режиме. Однако в первых полупроводниковых агрегатах зачастую используют типовое оборудование ртутно-преобразовательных агрегатов; при этом преимущества полупроводниковых вентилялей используются неполностью.

Электрическая тяга с выпрямлением тока на электроподвижном составе

Совершенствование вентильных преобразовательных устройств сделало возможным их использование на электровозах и электропоездах. К контактной сети подводится однофазное переменное напряжение (обычно 27,5 кВ). Перевод контактной сети на переменный ток и соответствующее повышение ее напряжения позволяют значительно сократить расход меди на контактную сеть (на 1 км двухпутной

линии экономия меди составляет примерно 3 T). Преобразовательные агрегаты на электроподвижном составе собирают по однофазной схеме с нулевым выводом или по однофазной мостовой схеме (рис. 14.6).

Для преобразователей, устанавливаемых на электровозах, особенно важны вес и габариты. Поэтому в этих преобразователях необходимо повсеместное использование полупроводниковых вентилей, хотя ранее и здесь использовались ртутные вентили (игнитроны).

Первоначально для электроподвижного состава были созданы выпрямители на кремниевых диодах. Регулирование выпрямленного напряжения, которое требуется, например, при трогании поезда для плавного его разгона, осуществляется в таких выпрямителях ступенчато переключением с помощью контакторов секций вторичной обмотки силового трансформатора.

Применение тиристоров в электровозных преобразовательных агрегатах позволяет осуществить плавное регулирование напряжения в пределах каждой ступени. Совсем отказываться от ступенчатого регулирования нерацionalmente, поскольку это привело бы к резкому уменьшению коэффициента мощности при глубоком регулировании. В случае применения тиристоров возможно рекуперативное торможение с возвращением электрической энергии в сеть переменного тока; при таком торможении тиристорный преобразователь работает в инверторном режиме.

Контактные сети переменного тока представляют собой однофазные нагрузки для трехфазной сети и нарушают симметрию ее работы. В некоторых случаях необходимы специальные меры для симметрирования трехфазных сетей с однофазными тяговыми нагрузками, особенно когда их мощности соизмеримы.

§ 14.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Применение электропередачи постоянного тока позволяет осуществлять экономичное транспортирование электрической энергии на значительные расстояния.

План развития народного хозяйства СССР на будущее пятилетие предусматривает ввод в эксплуатацию новых мощностей, многие из которых расположены в восточных районах Советского Союза. Следовательно, вопросы экономичной передачи электроэнергии на дальние расстояния для нашей страны имеют первостепенное значение.

По сравнению с электропередачами переменного тока электропередачи на постоянном токе обладают следующими преимуществами: неограниченная пропускная способность; меньшие капитальные за-

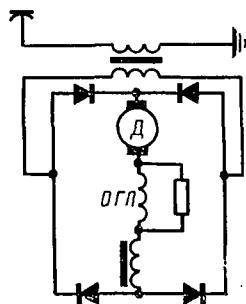


Рис. 14.6. Схема однофазного мостового преобразователя для электроподвижного состава

траты; меньшие потери энергии; возможность несинхронной работы систем, связываемых линиями электропередачи постоянного тока.

В настоящее время в СССР работают две линии электропередачи постоянного тока: опытно-промышленная линия Кашира — Москва мощностью 30 тыс. *квт*, напряжением 200 *кв* и Волжская ГЭС им. XII съезда КПСС (Донбасс) мощностью 750 тыс. *квт*, напряжением 800 *кв*.

Схема электропередачи на постоянном токе приведена на рис. 14.7.

Первая преобразовательная подстанция выполняет функцию выпрямления напряжения, поступающего через трансформатор от гидрогенератора. Функции преобразовательной подстанции на стороне потребителя противоположны.

Преобразовательные подстанции на входе и выходе выполняются из нескольких каскадно включенных мостовых преобразователей на основе управляемых одноанодных ртутных вентилей. Для повышения технико-экономических показателей электропередачи мостовые

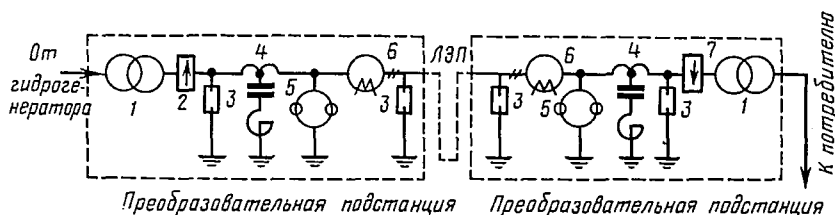


Рис. 14.7. Схема электропередачи на постоянном токе:

1 — трансформатор; 2 — высоковольтный выпрямитель; 3 — разрядник; 4 — линейный реактор; 5 — трансформатор напряжения; 6 — трансформатор тока; 7 — инвертор

преобразователи на подстанциях попарно группируются в блоки, состоящие из двух преобразовательных мостов.

Каждый преобразовательный блок имеет самостоятельные системы сеточного управления, регулирования и защиты, что позволяет обеспечивать необходимую эксплуатационную гибкость, дает возможность локализовать аварии, возникающие в процессе эксплуатации.

Преобразовательный мост обычно рассчитывается на выпрямленное напряжение до 100 *кв* и ток до 900 *а*. Каскадное соединение восьми таких мостов позволяет достичь суммарного напряжения между полюсами передачи 800 *кв*.

Защита оборудования подстанций от перенапряжений осуществляется системой специальных разрядников со стабилизированными характеристиками. Кроме того, возможно принудительное выравнивание напряжения между элементами каскадной схемы с помощью последовательных *RC*-цепей.

На выходе подстанций со стороны воздушной линии включены линейные реакторы, которые служат для снижения пульсаций тока и напряжения в линии, а также для ограничения величины и скорости нарастания аварийного тока при коротких замыканиях и опрокидываниях инвертора.

Эксплуатируемые в нашей стране преобразовательные подстанции электропередачи постоянного тока выполнены на основе ртутных вентилей, которые, как известно, обладают существенными недостатками.

Применение для данных целей полупроводниковых управляемых и неуправляемых вентилей позволяет повысить надежность (отсутствие обратных зажигания). Улучшаются условия эксплуатации преобразователей. Полупроводниковые вентили позволяют повысить к. п. д., уменьшить габариты преобразовательных блоков, снизить капитальные затраты и т. д.

Широкое применение полупроводниковых вентилей на высоковольтных преобразовательных подстанциях сопряжено с известными трудностями. Их решение идет по пути создания полупроводниковых вентильных модулей высокого напряжения. Кроме того, низкая перегрузочная способность полупроводников выдвигает необходимость разработки и создания быстродействующих и надежных средств токовой защиты преобразователей, создание совершенных коммутационных аппаратов.

Последние достижения отечественной и зарубежной полупроводниковой техники дают основание полагать, что отмеченные проблемы носят временный характер.

§ 14.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ В ЭЛЕКТРОМЕТАЛЛУРГИИ

Процесс получения цветных металлов (алюминия, меди, никеля, цинка и др.), химических элементов (хлора, водорода, натрия) связан со значительными затратами энергии постоянного тока.

В последние годы в системах питания электролизных установок все более широкое распространение находят преобразовательные установки на основе полупроводниковых вентилей.

Применение полупроводников для электролиза позволяет получить следующие преимущества по сравнению с ранее применявшимися преобразовательными агрегатами: более высокий к. п. д. (на $3 \div 8\%$); меньшие габариты и вес; возможность плавного и гибкого регулирования выходного тока; надежность, простоту и удобство обслуживания.

В производственных цехах электролизные установки компануются в серии, которые представляют собой группы последовательно соединенных электролизных ванн; напряжение на зажимах каждой ванны составляет $3 \div 7$ в.

Серии электролизных ванн питаются от преобразовательных подстанций, нагрузка на которые может достигать десятки и сотни килоампер.

В результате этого преобразовательные подстанции электрометаллургических предприятий обычно выполняются из большого числа параллельно работающих вентильных агрегатов.

Специфика электрометаллургических процессов выдвигает задачу глубокого и плавного регулирования выходного напряжения. Данная задача обычно решается следующими методами:

1) регулированием на стороне переменного тока посредством переключения отпаек силового трансформатора; в качестве переключаю-

ших элементов весьма перспективно использование тиристоров, которые позволяют устранить подвижные части, снизить инерционность

регулирования и повысить срок службы преобразовательной установки;

2) ступенчатым регулированием напряжения посредством переключения 'отпаек' силового трансформатора с одновременным плавным регулированием (дросселями насыщения) напряжения в пределах каждой ступени.

Регулирование выходного напряжения только дросселями насыщения не применяется, так как при этом снижается $\cos \varphi$ и повышается установленная мощность устройств преобразования.

Схема питания электролизных установок изображена на рис. 14.8.

Как видно, напряжение с главных шин подстанции трансформируется, выпрямляется с помощью параллельно работающих выпрямительных агрегатов и подается на

зажимы серии последовательно соединенных электролизных ванн.

§ 14.5. ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОСВАРКИ

Электрическая сварка металлов получила широкое распространение во всех областях народного хозяйства. На многих заводах электрическая сварка (дуговая, контактная и др.) стала одним из основных технологических процессов.

В настоящее время для дуговой сварки используются:

а) постоянный ток (выпрямители, электромашинные преобразователи);

б) переменный ток промышленной частоты (однофазные трансформаторы с падающими внешними характеристиками, однофазные трансформаторы с малым сопротивлением короткого замыкания);

в) переменный ток повышенной частоты (400 ÷ 500 гц).

Дуговая сварка на постоянном токе имеет определенные технологические преимущества. Поэтому в последние годы области применения

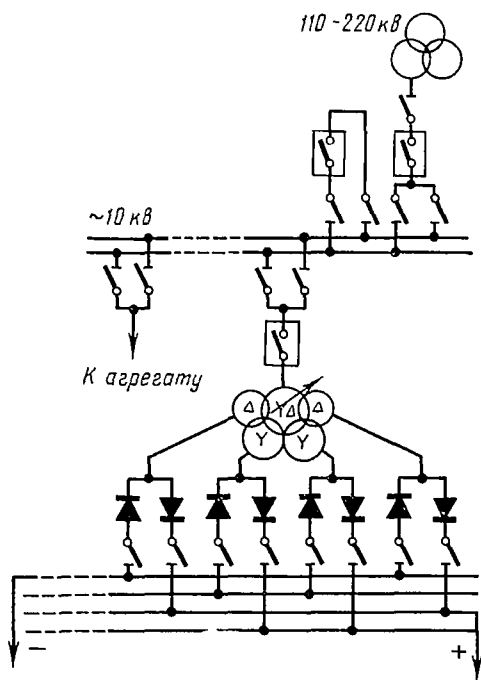


Рис. 14.8. Схема электропитания электролизных установок

источников питания в виде выпрямителей с «жесткими» и падающими внешними характеристиками значительно возросли.

В состав сварочного выпрямителя обычно входят трансформатор с регулирующим устройством, блок вентиля и иногда дроссель, включаемый в цепь постоянного тока.

Для выпрямителей с падающими внешними характеристиками используются трансформаторы с развитым магнитным рассеянием и дросселями.

В выпрямителях с падающими внешними характеристиками применяются трансформаторы с малым сопротивлением короткого замыкания. Обычно регулирование напряжения производится ступенчато путем изменения коэффициента трансформации. Иногда ступенчатое регулирование напряжения сочетается с плавным. Для этой цели применяются реактивные делители напряжения или регулируемые автотрансформаторы. Часто падающую внешнюю характеристику выпрямителя получают за счет применения дросселей насыщения с обратными связями.

В сварочных выпрямителях для дуговой сварки используются главным образом селеновые и кремниевые вентили. Хотя к. п. д. селеновых вентилях ниже, чем кремниевых, они нашли широкое применение, так как обладают большой перегрузочной способностью; кроме того, они значительно дешевле. В выпрямителях с падающими внешними характеристиками ток короткого замыкания мало отличается от рабочего тока, поэтому в таких выпрямителях применяются главным образом кремниевые вентили.

Среди выпрямителей с падающими внешними характеристиками нашли применение следующие схемы: однофазная с нулевым выводом и реактивными катушками в цепи переменного тока, однофазная с нулевым выводом и реактивными катушками в первичной цепи и в цепи выпрямленного тока, однофазная мостовая с реактивными катушками в цепях переменного и постоянного тока, трехфазная «треугольник (звезда) — зигзаг», двойная трехфазная с уравнивающим реактором и трехфазная мостовая.

Падающая внешняя характеристика трехфазного выпрямителя может быть получена включением последовательно с трансформатором дросселей или за счет применения трансформаторов с увеличенным магнитным рассеянием. Большинство серийных выпрямителей с падающей внешней характеристикой собирают по трехфазной мостовой схеме.

Для выпрямителей с падающими внешними характеристиками обычно используются селеновые вентили, обладающие большой тепловой инерцией и выдерживающие кратковременные короткие замыкания во время сварки. Для такого типа выпрямителей наибольшее применение получила также трехфазная мостовая схема.

Для контактной сварки применяется постоянный ток, а также переменный ток пониженной и промышленной частоты. В настоящее время имеются несколько типов машин постоянного тока для точечной и роликовой сварки. Во ВНИИЭСО совместно с заводом «Электрик» разработана схема, в которой выпрямление во вторичной цепи про-

изводится германиевыми вентилями с водяным охлаждением типа ВГВ-1000 на средний ток 1000 *a* и обратное напряжение 50 *v*. Управление машиной осуществляется с помощью трех игнитронов (могут быть применены и тиристоры), которые включены последовательно с первичными обмотками трансформаторов, соединенными в треугольник.

Изменением угла зажигания игнитронов (или тиристоров) обеспечивается регулирование сварочного тока.

За счет соединения первичных обмоток в треугольник и наличия вентилях в первичной и вторичной цепях трансформатора не возникают магнитные потоки, пропорциональные выпрямленному току и замыкающиеся по воздуху от ярма к ярму.

Из-за очень малых обратных напряжений использование мостовых схем выпрямления в контактных машинах постоянного тока нецелесообразно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов И. Л. Электронные и ионные приборы. Ч. III. Госэнергоиздат, 1956.
2. Каганов И. Л. Промышленная электроника. Изд-во «Высшая школа», 1968.
3. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. Изд-во «Энергия», 1967.
4. Ривкин Г. А. Преобразовательные устройства. Изд-во «Энергия», 1970.
5. Нейман Л. Р. и Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники, т. I. Изд-во «Энергия», 1966.
6. Атабеков Г. И. Основы теории цепей. Изд-во «Энергия», 1969.
7. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. Физматгиз, 1963.
8. Костенко М. П., Нейман Л. Р., Бладзевич Г. Н. Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками. Изд-во АН СССР, 1946.
9. Папалекси М. Д. О процессах в цепи переменного тока, содержащей электрический вентиль. Сб. трудов. Изд-во АН СССР, 1948.
10. Толстов Ю. Г., Мосткова Г. П., Ковалев Ф. И. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители. Изд-во АН СССР, 1963.
11. Крогерис А. [и др.]. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии. «Зинатне». Рига, 1969.
12. Размадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. Изд-во «Высшая школа», 1967.
13. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И. Автономные тиристорные инверторы. Изд-во «Энергия», 1967.
14. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы. Сб. «Преобразовательные устройства в электроэнергетике». Изд-во «Наука», 1964.
15. Глазенко Т. А. и Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Изд-во «Энергия», 1969.
16. Глинттерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. Изд-во «Наука», 1969.
17. Векслер Г. С. и Тетельбаум Я. И. Электропитание радиоустройств. Изд-во «Техника», Киев, 1966.
18. Хасаев О. И. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. Изд-во «Наука», 1966.
19. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. Изд-во «Энергия», 1968.
20. Бедфорд Б. и Хофт Р. Теория автономных инверторов. Изд-во «Энергия», 1969.
21. Свечников С. В. Основы технической электроники. Гостехиздат УССР, Киев, 1959.
22. Шиллинг В. Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты. Перевод с немецкого. Госэнергоиздат, 1950.
23. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. I. Госэнергоиздат, 1956.
24. Чернышев М. А. Инверторные агрегаты тяговых подстанций. Трансжелдориздат, 1956.
25. Семчинов А. М. Ртутно-преобразовательные и полупроводниковые подстанции. Изд-во «Энергия», 1968.
26. Шипило В. Г. Автоматизированный вентильный электропривод. Изд-во «Энергия», 1969.
27. Чиженко И. М. и Выдолоб Ю. Ф. К вопросу о расчете нормальных и аварийных режимов мощных преобразователей. Труды КПИ, т. 39, 1962.
28. Жуйков В. Я., Руденко В. С., Сенько В. И. К вопросу о расчете установившихся режимов полупроводниковых преобразователей. Сб.

«Устройства преобразовательной техники», Вып. 3, Изд-во «Наукова думка», Киев, 1969.

29. Джентри Ф. [и др.]. Управляемые полупроводниковые вентили. Изд-во «Мир», 1967.

30. Тиристоры (технический справочник). Под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова и А. Ф. Свиридова. Изд-во «Энергия», 1971.

31. Хамудханов М. З. [и др.]. Частотное регулирование скорости электроприводов переменного тока с автоматическим управлением от вентильных преобразователей. Изд-во «ФАН», Ташкент, 1966.

32. Ситник Н. Х. Силовая полупроводниковая техника. Изд-во «Энергия», 1963.

33. Маевский С. А. [и др.]. Вентильный преобразователь с повышенными энергетическими показателями. Сб. «Устройства преобразовательной техники», вып. 2. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1969.

34. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. Изд-во «Энергия», 1971.

35. Баев А. В. [и др.]. Вентильные преобразователи с конденсаторами в силовых цепях. Изд-во «Энергия», 1969.

36. Кантер И. И. Статические преобразователи частоты. Изд. Саратовского университета, Саратов, 1966.

37. Руденко В. С. и Денисов А. И. Импульсные преобразователи и стабилизаторы на тиристорах. Изд-во «Техника». Киев, 1972.

38. Новые полупроводниковые преобразовательные устройства. Под ред. И. М. Чиженко и В. С. Руденко. УкрНИИТИ, Киев, 1970.

39. Нейман Л. Р. [и др.]. Методы анализа электрических цепей с нелинейными элементами, обладающими кусочно-линейными характеристиками. Всесоюзная межвузовская конференция по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей. Сб. докл., 1960, № 1.

40. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи без звена постоянного тока. Изд-во «Энергия», 1968.

41. Грабовецкий Г. В. Анализ электромагнитных процессов в силовых цепях вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью. Сб. «Устройства преобразовательной техники». Вып. 2. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1969.

42. Алексеева И. А. [и др.]. Тиристорные регулируемые электроприводы постоянного тока. Изд-во «Энергия», 1970.

43. Денисов В. В. и Мамсуров А. Х. Статические преобразователи в судовых электроустановках. Изд-во «Судостроение», Ленинград, 1970.

44. Солдухо Я. Ю. [и др.]. Тиристорный электропривод постоянного тока. Изд-во «Энергия», 1971.

45. Стульников В. И. и Колчев Е. В. Моделирование полупроводниковых преобразователей. Изд-во «Техника», Киев, 1971.

46. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. Изд-во «Наука», 1970.

47. Милях А. Н., Кубышин Б. Е., Волков И. В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока. Изд-во «Наукова думка», Киев, 1961.

48. Грейвер Е. С. Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока. Изд-во «Связь», 1970.

49. Чиженко И. М. О способе улучшения коэффициента мощности двухтактного преобразователя при глубоком регулировании напряжения. КГУ, Известия КПИ, том XXII, Киев, 1957.

50. Маевский И. О. А. Ионные преобразователи трехфазного тока с многоступенчатым анодным напряжением. Известия высших учебных заведений «Электромеханика», 1961, № 7.

51. Грабовецкий Г. В. Применение коммутационных функций для расчета электромагнитных процессов в ВПЧ с питанием от источника однофазной э. д. с. Сб. «Преобразовательная техника». Изд-во Новосибирского электротехнического института, 1968.

52. Чиженко И. М. и Курило И. А. Работа компенсационного преобразователя в инверторном режиме при отсутствии источников энергии в питаемой сети, Вестник КПИ, серия электроэнергетики, вып. 2. Изд-во КГУ, Киев, 1966.

53. Зиновьев Г. С. Основы преобразовательной техники, ч. I. Изд. Новосибирского электротехнического института, 1971.
54. Ровинский П. А. и Тикан В. А. Вентильные преобразователи частоты без звена постоянного тока. Изд-во «Наука», 1965.
55. Воскресенский В. В. и Ананьев В. П. Тиристоры в индукционных установках. Изд-во «Машиностроение», 1969.
56. Берман Е. М. [и др.]. Системы частотного управления синхронно-реактивными двигателями. Изд-во «Энергия», 1968.
57. Скороваров В. И. Автономные инверторы на кремниевых управляемых вентилях. «Электричество», 1964, № 5.
58. Morgan R. E. Ratio Control with combined SCR and SR Commutations, IEEE, Trans. on Communications and Electronics, 1964, VII, p 366—373.
59. Morgan R. E. Basic Magnetic Functions in converters and Inverters Including soft commutation, IEEE, Trans on Communications and Electronics, vol. 2, № 1, 1966.
60. McMurray W. Silicon Controlled Rectifier D—C to D—C Power Converters, IEEE, Trans Communications and Electronics, III, 1964, p. 198—203.
61. Dyer Raymond. The Rating and Application of SCR Designed for power switching at High Frequencies, IEEE, Trans on Industry and General applications, vol. 2, № 1, 1966.
62. SCR Handbook, General Electric company, 1964.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Введение	5
Глава 1	
Силовые полупроводниковые приборы. Основные эксплуатационные особенности	
§ 1.1. Принцип действия <i>p-n</i> -перехода	11
§ 1.2. Принцип действия транзистора	13
§ 1.3. Работа транзистора в режиме переключений	14
§ 1.4. Принцип действия тиристора	17
§ 1.5. Характеристики цепи управления тиристором	23
§ 1.6. Нагрузочная способность тиристором	24
§ 1.7. Специальные типы диодов и тиристором	26
§ 1.8. Надежность тиристором	28
Глава 2	
Методы анализа преобразовательных устройств	
§ 2.1. Общие сведения	30
§ 2.2. Кусочно-припасовочный метод	30
§ 2.3. Метод разностных уравнений	35
§ 2.4. Метод эквивалентных источников	38
§ 2.5. Метод основной гармоники	40
§ 2.6. Метод гармонического анализа	41
§ 2.7. Метод фазовой плоскости	43
§ 2.8. Метод переключающих функций	45
Глава 3	
Неуправляемые выпрямители однофазного тока	
§ 3.1. Общие сведения	48
§ 3.2. Схемы выпрямителей однофазного тока с активной нагрузкой	54
§ 3.3. Схемы выпрямителей однофазного тока с активно-индуктивной нагрузкой	63
Глава 4	
Неуправляемые выпрямители трехфазного тока	
§ 4.1. Схемы выпрямителей трехфазного тока с активной нагрузкой	77
§ 4.2. Схемы выпрямителей трехфазного тока с активно-индуктивной нагрузкой	86
§ 4.3. 12-пульсационные выпрямители	98
§ 4.4. Эквивалентное внутреннее сопротивление выпрямителей	99
§ 4.5. Коэффициент полезного действия выпрямителей	100
§ 4.6. Выпрямители, питающие нагрузку с противо-э. д. с.	100
§ 4.7. Пульсации тока в питающей сети	105
Глава 5	
Управляемые выпрямители и инверторы, ведомые сетью	
§ 5.1. Способы регулирования напряжений выпрямителей	106
§ 5.2. Регулирование на стороне переменного тока	107
§ 5.3. Фазовое регулирование выпрямленного напряжения	111

§ 5.4. Управляемый однофазный выпрямитель с нулевым выводом при статической нагрузке	115
§ 5.5. Граничный режим непрерывного тока в цепи нагрузки управляемых выпрямителей	118
§ 5.6. Управляемые выпрямители, питающие двигатели постоянного тока	120
§ 5.7. Управляемый однофазный преобразователь с нулевым выводом, работающий в режимах выпрямления и инвертирования	127
§ 5.8. Трехфазный преобразователь с нулевым выводом, работающий в инверторном режиме	131
§ 5.9. Трехфазный мостовой преобразователь, работающий в выпрямительном и инверторном режимах	134
§ 5.10. Двойной трехфазный преобразователь с уравнительным реактором, работающий в инверторном режиме	144
§ 5.11. Коэффициент мощности инвертора	147
§ 5.12. Компенсационные преобразователи, работающие в выпрямительном и инверторном режимах	149
§ 5.13. Несимметричные преобразователи	153
§ 5.14. Основные расчетные параметры ряда схем управляемых выпрямителей	168
§ 5.15. Аварийные режимы работы преобразовательных устройств	168

Г л а в а 6

Сглаживающие фильтры

§ 6.1. Основные понятия о сглаживающих фильтрах	191
§ 6.2. R, L, C-фильтры	194

Г л а в а 7

Импульсные преобразователи постоянного напряжения

§ 7.1. Особенности импульсного метода регулирования постоянного напряжения	203
§ 7.2. Классификация широтно-импульсных преобразователей и их сравнительная оценка	205
§ 7.3. Анализ электромагнитных процессов в ШИП с комбинированной коммутацией при статической нагрузке	213

Г л а в а 8

Автономные инверторы и преобразователи частоты

§ 8.1. Области применения автономных инверторов и преобразователей частоты	221
§ 8.2. Требования, предъявляемые к автономным инверторам	221
§ 8.3. Структурные схемы систем с автономными инверторами	222
§ 8.4. Инверторы тока и инверторы напряжения	223
§ 8.5. Способы коммутации обычных тиристоров	225
§ 8.6. Классификация автономных инверторов	226
§ 8.7. Инверторы на полностью управляемых вентилях	227
§ 8.8. Инверторы на неполностью управляемых вентилях (обычных тиристорах)	245
§ 8.9. Преобразователи частоты	276

Г л а в а 9

Регулирование и способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов

§ 9.1. Способы регулирования выходного напряжения	283
§ 9.2. Однофазный мостовой инвертор с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения	286

§ 9.3.	Трехфазный мостовой инвертор с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения	291
§ 9.4.	Трехфазный инвертор, собранный из трех однофазных инверторов	296
§ 9.5.	Способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов	292

Глава 10

Системы управления преобразовательных устройств

§ 10.1.	Требования, предъявляемые к системам управления	308
§ 10.2.	Электромагнитные системы импульсно-фазового управления	310
§ 10.3.	Электронные системы импульсно-фазового управления	319
§ 10.4.	Системы управления автономными инверторами и преобразователями частоты	324

Глава 11

Устройства электропитания радиоэлектронной аппаратуры

§ 11.1.	Схемы однофазного питания с активно-емкостной нагрузкой	330
§ 11.2.	Электронные сглаживающие фильтры	338
§ 11.3.	Параметрические и компенсационные стабилизаторы напряжения и тока	344
§ 11.4.	Транзисторные преобразователи напряжения	356

Глава 12

Стабилизаторы напряжения и тока средней и большой мощности

§ 12.1.	Стабилизаторы напряжения, регулирующим элементом которых является тиристорный ключ	375
§ 12.2.	Управляемые выпрямители, стабилизированные по напряжению	379
§ 12.3.	Стабилизаторы постоянного напряжения, регулирующим элементом которых является тиристорный широтно-импульсный преобразователь	383
§ 12.4.	Электромагнитные стабилизаторы тока (индуктивно-емкостные преобразователи)	388

Глава 13

Применение вычислительных машин для расчета преобразовательных устройств

§ 13.1.	RL -цепь с вентилем	393
§ 13.2.	Однофазный выпрямитель	395
§ 13.3.	Однофазный параллельный инвертор тока	400
§ 13.4.	Трехфазный мостовой выпрямитель	404
§ 13.5.	Параллельная RL -цепь с вентилем	407

Глава 14

Преобразовательные устройства различного назначения

§ 14.1.	Преобразовательные устройства для вентильного электропривода	410
§ 14.2.	Преобразовательные устройства для электрифицированного железнодорожного транспорта	416
§ 14.3.	Преобразовательные установки в линиях передачи постоянного тока	419
§ 14.4.	Преобразовательные установки в электрометаллургии	421
§ 14.5.	Применение преобразовательных устройств для электросварки	422
	Литература	425

Чиженко Иван Миронович
Руденко Владимир Семенович
Сенько Виталий Иванович

ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Редактор Т. И. Артемова. Переплет художника В. Н. Панферова. Худож. редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор Э. М. Чижевский. Корректор Г. А. Четккина.

Т-11700. Сдано в набор 13/VI-73 г. Подп. к печати 22/XI-73 г.
Формат 60×90¹/₁₆. Бум. тип. № 2. Объем 27 п. л. Уч.-изд. л. 26,94.
Изд. № ЭР—121. Тираж 21.000 экз. Цена 1 р. 15 к. Зак. № 708.

План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства
«Высшая школа» на 1973 г. Позиция № 126

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типогра-
фия № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполи-
графпрома при Государственном комитете Совета Министров
СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Ленинград, Гатчинская ул., 26.

1р. 15к.

Д4

22774
8

ИЗДАТЕЛЬСТВО МОСКВА

1974 ГОД ВУСШАЯ ШКОЛА