

Содержание

Предисловие.....	5
Введение.....	7
I. Электромагнитный момент и электромагнитное усилие электрических машин вращательного и поступательного движения.	
1. Общее выражение для момента и силы.....	14
2. Электромагнитный момент двигателей вращательного движения.....	16
3. Общие выражения для электромагнитного момента двигателей постоянного и переменного тока.....	21
4. Общие выражения для электромагнитных сил линейных двигателей постоянного и переменного тока.....	23
II. Силовые полупроводниковые устройства в цепях электрических машин.	
1. Выпрямители.....	27
1.1. Диоды и тиристоры.....	27
1.2 Однофазный двухполупериодный управляемый выпрямитель со средней точкой. Коммутационные процессы.....	32
1.2.1 Работа на активную нагрузку.....	32
1.2.2 Работа на активно-индуктивную нагрузку.....	33
1.3 Трёхфазный мостовой управляемый выпрямитель.....	38
1.4 Коэффициент мощности и коэффициент полезного действия выпрямителя.....	46
1.5 Реверсивные выпрямители.....	49
1.6 Принципы организации системы управления выпрямителями.....	50
1.7 Фильтры.....	53
2. Инверторы.....	55
2.1 Зависимый инвертор, ведомый сетью.....	55
2.1.1 Обратимость свойств выпрямителя и инвертора.....	55
2.1.2 Однофазный двухполупериодный инвертор со средней точкой.....	59
2.1.3 Трёхфазный мостовой инвертор.....	64
2.1.4 Коэффициент мощности и КПД инверторов.....	67
2.2 Независимые (автономные) инверторы.....	68
2.2.1 Полностью управляемые полупроводниковые приборы и их параметры.....	69
2.2.2 Принципиальные схемы силовых ключей.....	73
2.2.3 Однофазный инвертор. Параметры периодического режима.....	77
2.2.4 Пример расчета.....	84

2.2.5	Трёхфазный инвертор с 180° -ой коммутацией.....	85
2.2.5 а)	Режим 180° -ой коммутации.....	86
2.2.5 б)	Определение параметров периодического режима колебаний.....	91
2.2.6	Трёхфазный инвертор со 120° -й коммутацией.....	97
2.2.6 а)	Режим 120° -ой коммутации	98
2.2.6 б)	Определение параметров периодического режима.....	101
2.2.6 в)	Пример расчета.....	105
2.3.	Преобразователи частоты.....	108
2.3.1	Преобразователи со звеном постоянного тока.....	108
2.3.1 а)	Достоинства и недостатки преобразователя со звеном постоянного тока.....	109
2.3.1 б)	Способ улучшения гармонического состава выходного напряжения преобразователя.....	110
2.3.2	Непосредственные преобразователи частоты (циклоконвертеры)...	114
2.3.2 а)	Принцип работы преобразователя.....	114
2.3.2 б)	Способ улучшения формы выходного напряжения.....	116
2.3.2 в)	Трёхфазные схемы НПЧ.....	118
2.3.2 г)	Достоинства и недостатки непосредственных преобразователей частоты.....	119

Предисловие

Современные сложные электромеханические системы представляют собой совокупность разного рода электромеханических преобразователей, силового и информационного типа, полупроводниковых устройств и приводимых в движение механизмов. Такую совокупность устройств называют электромехатронной системой. Составляющие, входящие в электромехатронную систему, зачастую оказывают друг на друга достаточно глубокое влияние, в силу чего изучение свойств и характеристик как всей системы, так и отдельных ее элементов следует вести с учетом этого обстоятельства, которое проявляется, например, в специфических коммутационных процессах, осуществляемых полупроводниковыми устройствами, входящими в состав системы. Как следствие токи, питающие электромеханические преобразователи утрачивают синусоидальную форму – для систем переменного тока или имеют неравномерный, пульсирующий характер – для систем постоянного тока. Неравномерность моментов и усилий, развиваемых электрическими двигателями, питаемыми или управляемыми с помощью полупроводниковых устройств иногда совершенно «безвредна» с точки зрения функционирования систем на относительно высоких скоростях, когда пульсации моментов и сил практически не влияют на неравномерность вращения. Здесь следует обращать внимание только на появление дополнительных потерь в электромеханических преобразователях, связанных с несинусоидальностью токов или их пульсирующим характером. Однако картина меняется, когда речь идет о глубоко регулируемых системах. При низких скоростях перемещения пульсации момента или усилия приводят к заметным пульсациям скоростей и неравномерности движения рабочего органа в целом. Все это резко снижает качество управления и качество всего «механического процесса» в широком понимании этого термина.

Принимаемые меры для нейтрализации особенностей влияния полупроводниковых систем позволяют, как правило, обеспечить степень равномерности моментов и сил электромеханических преобразователей, достаточную для решения большинства механических задач.

Применение синтеза полупроводниковых устройств и электромеханических преобразователей открыло совершенно новые недоступные ранее возможности для управления и регулирования скорости, момента и усилия электрических машин, в частности, электрических двигателей постоянного и переменного тока. На этой основе были созданы новые типы электрических машин, такие как бесколлекторные двигатели постоянного тока (вентильные двигатели), являющиеся аналогом двигателей постоянного тока с механическим коллектором или бесколлекторные реверсивные тахогенераторы постоянного тока. Были реализованы новые способы регулирования

синхронными и, в особенности, асинхронными двигателями, также как векторное регулирование и т.д.

Предлагается вниманию читателей пособие «Электромехатронные системы», предназначено, в основном, для студентов и аспирантов специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов». Пособие будет состоять из трех частей:

- I. Электромагнитные моменты и силы электрических машин вращательного и поступательного движения. Полупроводниковые устройства в цепях электрических машин.
- II. Постоянный ток. Коллекторные и бесколлекторные двигатели. Конструкции, схемы, характеристики, динамика разомкнутых систем.
- III. Переменный ток. Синхронные и асинхронные двигатели. Конструкции, схемы, характеристики, вопросы динамики.

Пособие ориентировано на читателей, знакомых с курсами «Полупроводниковая электроника» и «Электрические машины», тем не менее мы сочли необходимым в I-й части, дать понимание вопроса генерации электромагнитного момента и электромагнитного усилия электрических машин, изложенного с общих позиций электромеханики и позволяющее получить универсальные выражения, применимые к любым типам электромеханических преобразователей. Кроме того мы считаем необходимым в достаточно краткой форме рассмотреть основные силовые полупроводниковые устройства, применяемые в цепях электрических машин, объяснить принципы их функционирования, дать аналитическое представление их характеристик. Все это, с нашей точки зрения, окажется полезным для восприятия и понимания последующего материала, где рассматриваемые электромеханические преобразователи (главным образом электрические двигатели) работают, как правило, в синтезе с полупроводниковыми устройствами.

Автор благодарит студентов М.С.Васильева, В.С.Кириллова, В.Н.Лабутина, Д.А.Субботина кафедры «Электротехники и прецизионных электромеханических систем» ИТМО за помощь в оформлении и подготовке рукописи к печати.

Введение

Многие современные механические системы используют в процессе своего функционирования различного рода двигатели, приводящие в движение рабочие органы машин и механизмов, входящих в состав этих систем. Чаще всего перемещение рабочих органов должно быть регулируемым. Регулирование может означать изменение скорости, изменение положения (позиционирование), изменение усилия в процессе перемещения или, в частности, в фиксированном положении. Эти виды регулирования могут осуществляться как в совокупности при управлении объектом, так и по-отдельности.

Наилучшим образом, хотя и не всегда, задачи управления и регулирования решаются с помощью электромеханических преобразователей энергии, в данном случае электрических двигателей, преобразующих электрическую энергию в механическую работу.

Преимущества использования данного типа двигателя перед другими (тепловой, гидравлический, пневматический) определяются следующими достоинствами:

1. Большой уровень коэффициента полезного действия (КПД)
2. Меньшая металлоемкость и меньшие габариты (во многих случаях)
3. Лучшая управляемость.
4. Экологическая чистота функционирования.
5. Полное или частичное отсутствие необходимости в обслуживании.
6. Малошумность.
7. Долговечность и высокая надежность.

Многие из этих преимуществ могут быть реализованы в полной мере, если двигатели будут работать в совокупности, или в синтезе, с электрическими устройствами, которые способны регулировать поток энергии, поступающий от источника питания в двигатель, преобразовывать один вид электроэнергии в другой, изменять характеристики электроэнергии.

Современные устройства, осуществляющие процессы, необходимые для управления электрическими двигателями, создаются на основе разного рода полупроводниковых преобразователей. Как электрические двигатели, так и полупроводниковые преобразователи оказывают достаточно глубокое взаимное влияние и в этом смысле должны рассматриваться как единое целое или как синтез электрической машины и полупроводниковой системы. Такой подход почти всегда необходим в процессе проектирования или при выборе регулируемого двигателя, предназначенного для работы с тем или иным полупроводниковым преобразователем. В отдельных случаях, когда мощность двигателя мала,

преобразовательное устройство конструктивно может быть встроено в корпус двигателя или «пристроено» к нему. К такой конструкции часто присоединяется встроенный редуктор, встроенные измеритель скорости (тахогенератор) и встроенный датчик пути (датчик позиционирования). В результате образуется электромеханический агрегат, способный решать все задачи управления рабочим органом того или иного механизма.

Такая совокупность отдельных элементов, либо полностью объединенных в одном агрегате, либо просто образующих единую систему, может называться электромехатронной системой. Электромехатронная система, как правило, способна решать следующие задачи:

1. Создание электромагнитного момента или электромагнитного усилия.
2. Плавное регулирование скорости, момента или усилия.
3. Регулирование положения вала, рабочего органа (позиционирование)
4. Ступенчатое снижение скорости двигателя при увеличении момента (редуктор).
5. Получение информации о скорости вала.
6. Получение информации об угле поворота вала.
7. Получение информации о токе в обмотке или моменте, развиваемом двигателем.

Рассмотрим типичные структурные схемы некоторых электромехатронных систем или электрических приводов на их основе, содержащих полупроводниковые преобразовательные устройства, электродвигатели, датчики обратных связей и системы управления.

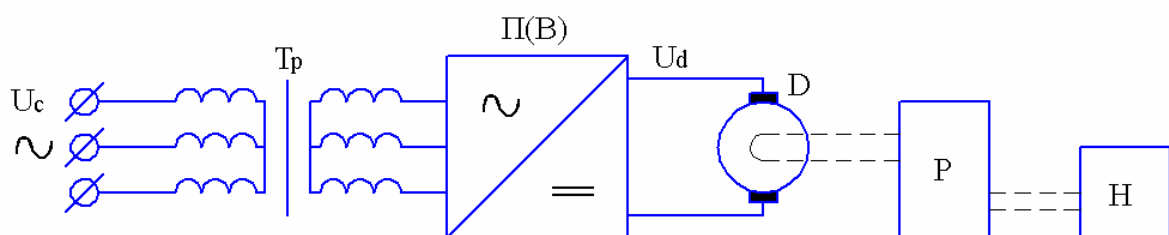


рис. 1.1 а)

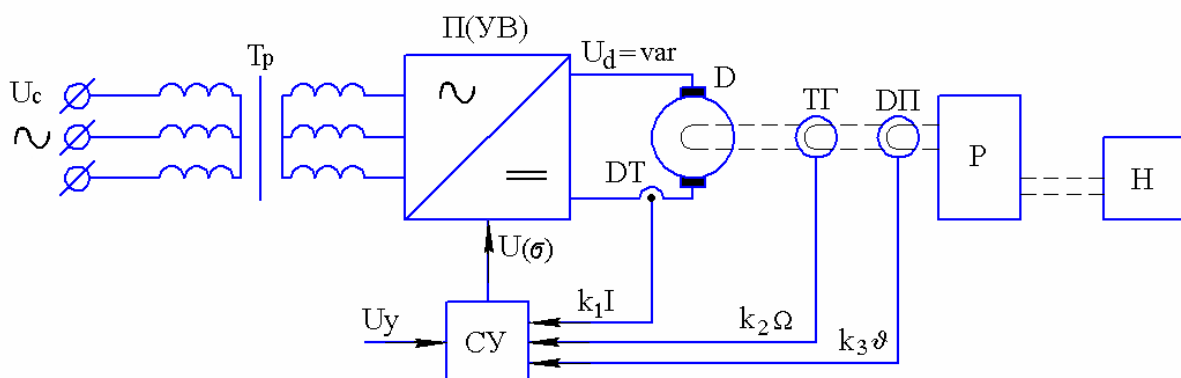


рис. 1.1 б)

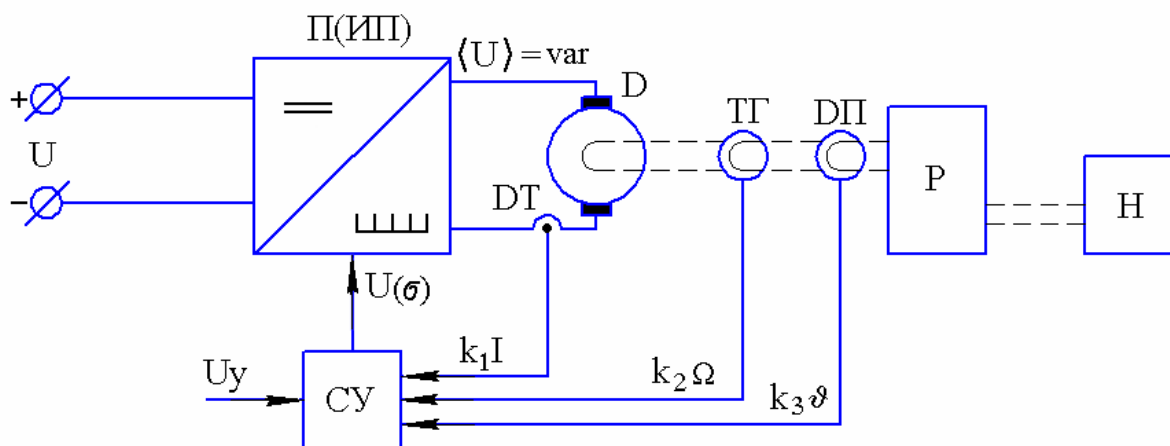


рис. 1.1 в)

На рис 1.1 показаны структурные схемы, содержащие машины постоянного тока (двигатели) Д, питаемые от различных полупроводниковых преобразователей П. Рис а) относится к случаю нерегулируемого привода. Здесь сетевой трансформатор Тр, служащий для согласования напряжения сети и напряжения двигателя, питает неуправляемый выпрямитель В, на полупроводниковых диодах. Выпрямленное напряжение U_d не изменяется. Представленная система может иметь редуктор Р, соединенный с нагрузкой Н.

Данная структурная схема приведена как пример нерегулируемого привода, однако содержащего в своем составе преобразователь П (выпрямитель), преобразующий переменный ток сети в постоянный ток двигателя Д.

Структурная схема на рис 1.1 б) является примером регулируемого привода постоянного тока. Здесь преобразователь П является управляемым выпрямителем (УВ), построенном на полупроводниковых приборах – тиристорах. Под действием управляющей функции $U(\sigma)$ выпрямленное напряжение U_d , подаваемое на зажимы двигателя Д, может изменяться.

Подробнее механизм управления тиристорным выпрямителем УВ мы рассмотрим в дальнейшем. Для формирования управляющей функции, обеспечивающей режим управления выпрямителем и, соответственно, двигателем, система должна содержать датчики обратной связи, дающие информацию о координатах, скоростях и других параметрах, характеризующих протекание процесса управления. На структурной схеме показаны наиболее часто применяемые датчики: датчик тока (ДТ), дающий информацию о токе двигателя; тахогенератор (ТГ), вырабатывающий сигнал либо пропорциональный действительной скорости Ω , либо сигнал характеризующий эту скорость (импульсный или частотный датчик); датчик положения, или датчик позиционирования ДП, сигнал которого

$K_3 \vartheta$ характеризует угол поворота вала $\vartheta = \int_0^t \Omega dt$, где t – текущее время. В

некоторых случаях датчик скорости ТГ и датчик позиционирования ДП размещают не на валу двигателя, а на валу редуктора Р или валу нагрузочного механизма (нагрузки) Н.

Сигналы датчика тока $\kappa_1 I$ (I – ток двигателя), тахогенератора $\kappa_2 \Omega$ (Ω – угловая скорость двигателя), датчика позиционирования $\kappa_3 \vartheta$ (ϑ – угол поворота вала) поступают на блок системы управления СУ. Туда же поступает сигнал управления или сигнал задания U_y , с которым обычно сравнивается основная регулируемая координата, например угол ϑ (или рассчитанное через угол ϑ линейное перемещение x рабочего органа нагрузки Н). Система управления на основании управляющего сигнала U_y и перечисленных сигналов обратных связей формирует некоторый сигнал σ , обеспечивающий генерирование функции управления $U(\sigma)$, воздействующей на преобразователь П (УВ).

Во многих случаях не все из указанных датчиков должны быть использованы в системе, показанной на рис. 1 б). Например, если речь идет только о регулировании скорости Ω или о ее поддержании на постоянном уровне, то нет необходимости в датчике позиционирования ДП и т.д.

На рис. 1.1 в) изображена структурная схема регулируемого привода постоянного тока, питаемого от источника постоянного напряжения U . В качестве силового полупроводникового преобразователя П, обеспечивающего регулирование скорости и управление двигателем Д, используется импульсный преобразователь (ИЭ), выполненный чаще всего на мощных транзисторах. Импульсный преобразователь преобразует постоянное напряжение источника U_n в последовательность импульсов, частота и длительность которых под действием управляющей функции $U(\sigma)$ могут изменяться. Наиболее часто применяется алгоритм управления, при котором частота (период) импульсов, а также их амплитуда сохраняются неизменными, а меняется длительность импульса внутри каждого периода. Назначение остальных элементов и сигналов, показанных на схеме сохраняется тем же, что и для предыдущего случая, показанного на рис. 1.б).

Теперь обратимся к некоторым структурным схемам, характерным для приводов с преобразователями и электрическими двигателями переменного тока.

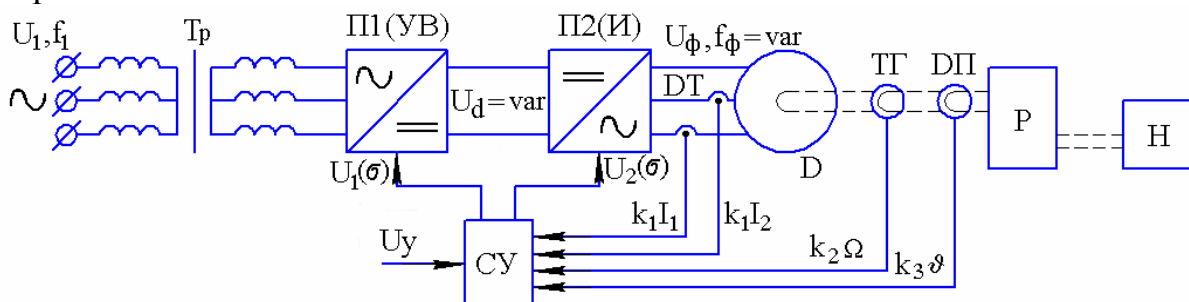


рис. 1.2 а)

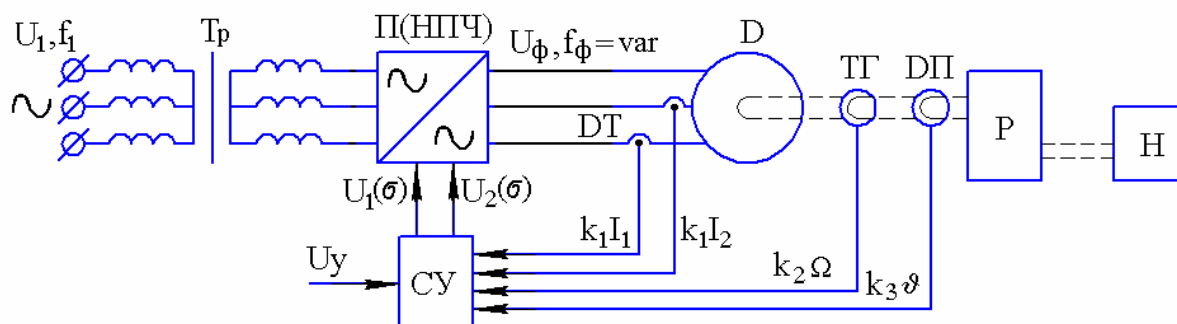


рис. 1.2 б)

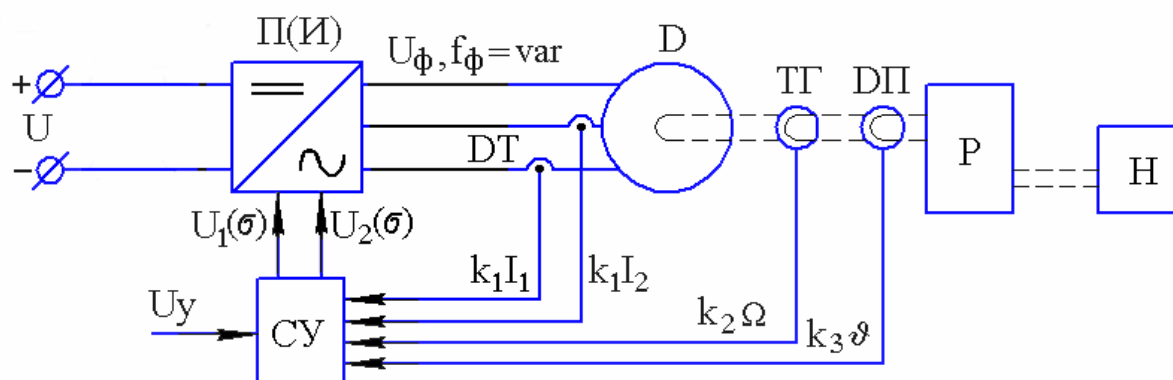


рис. 1.2 в)

На рис. 1.2 а) показана схема преобразователя частоты и напряжения, предназначенного для питания трехфазного двигателя переменного тока Д. Система содержит два преобразователя Π_1 и Π_2 . Первый из них выпрямляет переменное напряжение частоты сети f_1 и регулирует уровень выпрямленного напряжения U_d . Второй - Π_2 преобразует (инвертирует) постоянное напряжение U_d в переменное напряжение U_ϕ , частота которого f_ϕ может регулироваться. Преобразователь Π_2 называется инвертором. На фазы обмотки двигателя Д, таким образом, поступает напряжение, U_ϕ , величина которого и частота f_ϕ могут измеряться в соответствии с необходимой закономерностью, вырабатываемой системой управления СУ. Одновременное изменение амплитуды фазного напряжения U_ϕ и его частоты f_ϕ необходимо для управления скоростью асинхронных двигателей.

Система, показанная на рис 1.2 а), называется системой со звеном постоянного тока. В ней осуществляется двойное преобразование энергии:

- 1.) Напряжение переменного тока сети U , частоты f_1 преобразуется в постоянное напряжение U_d .
- 2.) Постоянное напряжение U_d преобразуется в переменное напряжение U_ϕ с частотой $f_\phi \neq f_1$.

В общем случае, который и представляет для нас интерес, напряжение U_d и частота f_ϕ могут регулироваться.

Назначение датчиков и сигналов обратной связи было пояснено при анализе схем на рис.1.

Рассмотрим теперь схему рис. 1.2 б), в которой в отличие от схемы рис. 1.2 а) не происходит двойного преобразования энергии, связанного с выпрямлением (Π_1) и инвертированием (Π_2) тока, а с помощью преобразователя П происходит непосредственное преобразование частоты сети f_1 в частоту питания фаз двигателя f_ϕ . При этом оказывается возможным с помощью управляющих функций $U(\sigma_1)$ и $U(\sigma_2)$ изменять как частоту f_ϕ так и напряжение U_ϕ , подаваемое на двигатель Д. Подробнее принцип работы такого преобразователя, который называется непосредственным преобразователем частоты (НПЧ), или циклоинвертором, мы проанализируем позднее.

Преимущество схемы б) по сравнению со схемой а) состоит в большей компактности установки* (один шкаф НПЧ по сравнению с двумя шкафами преобразователей Π_1 и Π_2) и несколько большем КПД вследствие однократного преобразования энергии.

Недостаток же состоит в том, что выходная частота НПЧ f_ϕ рис. б) может быть обеспечена не более 0,4 частоты сети f_1 . Помимо этого система управления НПЧ оказывается более сложной, чем для системы со звеном постоянного тока. Таким образом, система рис. 1.2 б) применяются далеко не всегда и, главным образом, для очень тихоходных приводов со скоростью менее 50-100 об/мин.

Надо отметить, что в отличие от схем рис.1 в системах для трехфазных двигателей переменного ток применяется два датчика тока ДТ, измеряющие ток в двух фазах двигателя. Эта информация оказывается достаточной для знания тока во всех трех фазах, поскольку для систем с изолированной нейтралью (соединение фаз звездой) $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ и знание, с помощью датчиков токов i_1 и i_2 означает, что $i_3 = -(i_1 + i_2)$.

На схеме рис 1.2 в) имеется только сеть постоянного тока с напряжением U . Для питания и регулирования двигателя переменного тока Д необходим преобразователь П(И) – инвертор,

такой же как преобразователь Π_1 (И) в схеме со звеном постоянного тока рис 1.2 а). Система управления СУ на рис. 2.в) выполняет, воздействуя на инвертер П(И), регулирование амплитуды фазного напряжения U_ϕ и частоты f_ϕ . Датчики обратных связей и их сигналы имеют то же назначение, что и для всех предыдущих схем.

Надо отметить, что во всех представленных на рис. 1.1 и 1.2 схемах не всегда является обязательным применение редуктора Р, т.к. зачастую

* количество силовых тиристоров, тем не менее, для НПЧ оказывается равным 18, а для преобразователей Π_1 и Π_2 - 12

более эффективные результаты по КПД, массогабаритным показателям, стоимости и надежности обеспечивает безредукторный привод. Кроме того, в системах может отсутствовать сетевой трансформатор Тр.

Для рассмотренных схем (кроме простейшей схемы рис. 1.1 а)) характерным является присутствие следующих компонентов:

- Электрический двигатель (Д)
- Полупроводниковое преобразовательное устройство с системой управления (П, СУ)
- Нагрузка (Н) того или иного типа, называемая иногда рабочим механизмом (РМ).

Главным из этих компонентов является электрический двигатель, обеспечивающий управляемое движение рабочего механизма и выполнение поставленных перед всей системой задач. Далее основное внимание будет уделено изучению характеристик и возможностей регулирования электрических двигателей различных типов, которые могли бы войти в одну из структурных схем, показанных на рис. 1.1 и 1.2.

Современные конструкции электрических машин и, в частности, электродвигателей по принципу движения можно разделить на электрические машины вращательного движения и электрические машины линейного движения. Первые, несомненно, имеют преобладающее значение с точки зрения широты применения, производства и разнообразия конструкций и типов. Вторые, несмотря на ограниченность сегодняшнего использования, имеют некоторую тенденцию к расширению диапазона применения, особенно в таких областях как линейные транспортные системы, инструмент, насосное и компрессорное оборудование.

Далее основное внимание мы уделим электрическим двигателям вращательного движения и лишь в отдельных местах приведем сведения, характерные для двигателей линейного движения.

I. Электромагнитный момент и электромагнитное усилие электрических машин вращательного и поступательного движения.

1. Общее выражение для момента и силы.

Электромагнитный момент двигателя вращательного движения в общем случае определяется выражением

$$M = \frac{dW}{d\vartheta} = p \frac{dW}{d\vartheta_e} \quad (\text{Н}\cdot\text{м}) \quad (1.1)$$

W – магнитная энергия, запасенная в электрических контурах машины (Вт·с, Дж)

ϑ, ϑ_e – угол поворота вала в геометрических и электрических радианах, соответственно

p – число пар полюсов ротора.

Аналогично для электрического двигателя поступательного движения развиваемая электромагнитная сила будет

$$Q = \frac{dW}{dx} = p \frac{dW}{dx_e} \quad (1.2)$$

x – перемещение подвижной части в м

$x_e = px$ – перемещение подвижной части в «электрических» метрах (мэ)

p – число полюсных делений на подвижной части машины

Магнитная энергия n электрических контуров (обмоток, фаз) машины в обоих случаях представляется в виде

$$W = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n L_K I_K^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \sum_{s=1}^n ' L_{KS} I_K I_S, \quad (1.3)$$

где

L_K – собственная индуктивность k -го контура

L_{KS} – взаимоиндуктивность k -го и s -го контуров, причем $L_{KS} = L_{SK}$

I_K, I_S – токи k -го и s -го контуров, соответственно.

Знак \sum' означает, что суммирование ведется по всем s , кроме $s = k$.

Пусть двигатель имеет n_1 обмоток на статоре (на неподвижной части) и n_2 обмоток на роторе (на подвижной части), так что $n_1 + n_2 = n$

Для любого произвольного момента времени система обмоток на статоре и система обмоток на роторе может быть заменена одной обмоткой на статоре и одной обмоткой на роторе, обтекаемыми некоторыми эквивалентными токами, создающими те же магнитные поля, что и исходная система.

Например обе обмотки (рис.1.3) с угловым сдвигом их осей 90° и числом витков w_1 каждая, обтекаемые токами I_a и I_b , могут быть заменены в рассматриваемый момент времени одной обмоткой с тем же числом витков w_1 , и эквивалентным током $I = \sqrt{I_a^2 + I_b^2}$. Эквивалентная магнитодвижущая

сила F будет, соответственно равна $F = \sqrt{F_a^2 + F_b^2} = \sqrt{I_a^2 w_1^2 + I_b^2 w_1^2} = I w_1$

Таким образом, две обмотки, расположенные по осям двигателя (статора или ротора) a и b заменяются одной обмоткой, ориентация оси которой Z по отношению к одной из осей исходным обмоток, например a ,

определяется соотношением $\alpha = \arctg \frac{I_b}{I_a}$;

Сказанное может быть распространено на любое количество обмоток, угловой сдвиг между осями которых не обязательно равен 90° .

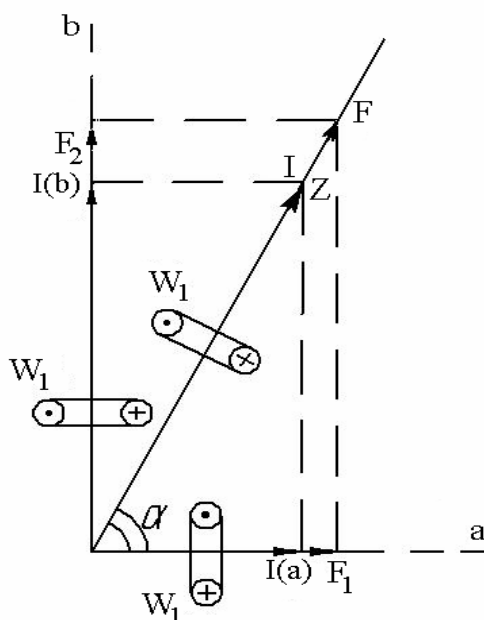


Рис. 1.3

Итак, для двух обмоток (одна – на статоре, вторая – на роторе) на основании (1.3) имеем

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + \frac{1}{2} L_{12} I_1 I_2 + \frac{1}{2} L_{21} I_1 I_2 = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + L_{12} I_1 I_2 \quad (1.4)$$

L_1, L_2 - собственные индуктивности обмоток статора и ротора, соответственно.

L_{12} - взаимоиндуктивность между статорной и роторной обмоткой.

I_1, I_2 - ток обмотки статора и обмотки ротора, соответственно.

Для определения момента двигателя вращательного движения согласно (1.1) вычислим производную для выражения (1.4) по углу поворота ϑ , предполагая постоянными токи I_1 и I_2 в его обмотках:

$$M = \frac{1}{2} \frac{dL_1}{d\vartheta} I_1^2 + \frac{1}{2} \frac{dL_2}{d\vartheta} I_2^2 + \frac{dL_{12}}{d\vartheta} I_1 I_2 \quad (1.5)$$

Аналогично поступим для определения электромагнитной силы поступательного движения

$$Q = \frac{1}{2} \frac{dL_1}{dx} I_1^2 + \frac{1}{2} \frac{dL_2}{dx} I_2^2 + \frac{dL_{12}}{dx} I_1 I_2 \quad (1.5)$$

Индуктивности L_1 и L_2 , а также взаимоиндуктивность L_{12} являются в общем случае периодическими функциями по углу поворота ротора ϑ (для двигателей вращательного движения) или по линейному перемещению x (для двигателей поступательного движения).

2. Электромагнитный момент двигателей вращательного движения.

Собственная индуктивность обмотки статора, обмотки ротора и их взаимоиндукция имеют следующую зависимость от магнитной проводимости и числа витков

$$\begin{aligned} L_1 &= G_1 w_{1e}^2 \\ L_2 &= G_2 w_{2e}^2 \\ L_{12} &= G_{12} w_{1e} w_{2e} \end{aligned} \quad (1.6)$$

Здесь w_{1e} , w_{2e} – эффективные числа витков обмоток двигателя. $w_{1e} = k_{01} w_1$, $w_{2e} = k_{02} w_2$

$k_{01} \leq 1, k_{02} \leq 1$ – обмоточные коэффициенты, учитывающие распределение, укорочение шага обмотки и скос пазов

G_1 , G_2 , G_{12} – магнитные проводимости, причем G_1 – проводимость магнитной цепи для потока, созданного обмоткой 1, расположенной на статоре (рис. 1.4 а)

G_2 – проводимость магнитной цепи для потока, созданного обмоткой 2, расположенной на роторе (рис. 1.4 б)

G_{12} – проводимость для результирующего потока сцепленного с обмоткой 1 и 2 (рис. 1.4в)

Поскольку при нашем рассмотрении мы пренебрегаем насыщением стальных участков магнитопровода статора и ротора и считаем магнитное сопротивление этих участков равным нулю, то указанные проводимости являются проводимостями воздушного зазора. Поворачивая мысленно ротор (рис. 1.4) в направлении изменения угла ϑ против часовой стрелки, мы видим, что проводимости G_1 , G_2 , G_{12} изменяются периодически, причем проводимости G_1 , G_2 имеют период повторяемости π эл. радиан, а проводимость G_{12} , соответствующая взаимной индуктивности между обмотками $L_{12} - 2\pi$ эл. радиан.

Обычно периодические функции G_1 , G_2 , G_{12} заменяют их первыми гармониками, в результате чего имеем следующее представление для собственных индуктивностей и взаимоиндуктивности.

$$\begin{aligned}
 L_1 &= L_{01} - L_{m1} \cos 2p\vartheta, \\
 L_2 &= L_{02} - L_{m2} \cos Z_1\vartheta, \\
 L_{12} &= L_{m12} \sin p\vartheta.
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

Здесь угол ϑ отсчитывается от оси α против часовой стрелки; p – число пар полюсов ротора, Z_1 – число зубцовых выступов статора (для рис.1.4 $p=1, Z=2$)

$$\begin{aligned}
 L_{01} &= \frac{L_{d1} + L_{q1}}{2}, \quad L_{m1} = \frac{L_{d1} - L_{q1}}{2} \\
 L_{02} &= \frac{L_{d2} + L_{q2}}{2}, \quad L_{m2} = \frac{L_{d2} - L_{q2}}{2}
 \end{aligned}$$

L_{d1} – индуктивность обмотки статора 1 по продольной оси, когда ротор (рис. 1.4. а) занимает положение, при котором его продольная ось d совпадает с осью обмотки 1 β . В этом положении собственная индуктивность обмотки статора 1 максимальна.

L_{q1} – индуктивность обмотки статора 1 по поперечной оси, когда продольная ось ротора d перпендикулярна оси обмотки β , а поперечная ось ротора q совпадает с осью обмотки статора β . В этом положении собственная индуктивность обмотки статора минимальна.

Аналогично для обмотки ротора 2 (рис. 1.4 б)

L_{d2} – индуктивность обмотки ротора 2 по продольной оси, когда ось d совпадает с осью β .

L_{q2} – индуктивность обмотки ротора 2 по поперечной оси, когда d перпендикулярна оси обмотки β , а ось ротора q совпадает с осью обмотки статора β .

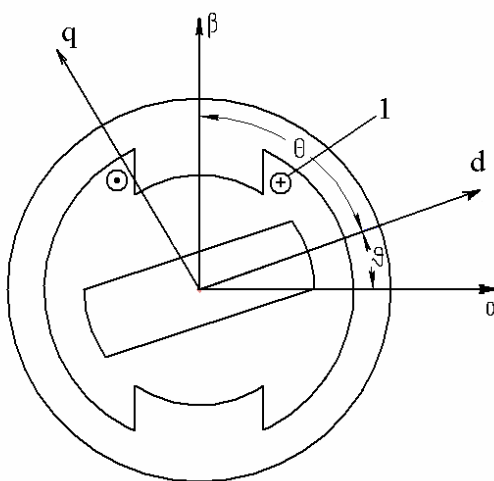


Рис. 1.4 а)

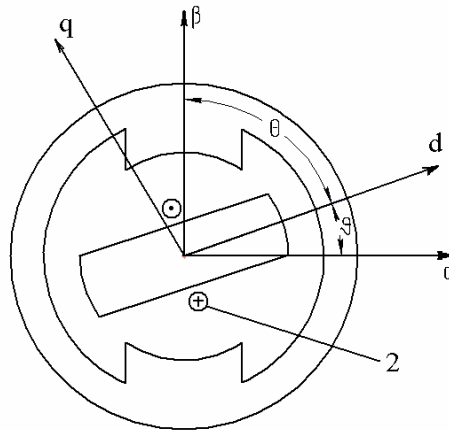


Рис. 1.4 б)

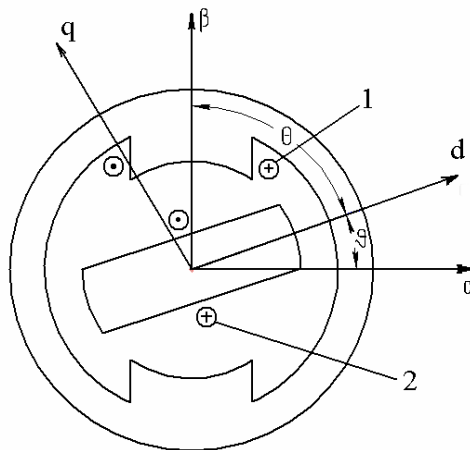


Рис. 1.4 в)

Надо отметить, что индуктивности $L_{dl,2}$, $L_{ql,2}$, определяются не только потоком, созданным соответствующими обмотками, и проходящим через воздушный зазор и стальные участки магнитопровода, но и потоками рассеяния, замыкающимися по некоторым воздушным промежуткам.

Можно считать проводимости для потоков рассеяния $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$ не зависящими от угла поворота ϑ и записать

$$L_1 = L_{\sigma 1} + L_{1a}, \quad L_2 = L_{\sigma 2} + L_{2a}$$

В этом случае проводимость G_M , определяющую амплитуду взаимной индуктивности $(L_{12})_m$ в выражении (1.7) можно считать равной проводимости G_{ad1} , по продольной оси для обмотки 1.

Таким образом, (1.7) можно переписать так

$$L_1 = L_{\sigma 1} + \frac{L_{ad1} + L_{aq1}}{2} - \frac{L_{ad1} + L_{aq1}}{2} \cos 2p\vartheta, \quad (1.8)$$

$$L_2 = L_{\sigma 2} + \frac{L_{ad2} + L_{aq2}}{2} - \frac{L_{ad2} + L_{aq2}}{2} \cos Z_1\vartheta,$$

$$L_{12} = L_{ad12} \sin p\vartheta$$

Для числа пар полюсов двигателя $p \neq 1$ обмотка состоит из p последовательно соединенных катушечных групп с числом витков в

каждой: $\frac{w_1}{p}$ - для статора и $\frac{w_2}{p}$ - для ротора. В результате соответствующие индуктивности получают выражение

$$L_{ad1} = pG'_{ad1}\left(\frac{w_1}{p}\right)^2; L_{ad2} = pG'_{ad2}\left(\frac{w_2}{p}\right)^2, \quad (1.9)$$

$$L_{aq1} = pG'_{aq1}\left(\frac{w_1}{p}\right)^2; L_{aq2} = pG'_{aq2}\left(\frac{w_2}{p}\right)^2$$

$$L_{a12} = pG'_{12}\left(\frac{w_1}{p}\right)\left(\frac{w_2}{p}\right)$$

Здесь $G'_{ad1}, G'_{ad2}, G'_{aq1}, G'_{aq2}, G'_{12}$ - проводимости на одну пару полюсов по соответствующим осям электрической машины. В большинстве случаев, можно принять, что $G'_{ad1} = G'_{ad2} = G'_{a12} = G'_a$

Где магнитная проводимость двух воздушных зазоров на одну пару полюсов будет

$$G'_a = \mu_0 \frac{k_f \cdot \alpha_n \cdot \tau \cdot l_a}{k_\mu \cdot k_\delta \cdot 2 \cdot \delta} \quad (1.10)$$

$\tau = \frac{\pi D}{2p}$ - полюсное деление, D - средний диаметр по зазорам

$\alpha_n = \frac{b_n}{\tau}$ - коэффициент полюсной дуги, b_n - длина дуги полюса

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Г/м}$ - магнитная проницаемость вакуума

l_a - длина полюса вдоль оси машины (м)

δ - односторонний воздушный зазор под полюсом (м)

k_μ - коэффициент насыщения магнитной цепи, учитывающий уменьшение проводимости за счет магнитного сопротивления стальных участков ($K_\mu \approx 1,05 \dots 1,3$)

k_δ - коэффициент зубчатости, учитывающий уменьшение проводимости гладких воздушных зазоров за счет зубчатости статора и (или) ротора, $K_\delta \approx 1,1 \dots 1,4$

k_f - коэффициент краевого эффекта, учитывающий увеличение магнитной проводимости под полюсом за счет дополнительной проводимости по бокам междуполюсных впадин и торцевых областей полюсов, $k_f \approx 1,1 \dots 1,3$

Для определения момента двигателя вычислим производные от индуктивностей из (1.8), и в результате чего получим следующее выражение:

$$M = \frac{1}{2} p(L_{ad} - L_{aq})I_1^2 \sin 2\theta + \frac{1}{2} (L_{ad} - L_{aq})Z_1 I_2^2 \sin Z_1 \theta + pL_{ad} I_1 I_2 \sin 2\theta \quad (1.11)$$

Здесь в соответствии с рис.4 мы выразили угол ϑ через угол θ между осями обмоток 1 и 2:

$$\vartheta = \frac{\pi}{2} - \theta$$

Мы получили универсальное выражение для момента любого типа электрического двигателя, которое в общем случае содержит три составляющие. Составляющая M_I представляет реактивный момент, возникающий при взаимодействии поля, созданного эквивалентным током обмотки статора со стальным магнитопроводом ротора, имеющим разные геометрические размеры по продольной оси d и поперечной оси q (явнополюсность ротора). Этот момент при $L_{ad} \neq L_{aq}$ является основным для синхронных и вентильных двигателей с реактивным ротором, у которых отсутствует обмотка возбуждения 2 и, соответственно, ток I_2 . Реактивный момент M_I присутствует также как составляющая в синхронных двигателях с электромагнитным возбуждением в случае явнополюсности (несимметрии) ротора.

Составляющая M_{II} также представляет собой реактивный момент от взаимодействия потока, созданного обмоткой ротора 2 (рис. 1.4 б) с выступами или зубцами статора. Обычно этот момент имеет вредный характер, вызывая зубцовые пульсации, приводящие к неравномерности вращения на низких скоростях в режим регулирования. Зубцовые пульсации потока, кроме того, приводят к появлению дополнительных потерь в стали и снижению КПД двигателя. Существует ряд мер, обеспечивающих снижение зубцовых пульсаций, которые позволяют пренебречь моментом M_{II} , так что далее мы не будем его учитывать, считается расточку статора «гладкой».

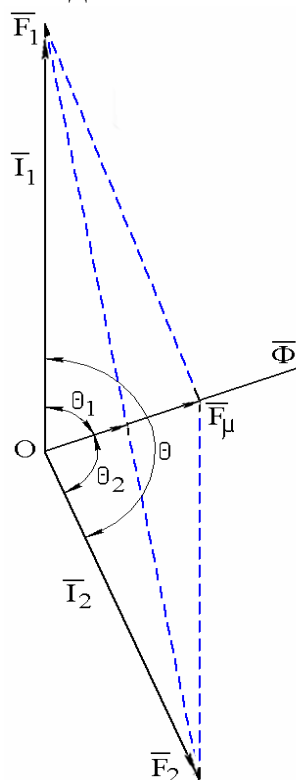


Рис. 1.5

Наконец, составляющая M_{III} имеет в большинстве случаев главное значение и представляет собой момент от взаимодействия потока,

созданного одной из обмоток, с токами в проводниках другой. Мы увидим далее, что составляющая M_{III} может также рассматриваться как результат взаимодействия результирующего потока в зазоре, полученного векторным (геометрическим) сложением потоков, созданных токами I_1 и I_2 , с проводниками с током одной из обмоток (I_1 или I_2). Использование составляющей M_{III} характерно для двигателей постоянного тока, асинхронных и синхронных двигателей.

3. Общие выражения для электромагнитного момента двигателей постоянного и переменного тока.

Приведем ряд равноценных выражений для определения составляющей момента M_{III} в (1.10), используя выражение (1.9). Индекс «III» далее будем опускать

$$M = pL_{12ad}I_1I_2\sin\theta = p^2G'_a\left(\frac{w_{1e}}{p}\right)\left(\frac{w_{2e}}{p}\right)I_1I_2\sin\theta \quad (1.12)$$

Величины $I_1\frac{w_{1e}}{p}=F_1$ и $I_2\frac{w_{2e}}{p}=F_2$ - магнитодвижущие силы, создаваемые обмотками на одну пару полюсов. Таким образом момент двигателя для неявнополюсного ротора представляется в виде

$$M = p^2G'_aF_1F_2\sin\theta \quad (1.13)$$

Если обмотка возбуждения расположена на статоре (машина постоянного тока), то $G'_aF_1=\Phi$ - поток возбуждения на пару полюсов. В этом случае $pF_2=I_2w_{2e}$ и формула (1.13) принимает вид

$$M = p\Phi w_{2e}I_2\sin\theta \quad (1.14)$$

Если обмотка возбуждения расположена на роторе (синхронные электрические машины), то поток возбуждения на пару полюсов будет $\Phi=G'_{ad}F_2$ и (1.13) принимает вид

$$M = p\Phi w_{1e}I_1\sin\theta \quad (1.15)$$

При использовании формулы момента (1.12) или (1.13) для асинхронного двигателя могут оказаться более удобными другие структуры этих формул. Поясним сказанное, рассмотрев векторную диаграмму намагничивающих сил F_1, F_2 статора и ротора (рис.1.5)

Результирующая МДС F_μ , полученная векторным сложением МДС F_1 и F_2 создает результирующий поток в зазоре машины $\Phi=G'_aF_\mu$

В асинхронном двигателе результирующий поток создается совместным сложением потоков, созданных обмоткой статора и обмоткой ротора.

Теперь заметим из рис. 1.5, что площадь параллелограмма $OF_1F_\mu F_2$

построенного на векторах МДС \vec{F}_1 и \vec{F}_2 можно представить как суммы площадей двух треугольников:

$S_{OF_1F_\mu F_2} = 2S_{\Delta OF_1F_2}$, или двух других треугольников: $S_{OF_1F_\mu F_2} = 2S_{\Delta OF_1F_\mu} = 2S_{\Delta OF_\mu F_2}$

С другой стороны, известно, что площадь треугольника $S_{\Delta} = \frac{1}{2} a \cdot b \cdot \sin(\angle ab)$ где a, b – любые стороны треугольника, $(\angle ab)$ – угол между

этими сторонами

Последнее означает, что

$$\begin{aligned} S_{OF_1F_\mu F_2} &= F_1 F_2 \sin \theta, \\ S_{OF_1F_\mu F_2} &= F_1 F_\mu \sin \theta_1, \\ S_{OF_1F_\mu F_2} &= F_2 F_\mu \sin \theta_2 \\ \theta_1 + \theta_2 &= \theta \end{aligned} \quad (1.16)$$

Отсюда следует, что формула момента (1.12) или (1.13) для асинхронного двигателя, имеющего равно равномерный воздушный зазор по всей расточке статора, может иметь три равноценных выражения:

на основании (1.13) и (1.16)

$$\begin{aligned} M &= C_m' F_1 F_2 \sin \theta; \\ M &= C_m' F_1 F_\mu \sin \theta_1; \\ M &= C_m' F_2 F_\mu \sin \theta_2 \\ C_m' &= p^2 G_a' \end{aligned} \quad (1.17)$$

учитывая, что $G_a' F_\mu = \Phi$, получим также

$$\begin{aligned} M &= p^2 \Phi F_1 \sin \theta_1 = p \Phi w_{1e} I_1 \sin \theta_1, \\ M &= p^2 \Phi F_2 \sin \theta_2 = p \Phi w_{2e} I_2 \sin \theta_2 \end{aligned} \quad (1.18)$$

Здесь θ_1 – угол между вектором результирующего тока статора \bar{I}_1 (или созданной им МДС F_1) и вектором результирующего потока в зазоре $\bar{\Phi}$.

θ_2 – угол между вектором результирующего тока ротора \bar{I}_2 и вектором результирующего потока в зазоре $\bar{\Phi}$.

Для всех рассмотренных случаев в установившемся режиме углы $\theta, \theta_1, \theta_2$ неизменные величины для данной нагрузки M

Соотношения (1.17) и (1.18) применимы так же к синхронным машинам неявнополюсного типа.

Предпочтительность использования той или иной формулы при построении некоторых систем управления зачастую зависит от возможности непосредственного замера входящих в них величин. Например, в (1.18) можно предпочесть первую формулу, поскольку ток статора I_1 может быть замерен датчиком тока, результирующий поток в зазоре Φ может быть замерен датчиком Холла или сигнальной обмоткой, угол θ_1 может быть рассчитан или косвенно замерен с последующим пересчетом микропроцессором.

Дальнейшее практическое использование формул момента (1.14), (1.15), (1.18) для разных типов машин, полученных на основе универсального

выражения момента (1.11), зависит от определения изображающих токов статора и ротора I_1 и I_2 , которые зависят от вида обмоток, способа соединения и количества их элементов (фаз, секций), а также от углового сдвига магнитных осей этих элементов.

При рассмотрении конкретных типов двигателей мы приведем относящиеся к этому вопросу аналитические зависимости.

4. Общие выражения для электромагнитных сил линейных двигателей постоянного и переменного тока.

Теперь приведем выражения для электромагнитных сил, возникающих в линейных двигателях. В выражении для силы (1.15) будем принимать во внимание основную составляющую

$$Q = \frac{dL_{12}}{dx} I_1 I_2, \quad (1.19)$$

пренебрегая другими составляющими, которые учитывают влияние зубцов и явных полюсных выступов. Таким образом, будем считать подвижную и неподвижную части, разделенными гладкими поверхностями и некоторым эквивалентным зазором $\Delta\vartheta$, который учитывает не только непосредственно воздушные промежутки между частями, но и возможные немагнитные элементы, расположенные между подвижной и неподвижной частью (проводники обмотки, расположенные вне магнитопроводов, диэлектрический каркас обмоток и т.д.)

С учетом этих замечаний представим модель линейного двигателя в виде, изображенном на рис. 1.6. Как и для двигателя вращательного движения, модель для произвольного момента времени содержит по одной обмотке на неподвижной и подвижной частях с токами I_1 и I_2 , соответственно. Обмотки имеют полный шаг τ , равный полюсному делению τ . Начало отсчета по координате x ведется от точки O , отстоящей от оси I_1 неподвижной обмотки на величину τ .

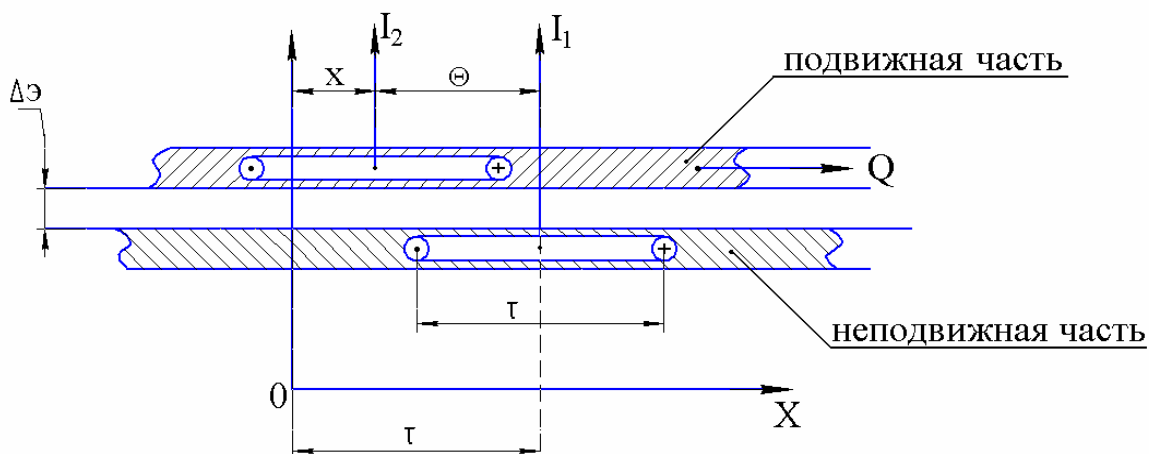


Рис. 1.6

Для произвольной координаты x взаимоиндуктивность обмоток будет иметь выражение :

$$L_{12} = -L_{m12} \cos \frac{\pi}{\tau} x = -p L_{m12}' \cos \frac{\pi}{\tau} x ,$$

где в общем случае предполагается, что каждая обмотка содержит p последовательно соединенных катушек. Далее получим

$$\frac{dL_{12}}{dx} = p \frac{\pi}{\tau} L_{m12}' \sin \frac{\pi}{\tau} x ,$$

причем амплитуда взаимоиндуктивности двух катушек содержащих, соответственно $\frac{w_{1e}}{p}$ и $\frac{w_{2e}}{p}$ витков будет равна

$$L_{m12}' = \mu_0 \frac{k_f \tau l_a}{k_\delta k_\mu 2\Delta_\varnothing} \left(\frac{w_{1e}}{p}\right) \left(\frac{w_{2e}}{p}\right)$$

Подставив производную $\frac{dL_{12}}{dx}$ с учетом выражения для амплитуды индуктивности на пару полюсов L_{m12}' в формулу силы (1.19), получим

$$Q = p^2 \mu_0 \frac{\pi k_f l_a}{k_\delta k_\mu 2\Delta_\varnothing} \left(\frac{w_{1e}}{p}\right) \left(\frac{w_{2e}}{p}\right) I_1 I_2 \sin \frac{\pi}{\tau} x$$

Обозначив расстояние между магнитными осями обмоток с токами I_1 и I_2 по аналогии с двигателями вращательного движения как

$x_\theta = \tau - x$, получим

$$Q = p^2 \mu_0 \frac{\pi k_f l_a}{k_\delta k_\mu 2\Delta_\varnothing} \left(\frac{w_{1e}}{p}\right) \left(\frac{w_{2e}}{p}\right) I_1 I_2 \sin \frac{\pi}{\tau} x_\theta , \text{ (Н)} \quad (1.20)$$

В этой формуле l_a (м) – длина (ширина) линейного двигателя в направлении, перпендикулярном рисунку (рис. 1.6)

Важную роль при расчете силы Q для многих конструкций играет коэффициент краевого эффекта k_f , который учитывает потоки, сцепляющиеся с обеими обмотками по краям конструкции, но не проходящие через площадь рабочего зазора τl_a

Теперь модифицируем формулу силы (1.20) применительно к различным типам электрических машин линейного (поступательного) движения.

1. Для линейного коллекторного двигателя постоянного тока имеем:

- поток возбуждения на пару полюсов, созданный, например обмоткой с током I_1 и числом витков w_{1e} :

$$\Phi = G_a' \left(\frac{w_{1e}}{p}\right) I_1 = \mu_0 \frac{k_f \tau l_a}{k_\delta k_\mu 2\Delta_\varnothing} \left(\frac{w_{1e}}{p}\right) I_1$$

подставив это выражение в формулу (1.20), которую следует умножить и разделить на τ , получим

$$Q = p^2 \pi \frac{\Phi}{\tau} \left(\frac{w_{2e}}{p}\right) I_2 \sin \frac{\pi}{\tau} x_\theta = p \pi \frac{\Phi}{\tau} w_{2e} I_2 \sin \left(\frac{\pi}{\tau} x_\theta\right) \quad (1.21)$$

Поток Φ можно представить как

$\Phi = \langle B(\delta) \rangle l_a \tau$, где $\langle B(\delta) \rangle$ - среднее значение индукции в зазоре

С другой стороны $\langle B\delta \rangle = \frac{2}{\pi} B_m$, где B_m - амплитудное значение индукции при ее синусоидальном распределении на полюсном делении. Тогда получим

$$Q = 2pB_m l_a w_{2e} I_2 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_\theta\right) = pB_m l_a N I_2 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_\theta\right) \quad (1.22)$$

Далее, как и для двигателей вращательного движения следует найти выражение для изображающего тока I_2 , который зависит от реального тока в обмотке, и ее типа. Мы сделаем это в соответствующем разделе.

2. Синхронный неявнополюсный линейный двигатель.

Если обмотка возбуждения находится на подвижной части, что созданный ею поток будет

$$\Phi = G'_a \left(\frac{w_{2e}}{p}\right) I_2 = \mu_0 \frac{k_f \tau l_a}{k_\delta k_\mu 2\Delta_\varnothing} \left(\frac{w_{2e}}{p}\right) I_2$$

идя далее по тому же пути, что и в предыдущем пункте, получим

$$Q = p\pi \frac{\Phi_2}{\tau} w_{1e} I_1 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_\theta\right) \quad (1.23)$$

Здесь поток Φ_2 - создан только током I_2 в обмотке на подвижной части.

Если использовать в выражении для силы Q значение результирующего потока Φ , найденного в результате векторного сложения $\bar{\Phi} = \bar{\Phi}_1 + \bar{\Phi}_2$, то воспользовавшись подходом, в основе которого лежала диаграмма рис.5, примененным нами для вращающихся двигателей, мы получим:

$$Q = p\pi \frac{\Phi}{\tau} w_{1e} I_1 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_{\theta 1}\right), \quad (1.24)$$

$$Q = pB_m l_a w_{1e} I_1 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_{\theta 1}\right) \quad (1.25)$$

Здесь Φ - результирующий (суммарный) поток в зазоре, B_m - амплитудное значение индукции в зазоре на полюсном делении τ , $x_{\theta 1}$ - расстояние между магнитной осью обмотки I (вектор тока I_1) и вектором результирующего потока Φ .

3. Асинхронный линейный двигатель.

Рассуждая совершенно аналогично предыдущему, можно на основании формулы (1.20), прийти к следующим выражениям для электромагнитной силы:

$$Q = p\pi \frac{\Phi}{\tau} w_{1e} I_1 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_{\theta 1}\right), \quad (1.26)$$

$$Q = p\pi \frac{\Phi}{\tau} w_{2e} I_2 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_{\theta 2}\right),$$

или

$$Q = 2pB_m l_a w_{1e} I_1 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_{\theta 1}\right), \quad (1.27)$$

$$Q = 2pB_m l_a w_{2e} I_2 \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x_{\theta 2}\right)$$

Здесь $x_{\theta 1}$ - расстояние между магнитной осью обмотки с током I_1 и вектором результирующего потока Φ

$x_{\theta 2}$ - расстояние между магнитной осью обмотки с током I_2 и вектором результирующего потока Φ

Во всех случаях в установившемся режиме, при постоянной скорости перемещения, $x_{\theta}, x_{\theta 1}, x_{\theta 2}$ - неизменные для заданной нагрузки величины.

II. Силовые полупроводниковые устройства в цепях электрических машин.

1. Выпрямители.

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

1.1. Диоды и тиристоры.

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

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

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

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

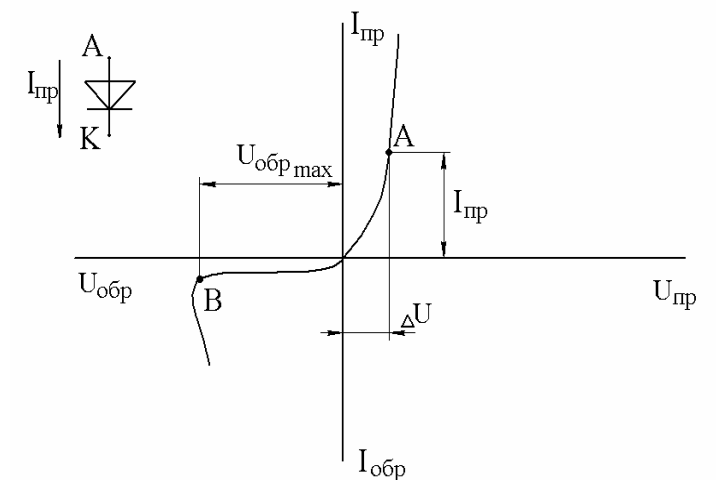


Рис. 2.1 а)

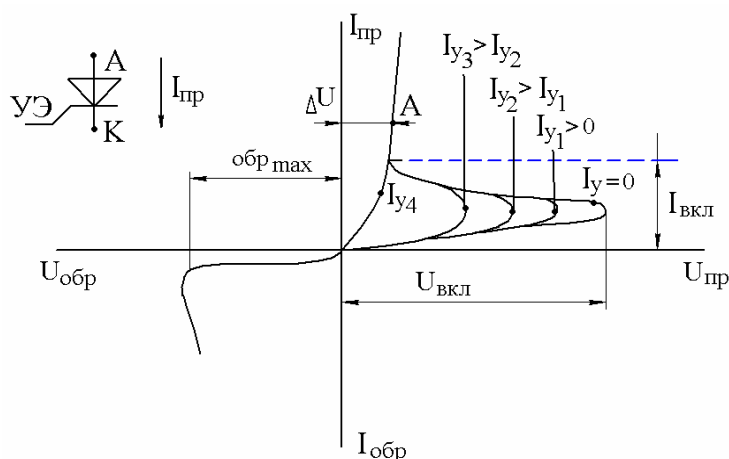


Рис. 2.1 б)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

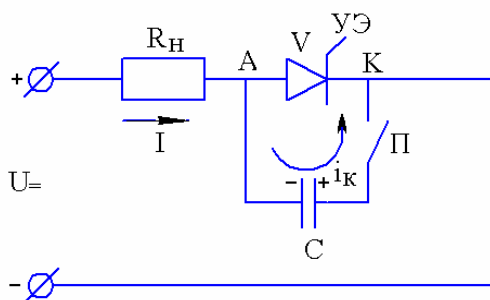


Рис.2.2 а)

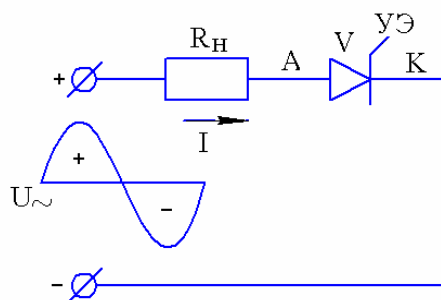


Рис.2.2 б)

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

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

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

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

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

1.2.1 Работа на активную нагрузку.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

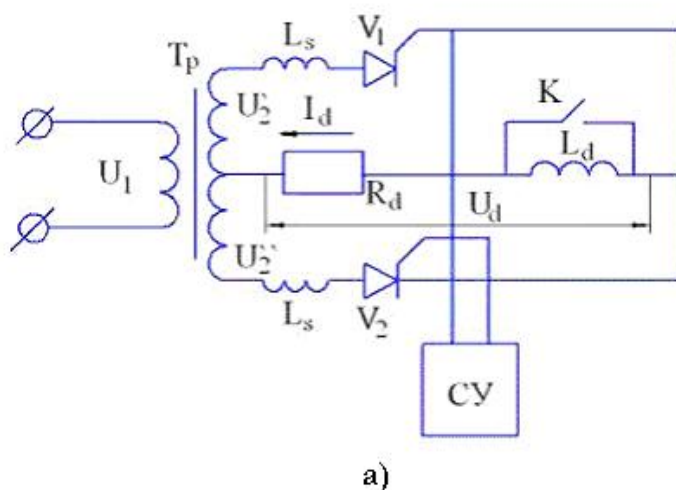
$$\langle U_d \rangle = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha) \quad (2.3)$$

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

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

1.2.2 Работа на активно-индуктивную нагрузку.

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



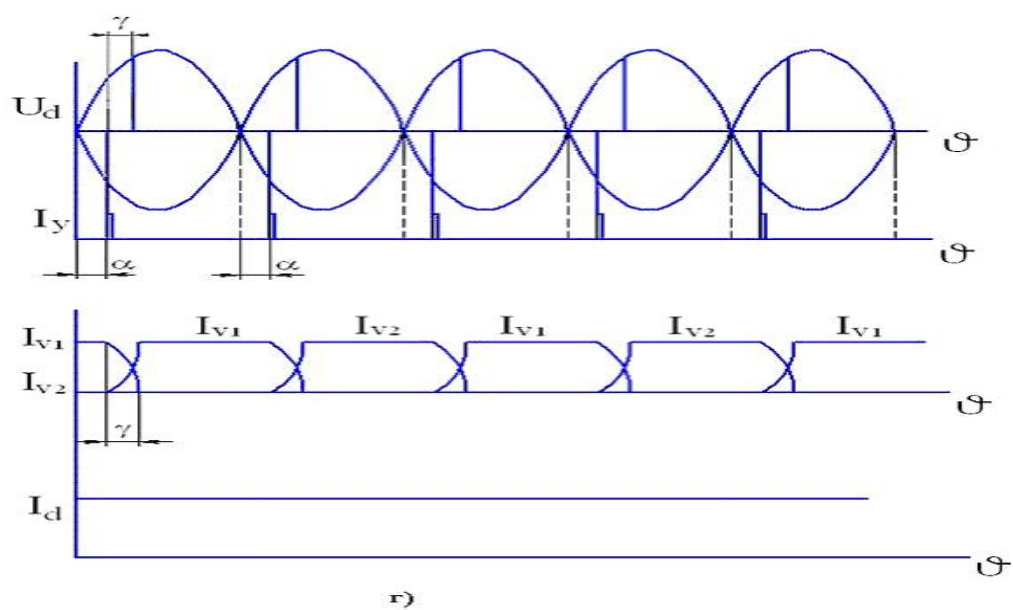
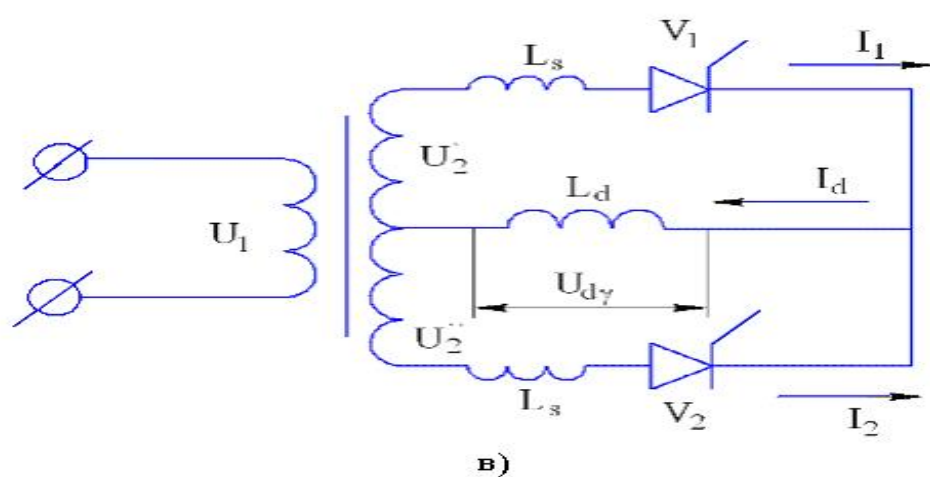
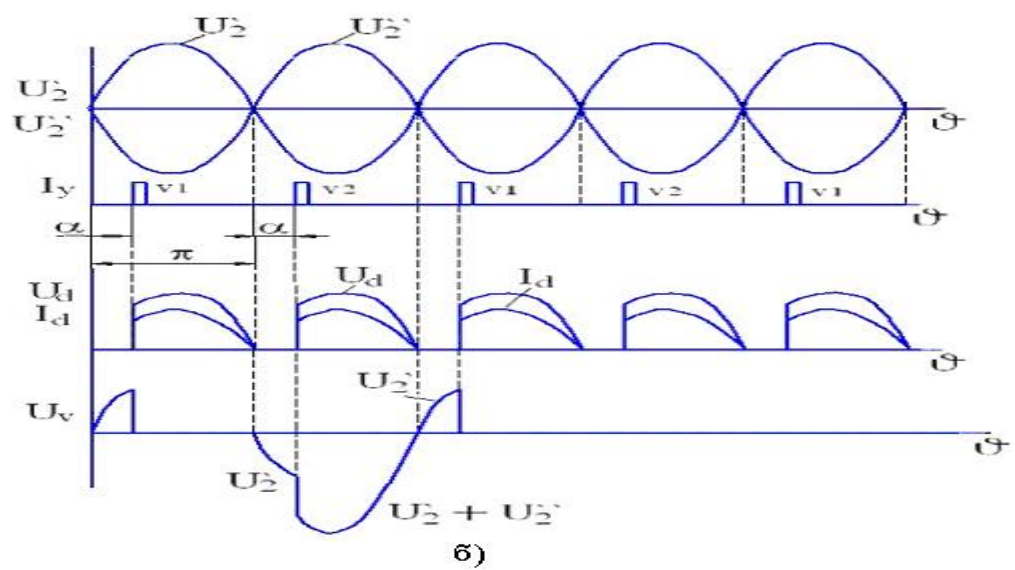


Рис. 2.3

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

соответствует зависимостям вида:

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

$$I_1 = I_d - I_2$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

присоединив сюда выражение (2.7) получим:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

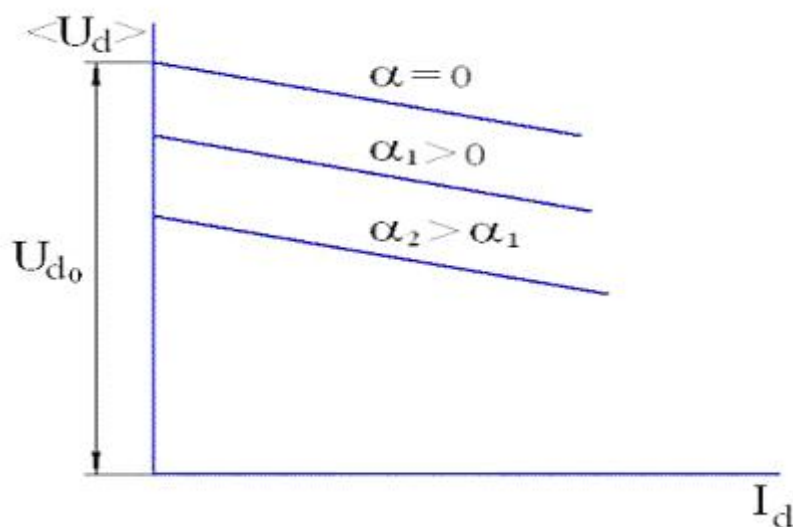


Рис. 2.4

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

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

1.3 Трёхфазный мостовой управляемый выпрямитель.

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

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

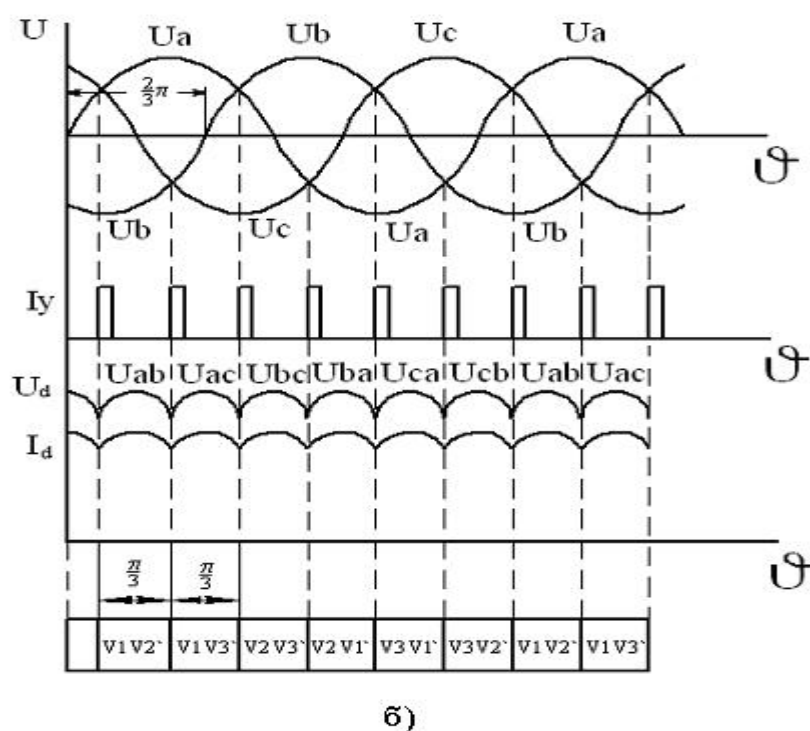
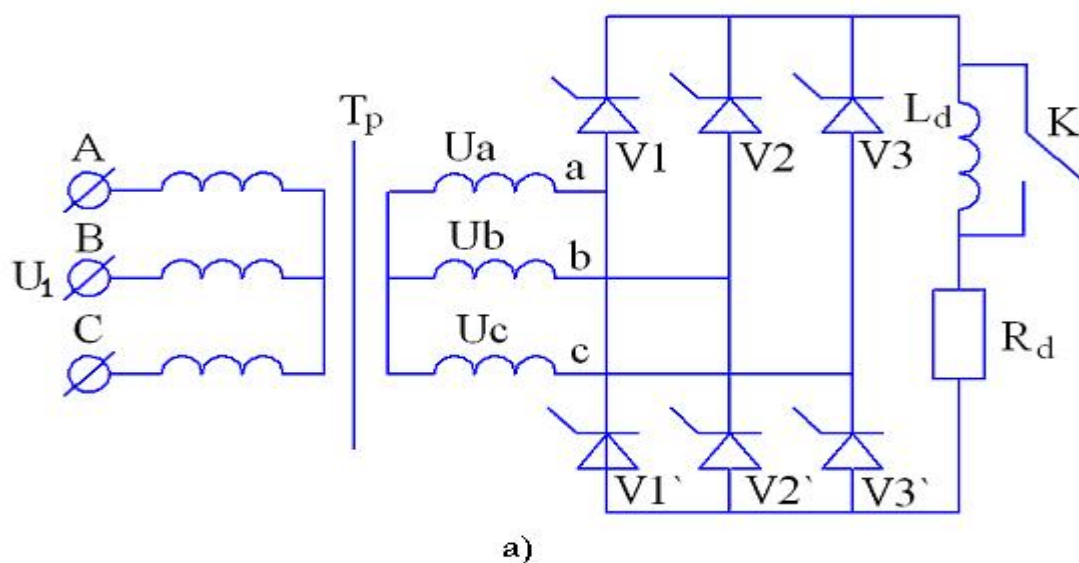


рис. 2.5

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

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

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

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

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

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

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

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

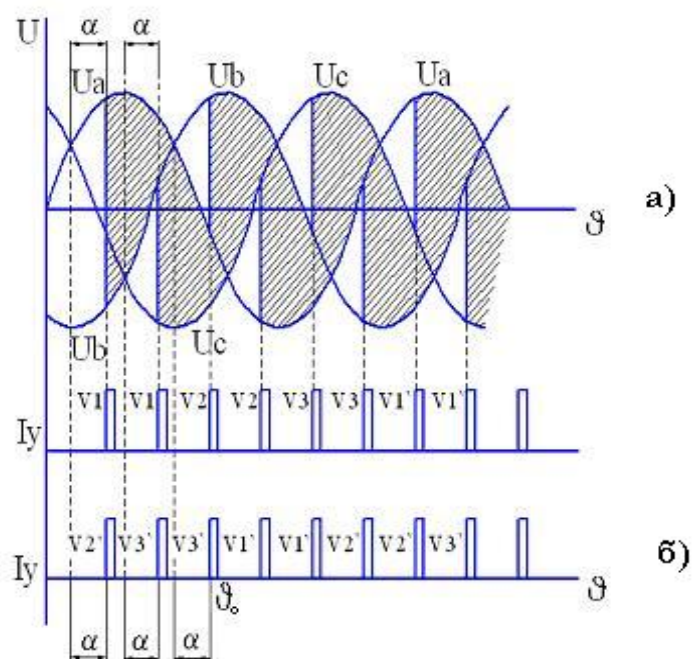


рис. 2.6

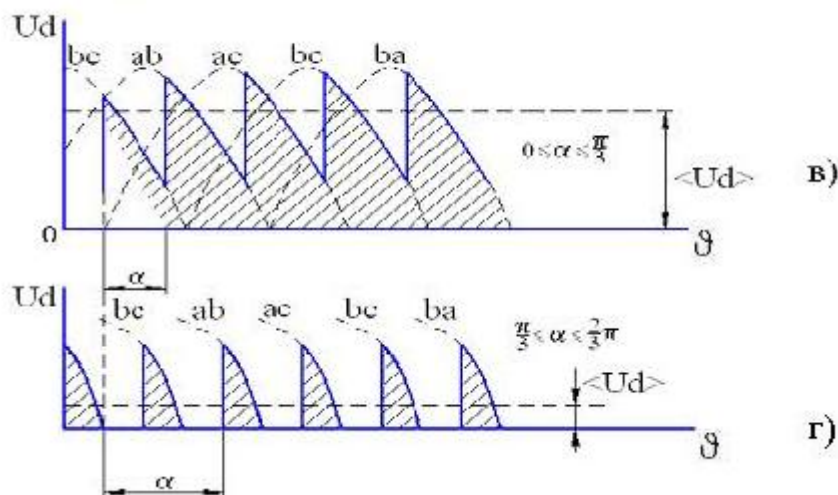


рис. 2.6

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

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

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

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

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

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

Произведя интегрирование, получим среднее выпрямленное напряжение для непрерывного режима:

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

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

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

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

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

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

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

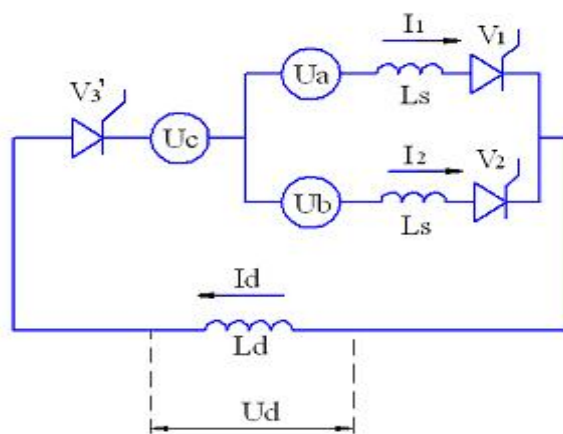


рис. 2.7

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$I_2 = I_d - I_1$$

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

В этом случае находим, что

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

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

Определим далее среднее значение выпрямленного напряжения.

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

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

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

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

или же:

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

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

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

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

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

Для начала коммутации ϑ_0 (условный ноль отсчёта угла ϑ) ранее были получены выражения для

U_a и U_b . Напряжение U_c определим из рис.2.6а. Таким образом, фазные напряжения будут равны:

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

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

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

а линейные, соответственно:

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

Напряжение на нагрузке на интервале коммутации:

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

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

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

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

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

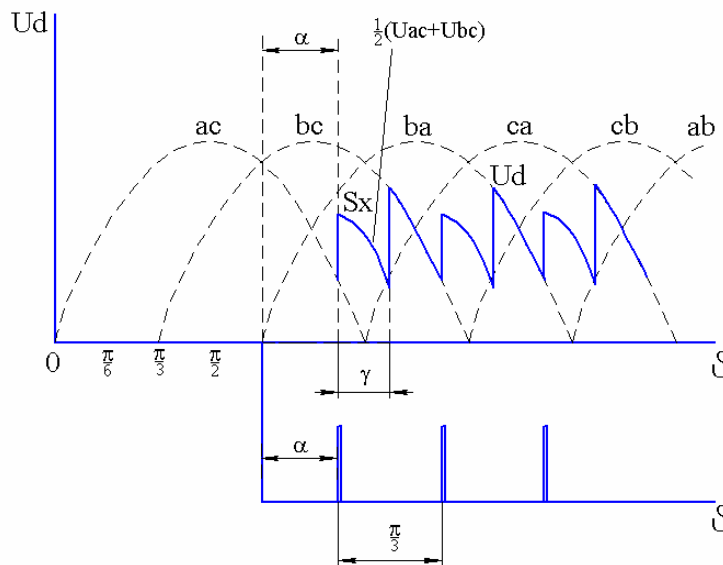


рис. 2.8

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

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

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

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

Таким образом, потеря напряжения:

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

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

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

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

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

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

Таким образом, характеристика выпрямителя принимает вид:

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

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

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

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

1.4 Коэффициент мощности и коэффициент полезного действия выпрямителя.

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

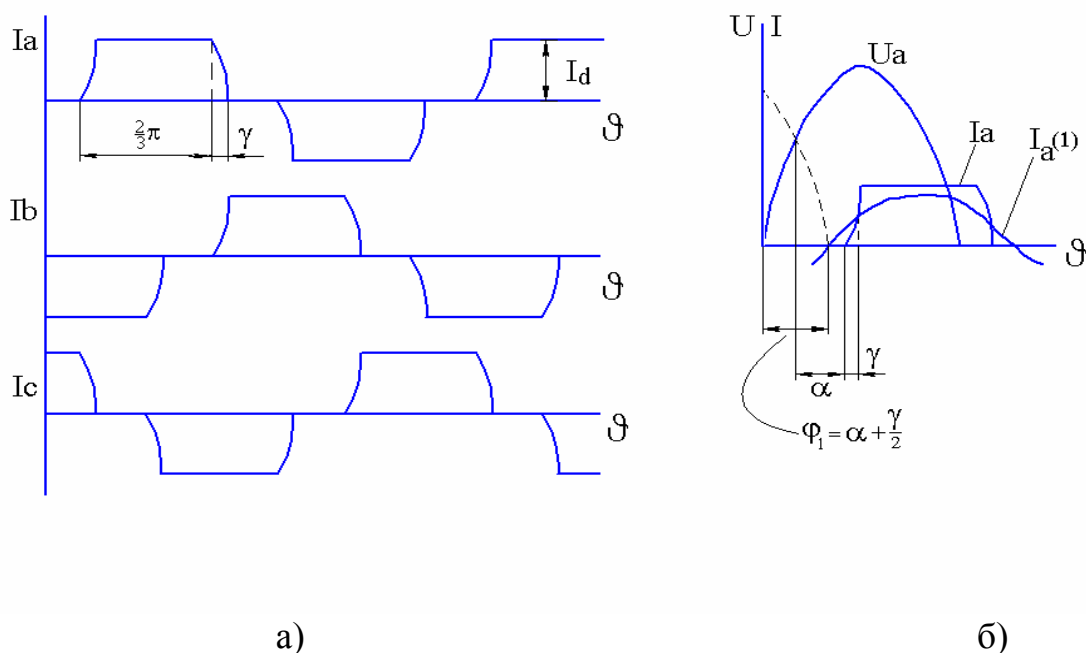


рис. 2.9

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

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

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

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

P - активная мощность, потребляемая выпрямителем.

S - полная мощность выпрямителя.

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

U_1, I_1 - действующие значения напряжения и тока сети.

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

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

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

С учётом сказанного коэффициент мощности будет равен:

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

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

Параметр ν называется коэффициентом искажения.

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

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

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

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

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

При учёте угла коммутации [1]:

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

Коэффициент полезного действия выпрямителя определяется как отношение:

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

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

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

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

P_T - потери в сетевом трансформаторе.

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

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

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

1.5 Реверсивные выпрямители.

В некоторых практически важных случаях для эксплуатации установок, питаемых от выпрямителей, необходимо изменять направление тока (реверсировать ток) в нагрузке. Такой нагрузкой чаще всего является электродвигатель постоянного тока, когда, например, необходимо изменить направление его вращения. В других случаях такая необходимость возникает, когда требуется вернуть энергию, запасённую на стороне постоянного тока в нагрузке, в питающую переменного тока сеть. Этот процесс связан с инвертированием тока и будет рассмотрен впоследствии.

Для решения подобных задач применяются схемы реверсивных выпрямителей, одна из которых, наиболее распространяется, изображена на рис. 2.10.

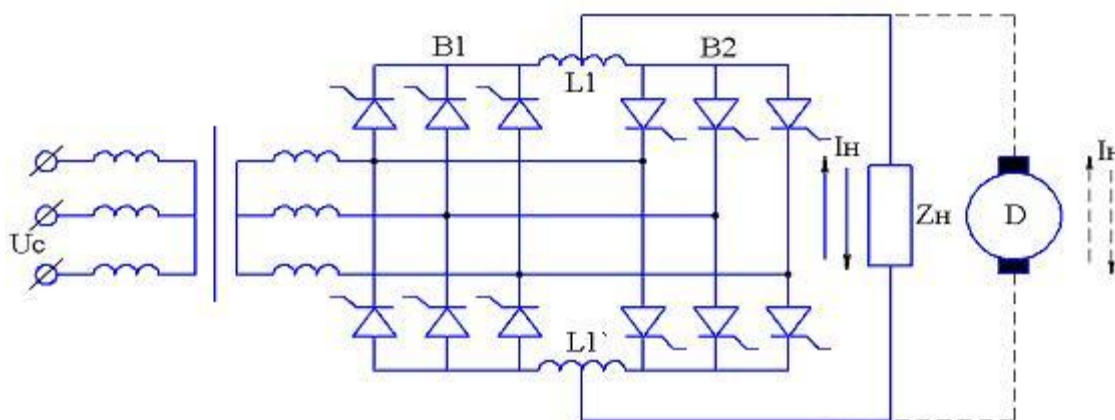


рис. 2.10

Выпрямитель состоит из двух выпрямительных групп B1 и B2. Включение одной из них, например B1, как это видно из схемы, обеспечивает протекание тока I_H в нагрузке Z_H (или в двигателе D) в одном направлении, а включение другой (B2) – обеспечивает изменение направления (реверсирование) тока I_H . Иногда между группами B1 и B2 устанавливают уравнивательные реакторы (индуктивности) L_1 и L_1' , служащие для уменьшения уравнивательных токов, которые могут возникнуть между выпрямительными группами B1 и B2.

Уравнивательные токи могут возникнуть в процессе совместного (одновременного) управления группами B1 и B2, когда напряжение на выходе одного из них U_{d1} не будет равно напряжению на выходе другого U_{d2} . При раздельном управлении, когда B1 и B2 никогда не работают совместно, необходимость реакторов L_1 и L_1' исчезает.

1.6 Принципы организации системы управления выпрямителями.

Система управления генерирует импульсы управления, распределяет их по соответствующим тиристорам и изменяет фазовый угол подачи импульса на управляющий электрод тиристора по отношению к некоторому “нулю” отсчёта, за который принимается точка пересечения фазных напряжений тех фаз, которые участвуют в коммутации. На рис.2.11 показана коммутация с фазы а на фазу b. Нулём отсчёта является точка пересечения напряжений фаз а и b. Управляющий импульс I_y , подаваемый на тиристор, подключающий фазу b, сдвинут по отношению к “0” отсчёта на угол управления α . В начале следующего периода коммутации импульс I_y подаётся на тиристор, подключающий фазу c, а фаза b выходит из работы. Этот импульс также сдвинут на угол α по отношению к “0” отсчёта и т.д.

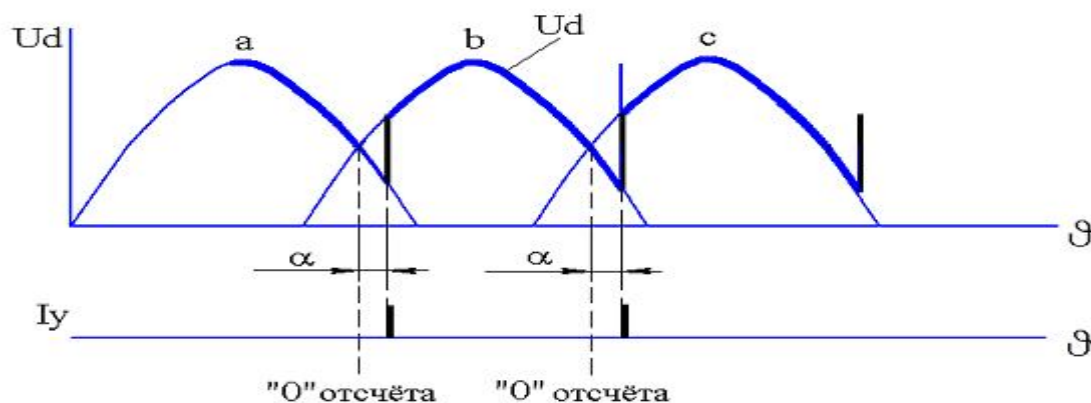


рис. 2.11

Таким образом, система управления должна “почувствовать” нуль отсчёта, выработав импульс управления нужной формы, длительности и интенсивности (по току, напряжению) и обеспечить фазовый сдвиг (смещение) импульса по отношению к “0” отсчёта.

Существует два типа систем управления выпрямителями: многоканальные системы и одноканальные системы. Их структурные схемы представлены на рис.2.12

В многоканальной системе (рис.2.12а) для каждого тиристора V существует свой отдельный канал управления, а вся система состоит из следующих блоков.

С – синхронизатор (узел синхронизации) обеспечивает привязку импульсов управления к нулю отсчёта, в данном случае к точке пересечения фазных напряжений.

ФСУ – блок одинаковых фазосмещающих устройств $1, 2 \dots n$ (по числу тиристоров). Под действием сигнала управления U_y , поступающего с блока управления $У$, ФСУ вырабатывает импульсы управления, фаза которых смещена по отношению к импульсам синхронизации.

УФ – блок усилителей-формирователей 1,2...n (по числу тиристоров), который служит для обеспечения импульсов отпирания тиристоров, обладающих необходимыми параметрами (по форме, величине, длительности).

В одноканальной системе, рис.2.12б), имеется только одно общее фазосмещающее устройство ФСУ и общий распределитель Р, который распределяет смещённые по фазе импульсы управления на n усилителей-формирователей УФ, выдающих последовательно импульсы отпирания на n тиристоров выпрямителя.

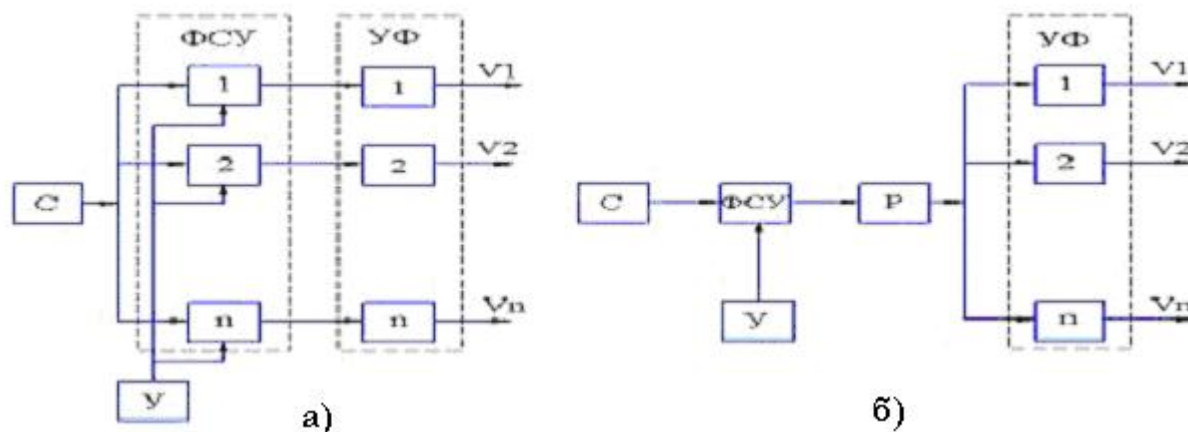


рис. 2.12

Достоинство многоканальной системы состоит в простоте и надёжности, благодаря отсутствию распределителя импульсов, а также высоком быстродействии. Недостатком такой системы является неизбежная несимметрия управляющих импульсов по фазе, поскольку сделать все каналы абсолютно идентичными невозможно. Несимметрия по углу регулирования может достигать $1^\circ - 3^\circ$, что приводит к появлению низкочастотной составляющей в кривой выходного напряжения.

Достоинство одноканальной системы состоит в возможности обеспечения высокой симметрии по фазе управляющих импульсов (не более $0,3^\circ - 0,5^\circ$), простоте настройки системы (за исключением общего ФСУ). Недостатком является некоторое ограничение по быстродействию, вытекающее из схемы ФСУ совместно с распределителем Р.

По принципу обеспечения сдвига α управляющего импульса относительно отсчётной точки ФСУ разделяются на системы с горизонтальным управлением и системы с вертикальным управлением. Системы с горизонтальным управлением основываются на формировании некоторого синусоидального напряжения, синхронизированного с напряжением, подаваемым на тиристоры и находящегося по отношению к ним в определённом фазовом соотношении (например, со сдвигом $\frac{\pi}{2}$).

Далее это напряжение подаётся на фазовращатель, и выходное напряжение фазовращателя оказывается сдвинутым по фазе по отношению к

исходному опорному напряжению. Управляющий импульс вырабатывается при переходе напряжения фазовращателя через ноль. Фаза импульса по отношению к опорному напряжению, подаваемому на фазовращатель, оказывается равной требуемому углу управления α . Величина α может регулироваться напряжением управления, подаваемого на фазовращатель. Горизонтальные системы в аналоговом варианте не нашли широкого применения из-за сложности настройки фазовращателя. [1][2]

Более широкое применение нашли вертикальные системы управления, для которых характерно формирование управляющего импульса при сравнении переменного опорного напряжения определенной формы (пилообразной, треугольной, синусоидальной) с постоянным напряжением управления. В момент совпадения напряжения возникает импульс управления. Фаза импульса (угол α) может быть изменена за счет изменения уровня напряжения управления. Проиллюстрируем этот принцип горизонтального управления применительно к однофазному выпрямителю со средней точкой (рис. 9а)

На рис. 2.13 показана диаграмма формирования импульсов управления, подаваемых на тиристоры V1 и V2 схемы рис. 2.3 а) для одноканальной системы управления рис. 2.12 б)

В момент перехода через ноль напряжения U'_2 на одной из вторичных полуобмоток сетевого трансформатора синхронизатор С (рис. 2.12 б) формирует последовательность импульсов синхронизации с периодом π . Эти импульсы подаются на фазосмещающее устройство ФСУ, где в момент прихода каждого импульса генерируется пилообразное напряжение U_n (рис. 2.13). Пилообразное напряжение сравнивается с напряжением управления U_y , и при их совпадении генерируется импульс управления. Таким образом, импульсы управления образуют последовательность с тем же периодом π , но с фазовым сдвигом α по отношению к импульсам синхронизации. Чем больше напряжение управления тем больше оказывается фазовый сдвиг. Импульсы управления поступают на распределитель Р (рис. 2.12 б), который поочередно посылает их на тиристоры V1 и V2 однофазного выпрямителя (2.3 а). Импульсы, посылаемые на каждый из тириستоров, имеют периодичность 2π , и сдвинуты между собой по фазе на угол π . Благодаря тому что каждый из них сдвинут на угол α по отношению к импульсам синхронизации, напряжение на выходе выпрямителя регулируется в соответствии с зависимостью (2.10) при активно-индуктивной нагрузке.

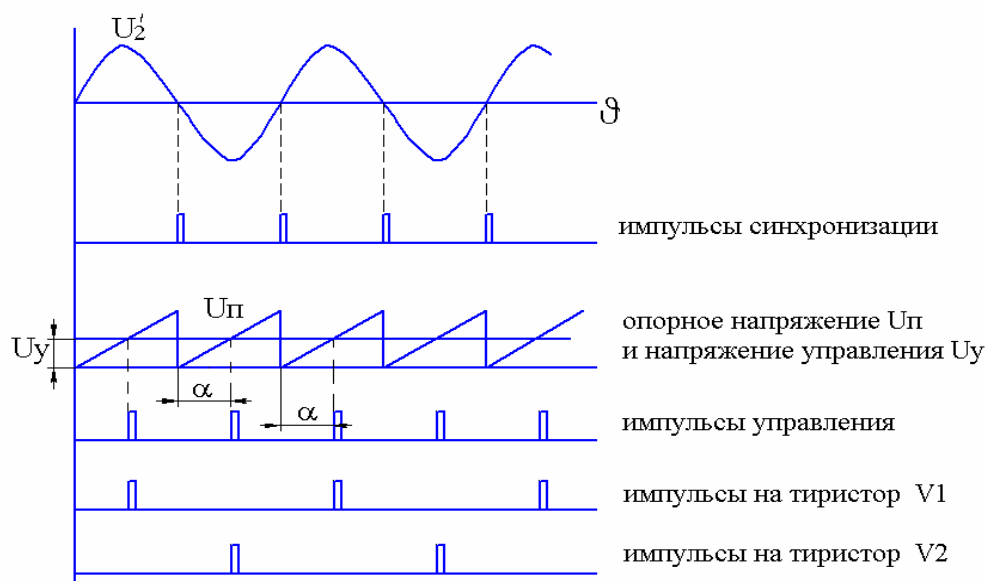


Рис 2.13

Принцип управления другими схемами выпрямителей, в частности, трехфазным мостовым (рис. 2.5а) организуется точно так же, как было показано в предыдущем примере, однако привязка импульсов синхронизации должна быть сделана к точкам пересечения фазных напряжений U_a, U_b и U_c (рис. 2.6 а).

Существуют и другие системы управления выпрямителями, например цифровая система, имеющая большие перспективы применения по точности и помехозащищенности, однако мы не будем обсуждать это направление в данном разделе.

1.7 Фильтры

Фильтрами называются устройства, состоящие в общем случае из индуктивностей (L), емкостей (C) и активных сопротивлений (R) (RLC-пассивные фильтры), которые включаются на выходе выпрямителей и предназначены для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Некоторые типы фильтров показаны на рис. 2.14. На рис. а) изображен индуктивный фильтр, применяемый часто в выпрямителях, когда нужно обеспечить непрерывность тока в цепи нагрузки, что облегчает режим работы тиристоров.

На рис. б) изображен емкостной фильтр с емкостью C, применяемый, как правило, для маломощных потребителей. Емкость C выбирается таким образом, чтобы емкостное сопротивление $\frac{1}{\omega(1)C}$ для частоты $\omega(1)$ первой гармоники пульсаций выходного напряжения было много меньше сопротивления нагрузки R_d : $\frac{1}{\omega(1)C} \ll R_d$. В этом случае переменная составляющая тока будет шунтирована емкостью C, а

постоянная составляющая тока пойдет через нагрузку R_d . На рис. г) изображен индуктивно-емкостной Г-образный фильтр, осуществляющий более эффективное сглаживание пульсаций. Эффективность фильтра оценивается по коэффициенту сглаживания для основной гармоники пульсаций.

$$K_{CF} = \frac{U'_m(1)}{U_m(1)} \cdot \frac{U_d}{U'_d} = K_\phi \cdot \lambda;$$

$U'_m(1)$ – амплитуда основной гармоники пульсации напряжения на входе фильтра

$U_m(1)$ – амплитуда основной гармоники пульсации напряжения на выходе фильтра

U'_d – постоянная составляющая напряжения на входе фильтра

U_d – постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра

Величина $K_\phi = \frac{U'_m(1)}{U_m(1)}$ называется коэффициентом фильтрации, а

величина $\lambda = \frac{U_d}{U'_d}$ коэффициентом передачи постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

Что касается пульсаций напряжения на выходе выпрямителя, то в [2] приведено соотношение амплитуды n -ой гармонической выпрямленного напряжения

$$U_{nq} = U_{d0} \cos \alpha \frac{2\sqrt{1 + q^2 n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}}{q^2 n^2 - 1},$$

здесь q – число пульсаций в кривой выпрямленного напряжения за один период сетевого напряжения. Например, для двухполупериодного однофазного выпрямителя $q=2$ (рис.2.3), а для мостового трехфазного выпрямителя $q=6$ (рис. 2.5). Из формулы можно видеть, что амплитуды гармоник возрастают с ростом угла регулирования α (за счет члена $\operatorname{tg}^2 \alpha$) и убывают с увеличением кратности пульсаций q . Кроме этого, амплитуды пульсации высших гармоник ($n \geq 2$) достаточно быстро убывают с ростом порядкового номера n , в силу чего расчеты пульсаций и параметров элементов фильтра, как правило, ведутся для основной (первой) гармоники пульсаций.

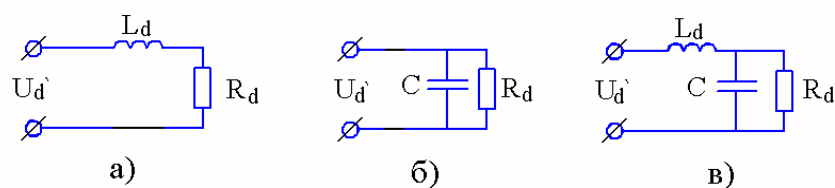


Рис 2.14

В качестве примера определим индуктивность идеального фильтра ($\lambda=1$) рис. 20а), если трехфазный мостовой выпрямитель работает на нагрузку 0,01 Ом и требуется обеспечить снижение пульсации на нагрузке в 10 раз по отношению ко входу фильтра: $K_{CF} = 10$. Падение напряжений

$$\frac{U_m(1)}{U'_m(1)} = \frac{R_d}{\sqrt{R_d^2 + (q\omega L_d)^2}}.$$

Кратность пульсаций $q=6$, $\omega = 314 \text{ } 1/c$, коэффициент сглаживания

$$K_{CF} = \frac{U'_m(1)}{U_m(1)}.$$

$$\text{Отсюда имеем } L_d = \frac{R_d}{q\omega} \sqrt{K_{CF}^2 - 1} = \frac{0,01}{6 \cdot 314} \sqrt{10^2 - 1} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Г}$$

2. Инверторы

Инвертором называется устройство для преобразования постоянного тока в переменный.

Если частота переключений полупроводниковых элементов инвертора определяется частотой сети переменного тока, то такой инвертор называется зависимым, или ведомым сетью.

Если инвертор работает на автономную нагрузку, и частота переключений выбирается из условий работы, а в отдельных случаях может изменяться, то такой инвертор называется независимым, или автономным. И тот и другой тип инвертора широко применяется в различных системах электропривода.

2.1 Зависимый инвертор, ведомый сетью

Процесс инвертирования в системе «источник постоянного тока — сеть переменного тока (приемник)» может быть осуществлен на базе обычного управляемого выпрямителя. Для понимания этого вначале рассмотрим процесс передачи мощности от источника переменного тока к потребителю постоянного тока.

2.1.1 Обратимость свойств выпрямителя и инвертора

На рис. 2.15 а) показана схема выпрямителя, содержащего один тиристор V соединяющий источник мощности переменного напряжения U и приемник мощности постоянного напряжения E_d , в данном случае двигатель постоянного тока D . На зажимах вращающегося двигателя возникает постоянная ЭДС вращения (противоЭДС), направления встречно питающему напряжению. ЭДС вращения возникает в проводниках обмотки вращающегося якоря двигателя при пересечении ими линий индукции поля возбуждения. Подробнее этот процесс мы

поясним в другом разделе. Напряжением питания в нашем случае служит последовательность положительных полуволн переменного напряжения, полученных на выходе однополупериодного выпрямителя V (рис. 2.15 б).

Будем считать, что на тиристор V подаются импульсы включения, как только на его аноде появляется положительный потенциал. Условием передачи мощности источника переменного напряжения U к потребителю D является встречное включение против ЭДС двигателя по отношению к питающей сети. Это означает, что полярность напряжения U , показанная без скобок, соответствует условию передачи полезной мощности в двигатель D . В свою очередь, вспоминая условия перехода тиристора (или диода) в состояние проводимости, мы видим, что тиристор V может включиться при выполнении $U - E_d > 0$. Это условие показано на рис. 2.15 б) в виде заштрихованной части полуволны синусоидального напряжения U . Если бы в цепи отсутствовала индуктивность L (дрессель), то ток I_d , поступающий в двигатель, отображался бы в виде пунктирной кривой (рис. 2.15 в), на участке 1-2, повторяющей по форме огибающую заштрихованной площадки синусоиды рис. 2.15б) В точке 2 $U - E_d = 0$ и тиристор V переходит в непроводящее состояние. Если же в цепи присутствует дроссель L , то ЭДС самоиндукции $L \frac{dI_d}{dt}$ затягивает процесс отключения тиристора, несмотря на то, что напряжение на его аноде $U - E_d < 0$. Лишь после того, как под действием разности напряжений $U - E_d$ ток уменьшится до нуля, тиристор будет отключен.

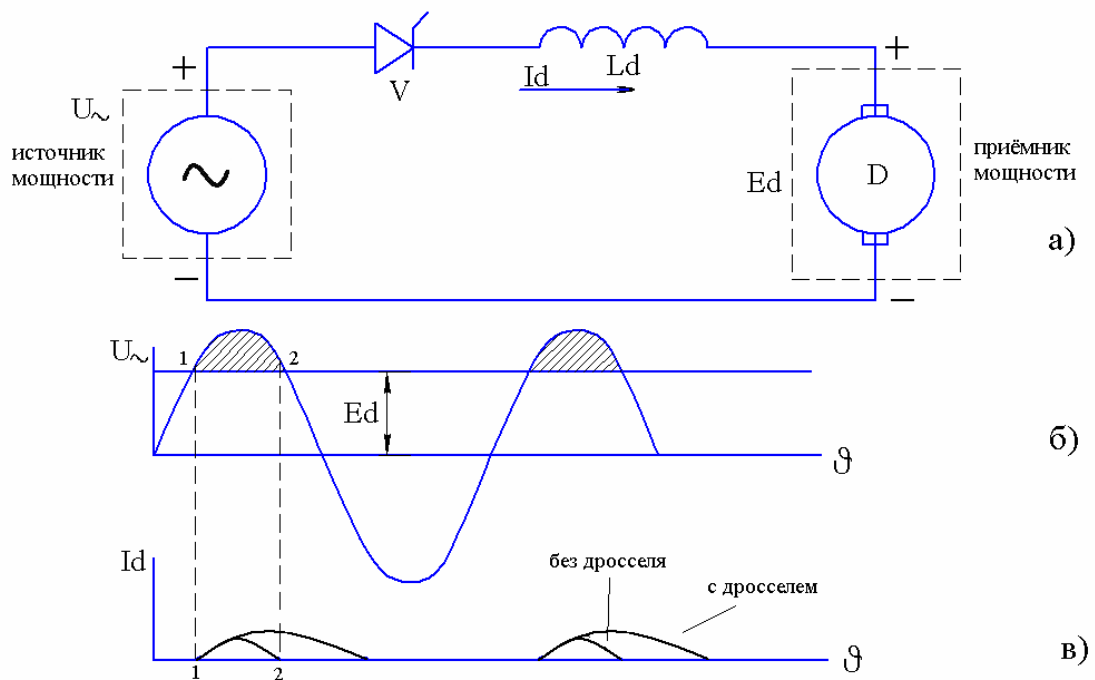


Рис 2.15

Итак, условием полезного преобразования энергии (передачи полезной мощности) от источника к приемнику будет:

1. Напряжение источника и ЭДС приемника должны быть направлены встречно
2. Напряжение (ЭДС) источника должно хотя бы в определенные интервалы времени (или в определенные интервалы сетевого угла на периоде 2π) превосходить противоЭДС (напряжение) приемника.

Зависимый инвертор должен передать мощность от источника постоянного тока в сеть переменного. Этот процесс является обращенным по отношению к выпрямлению. Рассмотрим процесс инвертирования для той же схемы однополупериодного выпрямителя (рис. 2.15 а), переведенного в режим инвертора. Для обеспечения передачи мощности от двигателя постоянного тока Д, работающего в генераторном режиме, в сеть переменного тока, необходимо, во-первых, переключить выходные зажимы двигателя так, как это показано на рис. 22а). В этом случае ток I_d двигателя сможет протекать через тиристор V в направлении разрешенной проводимости, когда тиристор будет открыт. Во-вторых, необходимо выполнить сформулированное ранее условие передачи полезной мощности от источника (двигатель) к приемнику (сеть), заключающееся во встречном по отношению к источнику подключении полярности приемника. Это означает, что тиристор V должен включаться на участках отрицательной полуволны напряжения U_- . Но включение тиристора будет возможным, когда на его аноде при подаче импульса включения будет положительный потенциал. Из рис. 2.16 а) и б) видно, что потенциал на аноде тиристора V будет положителен: $E_d + U_- > 0$, начиная с точки 1, в которой напряжение U_- приходит через ноль до точки 2, в которой синусоида U_- пересекает постоянную ЭДС двигателя E_d . Если отпирающий импульс на тиристор V подан в точке 1, то при отсутствии дросселя L_d ток двигателя I_d , а значит и мощность будут поступать в приемник U_- на участке 1-2 сетевого угла ϑ . Форма тока в этом случае повторяет форму участка кривой отображающей разность напряжение $E_d + U_-$. Эти участки прерывистого тока I_d показаны на рис. 2.16 в). Правее точки 2 при отсутствии индуктивности L_d тиристор V теоретически мгновенно запирается, поскольку напряжение на его аноде становится отрицательным $E_d + U_- < 0$.

При наличии в цепи инвертора индуктивности L_d поведение тиристора и картина протекания тока I_d будет другой.

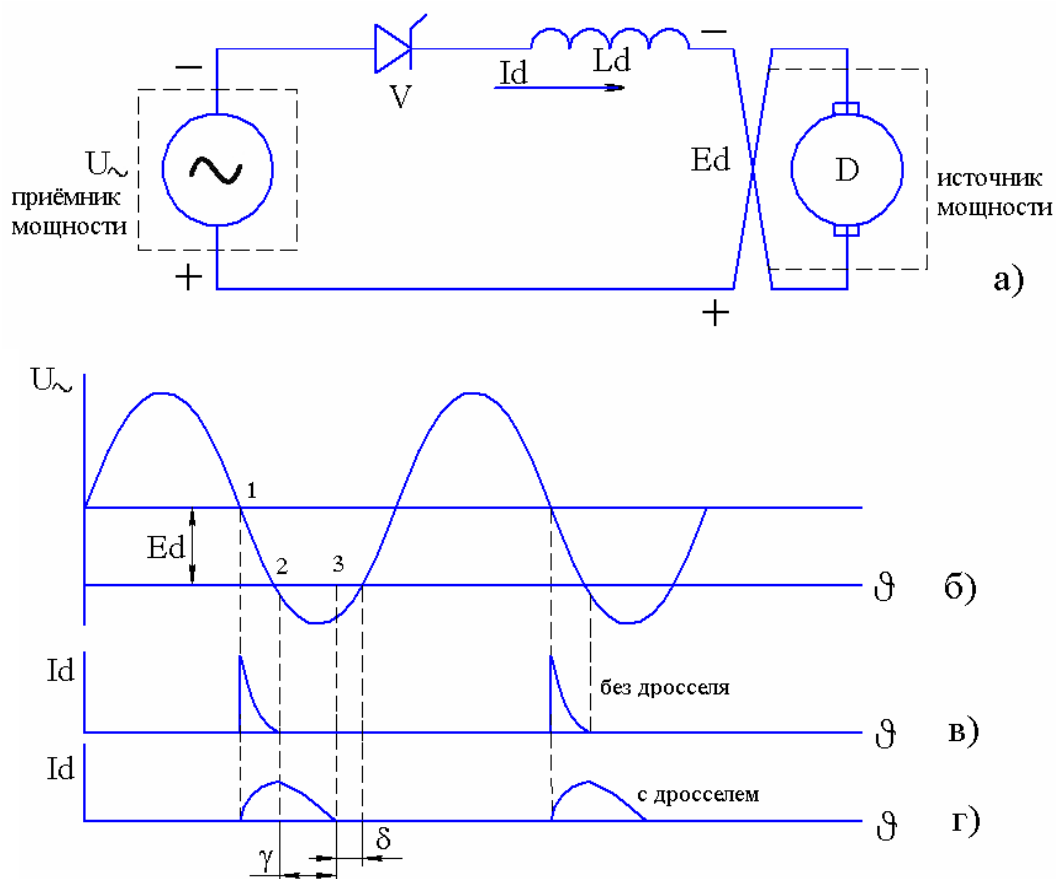


Рис 2.16

При включении тиристора V в точке 1 ток I_d плавно возрастает до некоторого максимального значения в точке 2. Правее точки 2, как уже говорилось, напряжение на аноде тиристора V $E_d - U_{\sim}$ становится отрицательным, однако тиристор продолжает находиться во включенном состоянии, поскольку через него проходит ток I_d , поддерживаемый ЭДС дросселя L_d . После спада тока I_d до 0 тиристор отключается, поскольку обеспечиваются два необходимых для этого условия: отсутствие тока ($I_d = 0$) и отрицательное напряжение на аноде ($E_d - U_{\sim} < 0$). Для надежного запираания тиристора необходимо, вообще говоря, выполнение и третьего: обеспечение поддержания отрицательного потенциала на аноде после спада тока I_d до нуля в течение некоторого времени, не меньшего времени t_g , необходимого для восстановления запирающих свойств тиристора. Это время соответствует сетевому углу, который называется углом запаса δ . Таким образом, для надежного восстановления запирающих свойств тиристора необходимо условие $E_d - U_{\sim} < 0$ при $\delta \geq \omega t_g$.

На рис. 2.16 г) показан угол коммутации γ , в течении которого ток I_d спадает до нуля, и угол запаса δ , в течение которого ток через тиристор отсутствует, а на его аноде существует отрицательный потенциал $E_d - U_{\sim} < 0$.

Теперь, основываясь на сформулированных условиях работы инвертора, рассмотрим схему однофазного двухполупериодного инвертора.

2.1.2 Однофазный двухполупериодный инвертор со средней точкой.

Мы показали обратимость процессов в выпрямителе и инверторе, ведомых сетью, и с этих позиций обсудим процесс инвертирования на базе однофазного выпрямителя, который был рассмотрен в параграфе 1.2. На рис. 2.17 представлена общая структурная схема тиристорного преобразователя П, работающего на нагрузку, содержащую противо ЭДС E_d (двигатель постоянного тока Д). Для полярности напряжения U_d на выходе преобразователя, показанную в скобках и аналогичной полярности для ЭДС E_d двигателя преобразователь П работает в режиме выпрямителя В и передает мощность от сети переменного тока U_{\sim} в двигатель Д. При изменении полярности напряжений на противоположную, показанную без скобок, преобразователь переходит в режим работы инвертора И, и мощность от двигателя Д, работающего в генераторном режиме, поступит в сеть переменного тока.

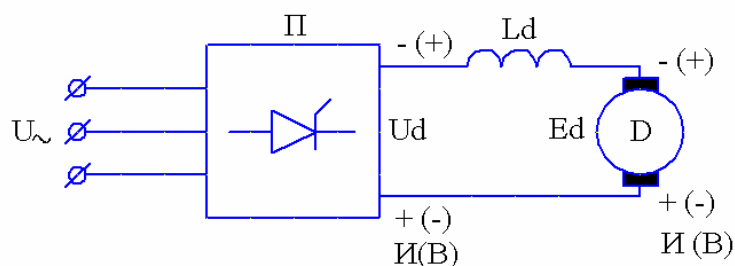


Рис 2.17

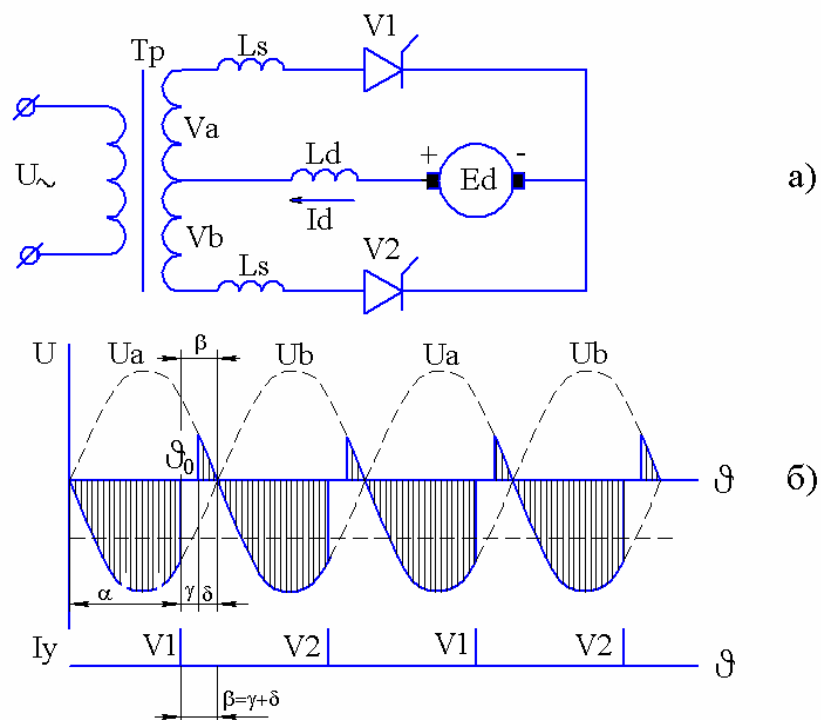
В соответствии с ранее изученными характеристиками выпрямителя (2.10), (2.19) среднее напряжение на его выходе отвечает выражению

$$\langle U_d \rangle = U_{d0} \cos \alpha - \frac{x_s I_d}{\theta_n}; \quad (2.25), \text{ где}$$

θ_n – период пульсаций выпрямленного напряжения.

Мы показали ранее, что для перевода выпрямителя в режим инвертирования необходимо изменить полярность на его зажимах, условно сделав ее отрицательной (рис.2.17). Из формулы внешней характеристики (2.25) можно видеть что при углах регулирования $\alpha > \frac{\pi}{2}$ напряжение U_1 становится отрицательным. Этот режим при $\alpha > \frac{\pi}{2}$ и $U_d < 0$ и будет отвечать условию инвертирования. Теперь рассмотрим работу однофазного инвертора со средней точкой, изображенного на рис 2.18 а). Пусть в проводящем состоянии находится тиристор V2 и при совместном действии

ЭДС E_d двигателя (генератора) и фазного напряжения полуобмотки U_θ в цепи протекает идеально сглаженный ток I_θ . В некоторый момент времени, соответствующий точке ϑ_0 , которая отстоит от точки пересечения фазных напряжений U_a и U_θ на угол $\alpha > \frac{\pi}{2}$, на управляющий электрод V1 подается отпирающий импульс. Тиристор V1 открывается, и в короткозамкнутом контуре «V1 – V2 – обмотка U_a – обмотка U_θ » начинается коммутационный процесс. Под действием разности напряжений $U_a - U_\theta = -2U_a$ на аноде тиристора V2, ток в тиристоре V2 I_θ уменьшается, а ток в тиристоре V1 I_a нарастает, причем благодаря большой индуктивности L_d (теоретически $L_d \rightarrow \infty$) $I_a + I_\theta = I_d = \text{const}$. Процесс коммутации заканчивается на участке угла γ , так же как это было рассмотрено при анализе выпрямителя. Ток I_d оказывается «перехваченным» тиристором V1. После запираания V2 на его аноде в течение угла запаса δ сохраняется отрицательный потенциал, необходимый для восстановления запирающих свойств тиристора. Далее по прошествии π радиан сетевого угла с тем же углом регулирования отпирающий импульс подается на тиристор V2, и все процессы повторяются и т.д. Мощность от источника постоянного тока E_d поступает через преобразователь, работающий в режиме инвертора, в сеть переменного тока.



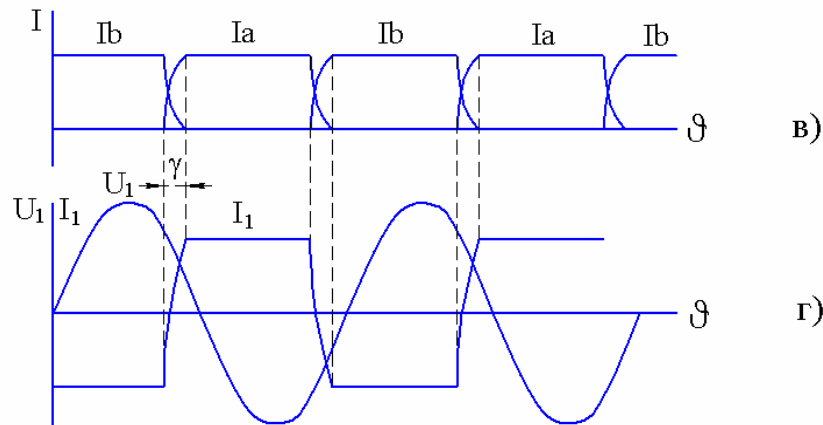


Рис 2.18

При анализе инвертора удобно вводить в качестве регулирующего угла не угол α , а угол, дополняющий его до величины π $\beta = \pi - \alpha$, называемый углом опережения. Этот угол отсчитывается от момента подачи отпирающего импульса до точки пересечения фазных напряжений коммутируемых фаз. Для рисунка 2.18 а) угол β соответствует угловому расстоянию от точки подачи импульса ϑ_0 до точки пересечения напряжений U_a и U_b . Можно заметить, что угол коммутации γ и угол запаса δ связаны соотношением

$$\beta = \gamma + \delta \quad (2.26)$$

На рис. 2.18 в) показаны I_a и I_b , проходящие, соответственно, через тиристоры V1 и V2, а на рис. г) – напряжение U_1 и ток I_1 первичной обмотки трансформатора, по форме полуволн, повторяющий токи I_a и I_b . Подставив в выражение (2.25) угол регулирования $\alpha = \pi - \beta$ и $I_d = I_{d\beta}$, получим входную характеристику инвертора

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -U_{d0} \cos \beta - \frac{x_s I_{d\beta}}{\theta} \quad (2.27)$$

Для рассматриваемого случая однофазного инвертора $\theta = \pi$:

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -U_{d0} \cos \beta - \frac{x_s I_{d\beta}}{\pi} \quad (2.28)$$

Из (2.26) следует, что уменьшение угла опережения β приводит к уменьшению угла запаса δ . Поскольку угол запаса должен отвечать неравенству $\delta > \omega t_e$, где t_e – паспортное время для восстановления запирающих свойств тиристора, то величина β ограничивается условием $\beta \geq \beta_{\min}$, для данного нагрузочного тока $I_{d\beta}$.

Для того, чтобы определить максимальную величину нагрузочного тока инвертора, допустимую при заданном минимально возможном угле запаса $\delta_{\min} = \omega t_e$ для различных углов опережения воспользуемся

коммутационным уравнением выпрямителя (2.7), подставив туда угол регулирования α , выраженный через угол опережения β $\alpha = \pi - \beta$.

$$\frac{I_{d\beta} x_s}{U_{ma}} = \cos(\beta - \gamma) - \cos \beta \quad (2.29)$$

Присоединим сюда выражение входной характеристики (2.28), в которой заменим $\cos \beta$ из 2.29, а $\cos(\beta - \gamma) = \cos \delta$, согласно (2.26). Кроме этого учтем, что в (2.28) $U_{d0} = \frac{2}{\pi} U_{ma}$. В результате получим уравнение ограничительной характеристики инвертора

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -\frac{2}{\pi} U_{ma} \cos \delta + \frac{x_s I_{d\beta}}{\pi} \quad (2.30)$$

Совместное решение (2.28) и (2.30) показывает какой минимальный угол опережения β следует устанавливать в инверторе, чтобы коммутировать требуемый ток I_d при заданном для тиристорov угле запаса δ .

В качестве примера построения входной (2.28) и ограничительной (2.30) характеристик рассмотрим случай, когда заданы следующие параметры:

- действующее значение напряжений на вторичных полуобмотках сетевого трансформатора $\text{Tr } U_a = U_{\epsilon} = \frac{1}{2} \cdot 380 = 190 \text{ В}$
- частота сети $f = 50 \text{ Гц}$
- индуктивность рассеяния, приведенная к вторичной полуобмотке $L_s = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Г}$
- время выключения тиристора $t_{\epsilon} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$

Требуется определить минимальный угол опережения β , обеспечивающий коммутацию рабочего тока инвертора, равного $I_{d\beta} = 100 \text{ А}$.

1. Определяем индуктивное сопротивление рассеяния

$$x_s = \omega \cdot L_s = 2\pi \cdot 50 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 0,47 \text{ Ом}$$

2. Определяем минимально допустимый угол запаса

$$\delta_{\min} = \omega t_{\epsilon} = 2\pi \cdot 50 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 0,157 \text{ рад} = 9 \text{ град}$$

3. Напряжение U_{d0} однофазного двухполупериодного инвертора в режиме холостого хода

$$U_{d0} = \frac{2}{\pi} U_{ma} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} U_a = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot 190 = 170,6 \text{ В}$$

4. Уравнение входной характеристики инвертора (2.28)

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -170,6 \cos \beta - \frac{0,47}{\pi} \cdot I_{d\beta}$$

5. Уравнение ограничительной характеристики инвертора (2.30)

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -170,6 \cdot \cos 9^\circ + \frac{0,47}{\pi} \cdot I_{d\beta}$$

Результаты построения характеристик приведены на рис. 2.19 из которого видно, что минимальное значение угла опережения β для инвертирования в сеть тока $I_{d\beta} = 100A$ равно приблизительно 35° . При этом среднее входное напряжение инвертора будет $\langle U_{d\beta} \rangle \approx 150V$, и в сеть может быть теоретически рекуперирована мощность

$$\langle P_{d\beta} \rangle = \langle U_{d\beta} \rangle \cdot I_{d\beta} \approx 150 \cdot 100 = 15 \cdot 10^3 \text{ Вт}$$

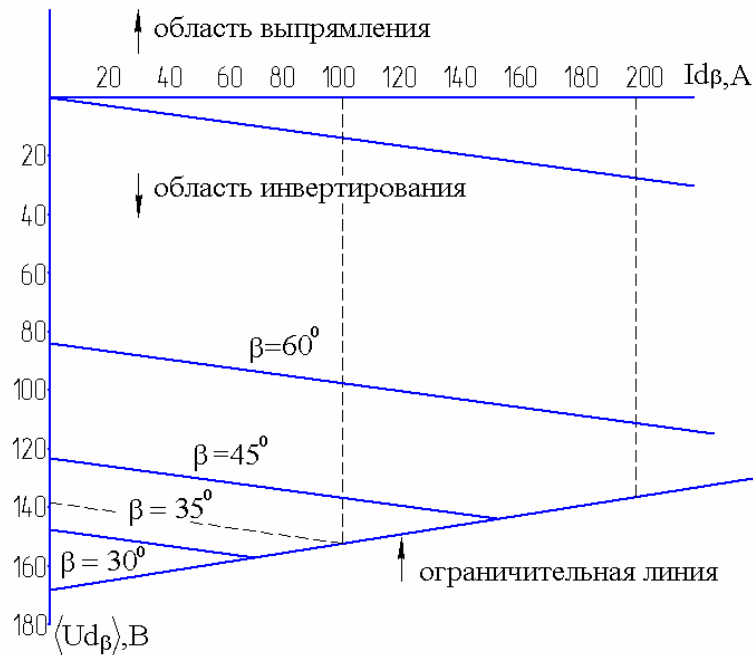


Рис 2.19

В действительности, допуская некоторый запас, для инвертирования тока $I_{d\beta} = 100A$ следует в данном случае работать при углах опережения $\beta \approx 40^\circ$.

Из схемы рис. 2.18 а) мы видим, что ЭДС двигателя E_d (или ЭДС генератора), включена встречно по отношению к входному напряжению $\langle U_{d\beta} \rangle$, поэтому

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -E_d.$$

Отсюда следует, что уравнение входной характеристики, можно записать в виде баланса напряжений, добавив туда падения напряжений на элементах схемы:

$$E_d = U_{d0} \cos \beta + \frac{x_s I_{d\beta}}{\pi} + I_{d\beta} R_d + \Delta U_T \quad (2.31)$$

здесь ΔU_T — падение напряжения на одном тиристоре (рис. 24а)

R_d — суммарное активное сопротивление всех элементов цепи

Из уравнения (2.31) находим ток, передаваемый в сеть

$$I_{d\beta} = \frac{E_d - (U_{d0} \cos \beta + \Delta U_T)}{\frac{x_s}{\pi} + R_d} \quad (2.32)$$

Сюда можно добавить уравнение коммутации (2.29), из которого

$$\cos(\beta - \gamma) = \frac{I_{d\beta} x_s}{U_{ma}} + \cos \beta; \gamma = \beta - \arccos \left[\frac{I_{d\beta} x_s}{U_{ma}} + \cos \beta \right] \quad (2.33)$$

Вернемся к предыдущему примеру и определим, какова должна быть ЭДС двигателя (генератора), чтобы передать в сеть ток $100A$. Требуется также определить степень устойчивости коммутационного процесса по углу запаса β .

Известно, что падение напряжения на тиристоре $\Delta U_T = 1,5B$, а эквивалентное активное сопротивление цепи $0,05 \text{ Ом}$.

Согласно расчетам предыдущего примера угол опережения принят на уровне $\beta_0 \approx 40^\circ$.

Все остальные данные берем из предыдущего примера.

1. Из (2.33) находим угол коммутации γ

$$\gamma = 40^\circ - \arccos \left[\frac{100 \cdot 0,47}{\sqrt{2} \cdot 190} + \cos 40^\circ \right] = 20,3^\circ$$

2. Угол запаса, предоставляемый системой для восстановления запирающих свойств тиристоров (2.26)

$$\delta = \beta - \gamma = 40^\circ - 20,3 = 19,7^\circ$$

Минимально допустимый угол запаса был рассчитан ранее, как $\delta_{\min} = 9^\circ$. Таким образом $\delta > \delta_{\min}$ и инвертор должен работать устойчиво.

3. Из (2.31) находим ЭДС двигателя

$$E_d = 170,6 \cdot \cos 40^\circ + \frac{0,47 \cdot 100}{\pi} + 100 \cdot 0,05 + 1,5 = 152B$$

2.1.3 Трехфазный мостовой инвертор

Инверторный режим обеспечивается на базе трехфазного управляемого мостового выпрямителя, который мы рассмотрели в параграфе 1.3 при работе с углами регулирования $\alpha > \frac{\pi}{2}$. Для инвертора, как было показано ранее, в качестве углов регулирования используются углы опережения $\beta = \pi - \alpha$.

Схема трехфазного инвертора вместе с двигателем постоянного тока, на зажимах которого генерируется ЭДС E_d , изображена на рис 2.20 а). На линейной диаграмме фазных напряжений вторичных обмоток трансформатора U_a, U_b, U_c (рис. 2.20 б) показаны участки коммутации с фазы на фазу, осуществляемые соответствующими тиристорами. Верхние (положительные) полуволны напряжений U_a, U_b, U_c коммутируются верхней (анодной) группой тиристоров $V1, V2, V3$ (рис. а), а лишние полуволны, соответственно, нижней (катодной) группой тиристоров $V1', V2', V3'$.

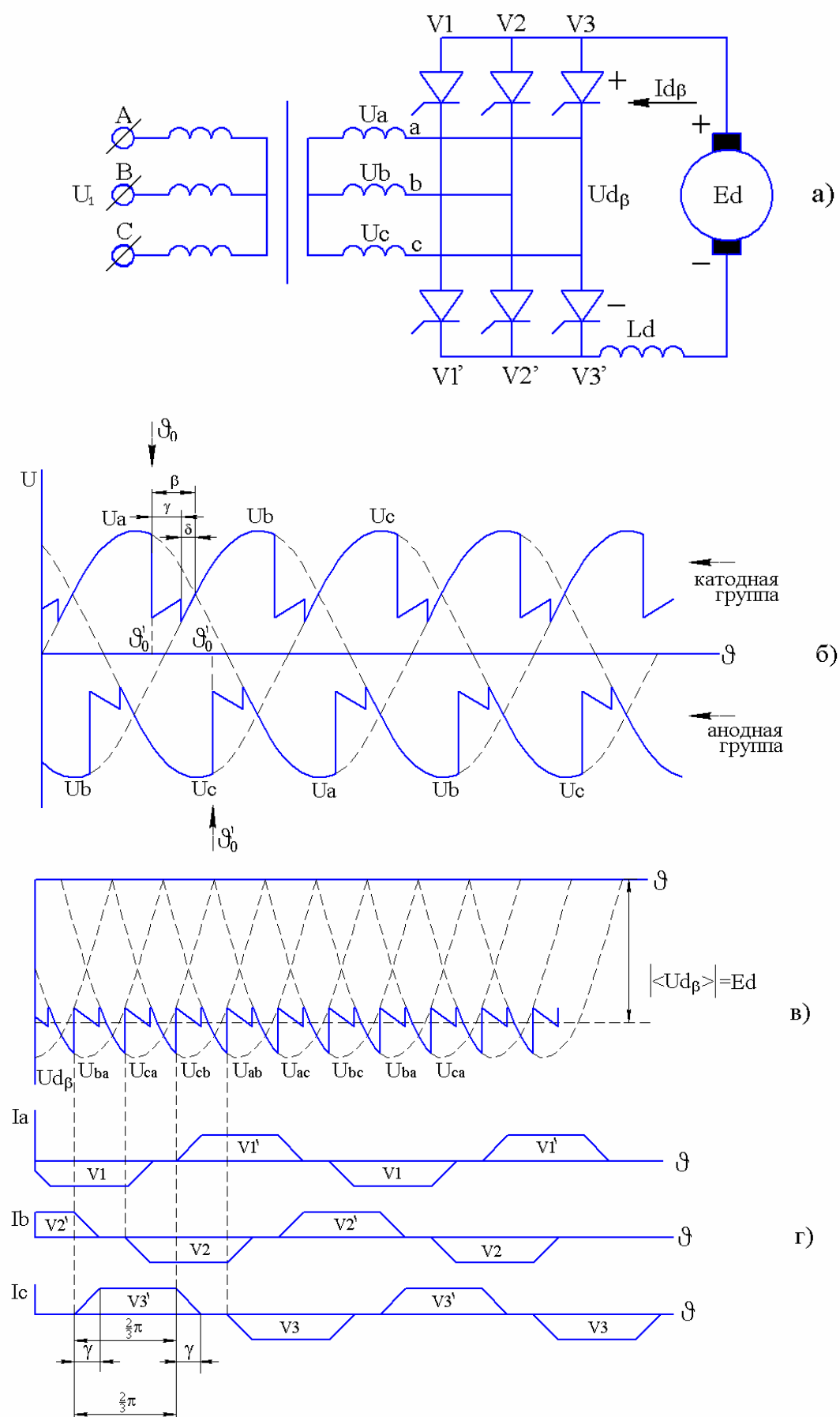


Рис. 2.20

Вспоминая сформулированное ранее правило коммутации диодов и тиристорov, в нашем случае следует заметить, что при подаче отпирающего импульса на тиристор анодной группы включен будет тиристор, чей потенциал на катоде будет ниже чем потенциал отключаемого тиристора той же анодной группы. Например, в точке \mathcal{G}_0 отпирающий импульс подается на тиристор $V2$ анодной группы инвертора. Тиристор $V2$ имеет потенциал катода $U_g(\mathcal{G}_0)$. Благодаря разности напряжений $U_b - U_a$ на участке γ произойдет отключение тиристора $V1$ и фазы a и «перехват» тока $I_{d\beta}$ тиристором $V2$ и фазой b . Аналогично для нижней катодной группы тиристорov $V1', V2', V3'$ при подаче управляющего импульса включен будет тиристор, потенциал анода которого будет выше потенциала отключаемого тиристора той же группы. Например, в точке \mathcal{G}'_0 подается импульс на тиристор анодной группы $V1'$, потенциал анода которого $U_a(\mathcal{G}'_0)$ выше чем потенциал анода отключаемого тиристора $V3'$, равный $U_c(\mathcal{G}'_0)$. В данном случае на участке угла коммутации γ произойдет отключение $V3'$, и ток $I_{d\beta}$, поступающий от двигателя (генератора) постоянного тока, перейдет с фазы c на фазу a .

Основываясь на изложенном правиле, на диаграмме рис. 2.20 б) показана последовательность коммутации с фазы на фазу, осуществляемая тиристорами инвертора под действием управляющих импульсов (на диаграмме не показаны), сдвинутых по отношению к точкам пересечения фазных напряжений на угол опережения β . Входное напряжение инвертора $U_{d\beta}$ может быть получено сложением абсолютных величин мгновенных фазных огибающих U_a, U_b, U_c , изображенных жирной линией на рис. 2.20 б). Результат такого сложения в виде мгновенного значения входного напряжения инвертора, представлен на рис. 2.20 в). Фазные токи I_a, I_b, I_c , сдвинутые по фазе на $\frac{2}{3}\pi$ радиан, изображены на рис. 2.20 г). Положительные полуволны токов соответствуют проводящему состоянию тиристорov катодной группы $V1', V2', V3'$, а отрицательные – проводящему состоянию тиристорov анодной группы $V1, V2, V3$. Длительность протекания полуволны тока через каждую фазу соответствует сетевому углу $\frac{2}{3}\pi + \gamma$. Для того, чтобы получить выражение входной характеристики инвертора, можно воспользоваться характеристикой аналогичного выпрямителя, подставив туда угол $\alpha = \pi - \beta$.

Таким образом, на основании (2.19) получим

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -U_{d0} \cos \beta - \frac{3}{\pi} x_s I_{d\beta} \quad (2.34)$$

Учитывая, что $\langle U_{d\beta} \rangle = -E_d$ и добавляя сюда, так же как для однофазного выпрямителя, падение напряжений, на элементах схемы, получим уравнение баланса напряжений в виде

$$E_d = U_{d0} \cos \beta + \frac{3}{\pi} x_s I_{d\beta} + I_{d\beta} R_d + 2\Delta U_T \quad (2.35)$$

здесь $2\Delta U_T$ – падение напряжения на двух последовательно включенных тиристорах мостового инвертора.

Также как и для выпрямителя в (2.19)

$$U_{d0} = \frac{3}{\pi} U_{m\lambda} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m\phi} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_\phi \quad (2.36)$$

здесь $U_{m\lambda}, U_{m\phi}$ – амплитуды линейного, фазного напряжения, соответственно. U_ϕ – действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

К этим зависимостям следует добавить уравнение коммутационного процесса, которое было получено ранее для аналогичного трехфазного управляемого выпрямителя (2.14). Туда также следует подставить $\alpha = \pi - \beta$ и тогда получим

$$\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta = \frac{2x_s I_{d\beta}}{\sqrt{3}U_{m\phi}} = \frac{2x_s I_{d\beta}}{\sqrt{6}U_\phi} \quad (2.37)$$

Также как и для однофазного инвертора, уравнение ограничительной характеристики, подобной (2.30), можно получить, заменив в (2.37) $\beta - \gamma = \delta_{\min}$ – минимально допустимый угол запаса, определенный по паспортному времени отключения тиристора t_s : $\delta_{\min} = \omega t_s$. Далее, исключив с помощью (2.37) $\cos \beta$ из уравнения (2.34), придем к выражению ограничительной характеристики в виде

$$\langle U_{d\beta} \rangle = -U_{d0} \cdot \cos \delta + \frac{3}{\pi} x_s I_{d\beta} \quad (2.37)$$

Используя (2.34) и (2.37) можно построить семейство нагрузочных характеристик $U_{d\beta} = f(I_{d\beta}, \beta)$, ограниченных линией (2.37), подобно тому, как это было сделано для однофазного выпрямителя и показано на рис. 25. Используя данные графики, можно определить допустимые по условию устойчивой работы инвертора нагрузки $I_{d\beta}$ для данного угла опережения β и данного напряжения холостого хода U_{d0} . Аналогичные задачи, но с учетом неидеальности схемы (падение напряжения на тиристорах, эквивалентном активном сопротивлении) можно решить с помощью уравнений (2.35), (2.37) при известных параметрах $\delta_{\min}, x_s, R_d, \Delta U_T$.

2.1.4 Коэффициент мощности и КПД инверторов

Коэффициент мощности χ и КПД η инвертора определяется теми же соотношениями, что и для управляемого выпрямителя (параграф 1.4), но с учетом некоторой спецификации по фазовому углу ϕ_1 метод первой

гармоники тока инвертора и напряжением обмотки трансформатора. Согласно (2.20) коэффициент мощности будет равен

$$\chi = \frac{I(1)}{\sqrt{I^2(1) + \sum I^2(n)}} \cdot \cos \varphi_1$$

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

Подставим сюда $\alpha = \pi - \beta$ и будем учитывать абсолютную величину косинуса. Тогда

$$\cos \varphi_1 \approx \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right).$$

Окончательно получим коэффициент мощности в виде

$$\chi = \nu \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right) \quad (2.38)$$

ν – коэффициент искажения

КПД инвертора определяется соотношением, подобным (2.24) для выпрямителя:

$$\eta = \frac{U_{d\beta} \cdot I_{d\beta}}{U_{d\beta} \cdot I_{d\beta} + \sum P_n} \quad (2.39)$$

где сумма потерь $\sum P_n$ такая же, как и для выпрямителя.

Следует отметить, что зависимые инверторы, ведомые сетью, широко применяются в системах электропривода постоянного тока, питаемых от сети переменного тока через выпрямитель в режимах торможения с рекуперацией энергии в сеть. Такой режим осуществляется либо переводом управляемого выпрямителя в режим инвертора ($\alpha > \frac{\pi}{2}$), либо за счет использования сдвоенной группы преобразователей (выпрямитель-инвертор), так как это было показано на рис. 2.10 на примере реверсивного выпрямителя. На этом рисунке любой из преобразователей В1 или В2 может работать как выпрямитель, а другой как инвертор, обеспечивая регулирование при любом направлении движения двигателя Д, а значит, и при любой полярности ЭДС на зажимах.

Другое важное применение состоит в питании синхронного двигателя от сети постоянного тока через зависимый инвертор, коммутируемый (ведомый) ЭДС вращения фазных обмоток двигателя. Эта коммутация осуществляется по сигналам датчика положения ротора, посылающего импульсы на соответствующие тиристоры инвертора.

2.2 Независимые (автономные) инверторы.

Мы рассмотрим некоторые принципиальные схемы автономных инверторов только применительно к возможности их работы в силовых цепях электрических машин.

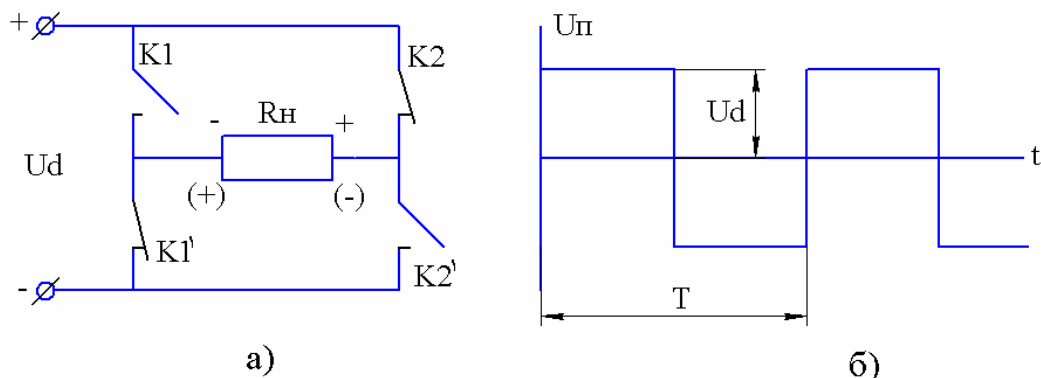


Рис 2.21

На рис. 2.21 а) представлена простейшая модель однофазного инвертора на четырех механических ключах $K1-K2'$. Попарное включение-отключение ключей $K1K2'-K2K1'$ с периодичностью T приводит к появлению на нагрузке R_n знакопеременного прямоугольного напряжения с «уровнем» прямоугольника (условная амплитуда), равным напряжению источника постоянного тока U_d .

2.2.1 Полностью управляемые полупроводниковые приборы и их параметры

В современной технике механические ключи $K1-K2'$ заменяются полупроводниковыми ключами, которые для автономных инверторов строятся, в основном, на полностью управляемых переключающих элементах: транзисторах и полностью управляемых тиристорах (GTO-тип).

Построение ключей инверторов на обычных тиристорах с искусственной (емкостной) коммутацией сейчас почти полностью вытесняется, благодаря появлению мощных транзисторов и GTO-тириستоров.

Полностью управляемым полупроводниковым элементом будем называть полупроводниковый прибор, для отпирания которого достаточно подать на его управляющий электрод сигнал необходимого уровня и полярности, а для запираания достаточно снять этот сигнал или подать сигнал другого знака (полярности), также необходимого уровня. Мы видели, что обычный тиристор не обладает возможностью запираания по цепи управляющего электрода, и поэтому он называется не полностью управляемым переключающим элементом.

Условные обозначения различных типов транзисторов и GTO-тиристоров представлены на рис. 2.22. На рис. а) показаны биполярные транзисторы p-n-p и n-p-n типов. Обозначения электродов биполярных транзисторов, принятые в отечественной и зарубежной литературе: Б(В) – база (Base), Э(Е) – эмиттер (Emitter), К(С) – коллектор (Collector).

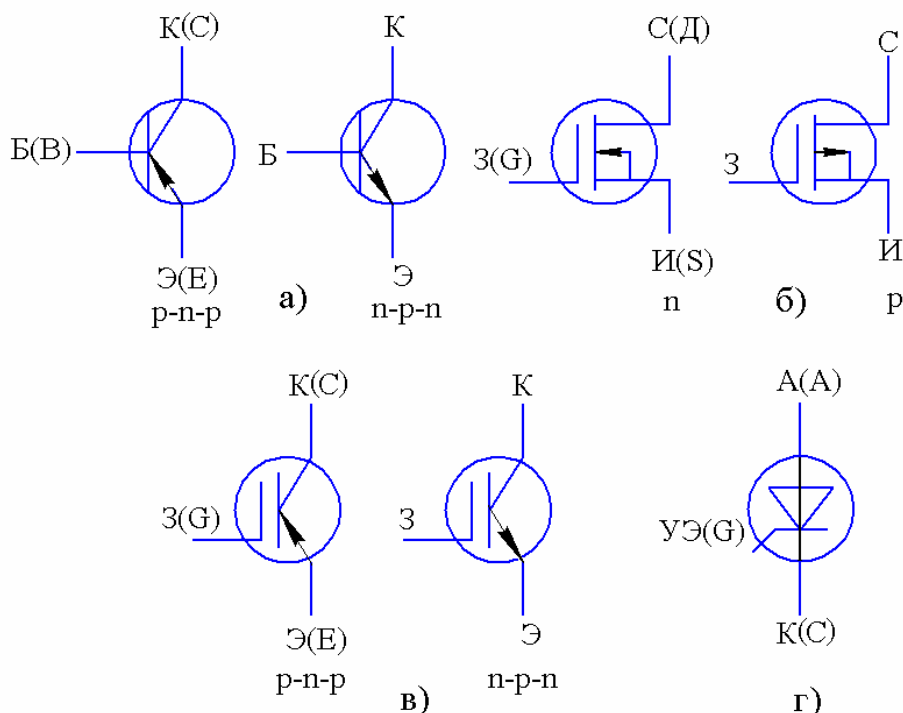


Рис 2.22

Отпирание биполярных транзисторов происходит за счет прохождения тока, необходимого уровня по цепи эмиттер-база в направлении стрелки. Величина этого тока для перевода транзистора в состояние насыщения (режим ключа) приблизительно в 10-15 раз меньше чем основной рабочий ток, проходящий по цепи эмиттер-коллектор. Для фиксированного и более надежного процесса запираания к электродам эмиттер-база должно быть приложено отрицательное запирающее напряжение, которое может быть сформировано отдельным источником. Полярность запирающего напряжения должна быть направлена встречно по отношению к направлению отпирающего тока база-эмиттер.

На рис. 2.22 б) показаны полевые транзисторы с индуцированным каналом n и p -типа [3]. В западной литературе этот тип транзисторов сокращенно обозначается как FET (field-effect transistors). Обозначения электродов на рис. б): $З(Г)$ – затвор (Gate), $И(С)$ – исток (Source), $С(Д)$ – сток (Drain). Показанные на рис. б) транзисторы относятся к типу полевых транзисторов с изолированным затвором (ПТИЗ). Для полевых транзисторов управляющим сигналом служит напряжение, приложенное к затвору $З$ и истоку $И$. Для перевода канала сток-исток (СИ) в проводящее состояние напряжение на затворе относительно истока должно быть больше некоторого порогового значения. Это напряжение управления должно вывести транзистор в режим насыщения, характерный для режима ключа. Ток управления, при этом, оказывается весьма малым по сравнению с биполярным транзистором.

Характерные свойства полевых транзисторов:

1. Возможность управления сигналом по напряжению при очень низком уровне тока затвора, благодаря высокому входному сопротивлению прибора по цепи управления. Мощность, потребляемая по цепи управления, весьма мала по сравнению с коммутируемой мощностью в силовой цепи.

2. Очень малые времена включения и отключения прибора, что позволяет использовать полевые транзисторы в цепях импульсного управления с высокими частотами коммутации.

3. Возможность наращивать мощность нагрузки за счет параллельного соединения транзисторов, обладающих свойством автоматически обеспечивать равномерную загрузку каждой параллельной ветви по току.

На рис. 2.22 в) показаны так называемые биполярные транзисторы с изолированным затвором – БТИЗ (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor), по своим свойствам, занимающие промежуточное положение между биполярными и полевыми транзисторами.

Обозначение электродов соответствует уже поясненному для рис. а) и б).

БТИЗ имеют достаточно высокое быстродействие (малые времена включения и отключения $t_{вкл}$ и $t_{откл}$), однако уступают по этому параметру полевым транзисторам ПТИЗ. В то же время БТИЗ могут быть созданы на достаточно высокие напряжения и большие токи, что позволяет использовать их в цепях электрических машин на мощности, имеющие порядок 10^2 кВт. Принципы управления по входу для биполярных транзисторов с изолированным затвором такие же, как и для полевых транзисторов, причем пороговые значения входного сигнала достигают величины 5-6 В. Величина входного управляющего сигнала по напряжению поступающему на затвор БТИЗ, должна превосходить этот уровень и иметь порядок, например, 10-12 В.

На рис 2.22 г) показан еще один вид полностью управляемого полупроводникового прибора – полностью управляемый тиристор, называемый также «запираемый» или GTO-тиристор (Gate Turn-off Thyristor). На рисунке

УЭ (G) – управляющий электрод (Gate)

A (A) – анод (Anode)

K (C) – катод (Cathode)

Особенность управления запираемым тиристором состоит в подаче короткого «положительного» импульса тока необходимой амплитуды на управляющий электрод – при открывании прибора и короткого «отрицательного» импульса – при закрывании. В состоянии рабочей проводимости запираемого тиристора через его управляющий электрод все время должен приходить ток управления. Такой принцип управления показан на рис. 2.23. На рисунке: $I_{упр}$ – ток управления; $I_{отп}$ – ток

отпирания; $I_{зан}$ – ток в запирающем импульсе; $I_{уп}$ – ток управления в режиме рабочей проводимости тиристора; $t_{зан}$ – длительность запирающего импульса.

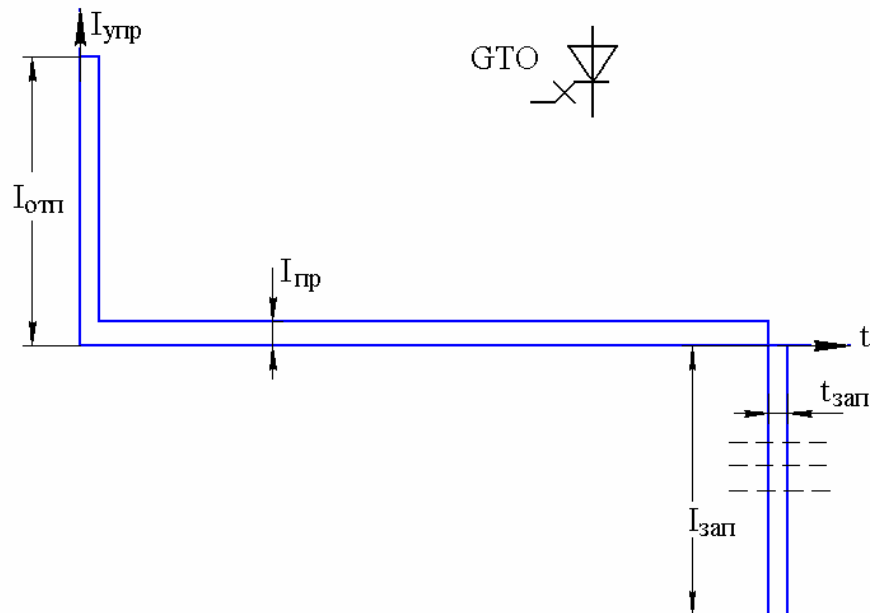


Рис. 2.23

Обычно амплитуда запирающего импульса намного превосходит амплитуду импульса отпирания. Например, GTO-тиристор при рабочем напряжении 1400 В, максимальном токе 600 А, имеет величину отпирания импульса тока 10 А, а величину запирающего импульса 200 А. При этом длительность запирающего импульса 12 мкс. В рассмотренном примере максимально допустимая частота коммутации цепи нагрузки, осуществляемая GTO-тиристором, составляет 1 кГц, а мощность, потребляемая по цепи управления – 16 Вт.

Среди многочисленных параметров полностью управляемых переключающих полупроводниковых приборов, которые можно найти в справочниках и специальной литературе, наибольший интерес представляют следующие:

- максимальное длительное напряжение в закрытом состоянии прибора

- длительный средний ток

- предельная частота переключений при длительном токе

- время включения и отключения прибора.

Перечисленные параметры для различных типов полностью управляемых полупроводниковых приборов, которые мы рассмотрели, приведены в таблице 1. Приводимые в таблице «предельные» данные имеют оценочный характер, давая представление о порядке соответствующих величин, учитывая непрерывное совершенствование силовой электроники.

Таблица 1

Тип прибора	Напряжение в закрытом состоянии, В	Длительный средний ток, А	Предельная частота переключения, кГц
Биполярный транзистор (BT)	1200...1600	200...500	5...10
Полевой транзистор с изолированным затвором (FET)	6500	600	1...2
	1200	40...60	50...100
Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)	1200...1600	200...500	20...50
Запираемый тиристор (GTO)	2500...5000	2000...2500	0,5...1,5

2.2.2 Принципиальные схемы силовых ключей.

Для надежной и экономичной работы полупроводникового ключа, используемого в различных схемах автономных инверторов (например, однофазного рис. 2.21 а) необходимо, чтобы в открытом состоянии падение напряжения на нем было минимально, а в закрытом состоянии ток через ключ отсутствовал. Помимо этого ключ в рабочем режиме должен выдерживать повышение температуры, пределы которой регламентируются паспортными данными на все элементы, входящие в состав ключа (транзисторы, диоды и т.д.) Очень важно, чтобы ключ мог обеспечивать необходимую частоту коммутации, которая в некоторых цепях электрических машин при широтно-импульсном управлении может иметь порядок $10\text{--}10^2$ кГц.

Рассмотрим работу ключей, построенных с использованием биполярных транзисторов, биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и полностью управляемых тириستоров (GTO). Все схемы ключей представлены на рис. 2.24.

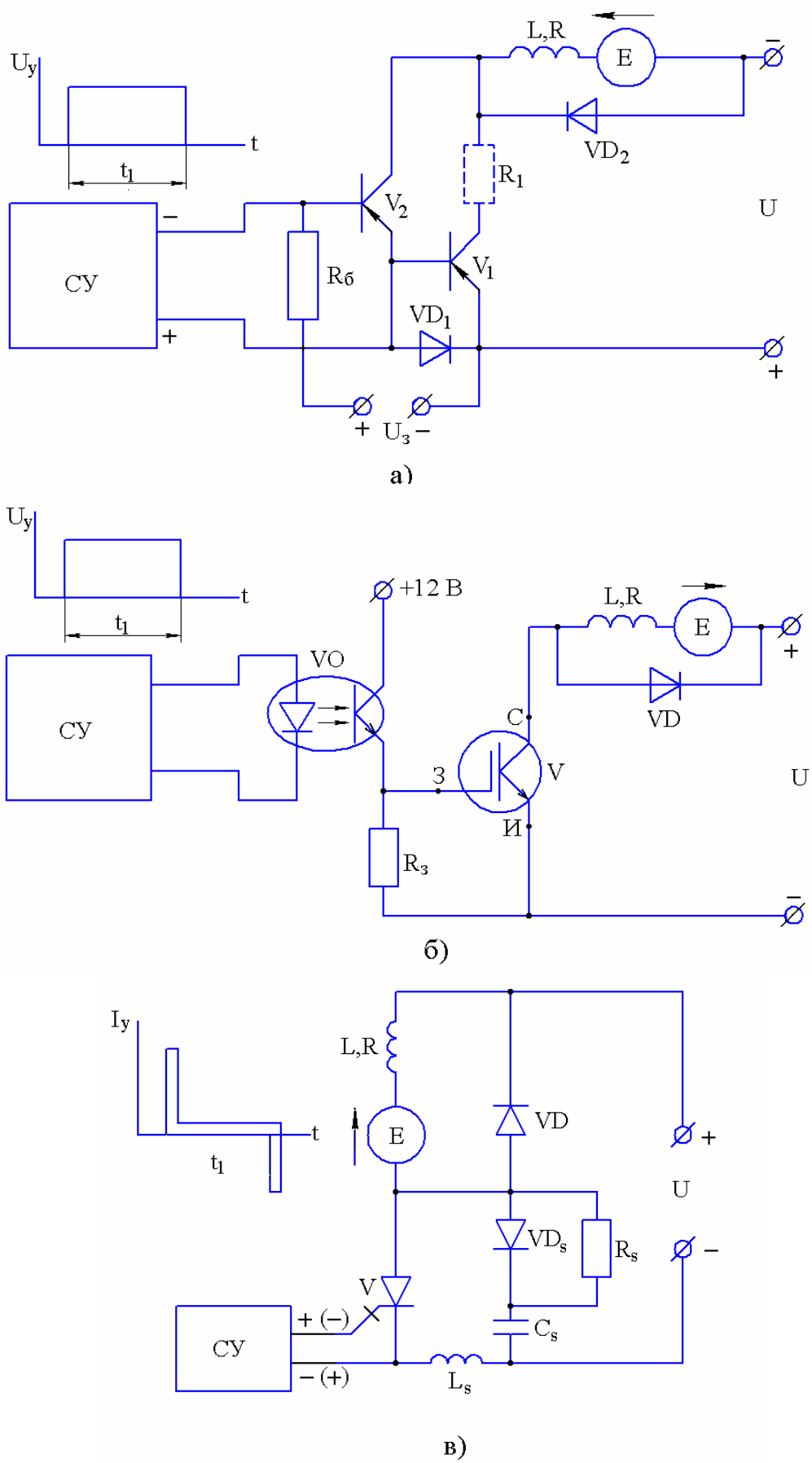


Рис 2.24

На рис. 2.24 а) показана схема составного ключа на биполярных транзисторах $V1$ - $V2$ (схема Дарлингтона). Такая схема, состоящая из двух, как на рис. а), или из трех транзисторов, применяется, когда сигнал управления U_y , поступающий от системы управления СУ достаточно мал по величине, а мощность (ток), пропускаемая через силовой ключ в нагрузку $L_1 R$, велика. На схеме в интересах общности в цепь нагрузки включена ЭДС E . Это говорит, о том, что нагрузка – якорная обмотка электрической машины.

Составной ключ на транзисторах $V1$ и $V2$ имеет общий источник запирающего напряжения U_z . При отсутствии сигнала от СУ на входе положительный потенциал U_z приложен к базе $V2$ через сопротивление R_6 , и, таким образом, транзисторы $V2$ и соответственно, $V1$ надежно заперты.

Появление сигнала от системы управления СУ на входе приводит к протеканию тока через переход эмиттер-база $V2$, и он отпирается. Это, в свою очередь, вызывает протекание тока в цепи эмиттер-база $V1$ – эмиттер-коллектор $V2$, благодаря чему и $V1$ оказывается открытым. Небольшое сопротивление R_1 иногда устанавливают для более четкого вывода транзистора $V1$ в режим насыщения. Диод $VD1$ фиксирует запирающее напряжение 0,3-0,5 В на переходе эмиттер-база транзистора $V1$.

На рис. 2.24 б) показан ключ на IGBT транзисторе V , управляемом от оптопары VO . Сигнал от СУ подается на оптопару VO , и фототранзистор оптопары открывается. Тем самым потенциал 12 В подается на затвор $З$ транзистора V , и он скачком переходит в открытое состояние и подключает нагрузку LR содержащую противоЭДС E , к источнику питания U . Исчезновение сигнала на оптопаре VO приводит к запираанию фототранзистора и снятию потенциала с затвора транзистора V , который запирается. Применение оптопары позволяет гальванически развязать цепи управления и силовые цепи ключа, что повышает надежность и безопасность системы.

Во всех случаях применения транзисторных ключей длительность открытого состояния определяется длительностью управляющего сигнала t_1 .

На рис. 2.24 в) изображен ключ, выполненный на ГТО-тиристоре V . Система управления формирует импульсы отпирания и запираения, как это показано на диаграмме. Ранее мы сделали пояснения к форме и уровню этих сигналов (рис. 2.23).

Демпфирующие цепи ключа, содержащие элементы VD_s, C_s, L_s, R_s , уменьшают величины производных $\frac{dI}{dt}, \frac{dU_V}{dt}$ до допустимых пределов, которые регламентированы паспортными данными ГТО тиристора V .

Рассмотрим работу демпфирующих цепей, состоящих из индуктивности L_s , емкости C_s , сопротивления R_s и вспомогательного диода VD_s . Заметим, что такие цепи применяются и в мощных ключах на биполярных транзисторах, подобных схеме рис. 2.24а).

Прежде всего, отметим, что во всех схемах рис. а), б) и в) нагрузка L, R, E шунтирована обратным диодом VD (на рис. а) – VD_2). Это необходимо для снятия перенапряжения с силового ключа в момент его теоретически мгновенного отключения. При отсутствии шунтирующего диода VD ЭДС самоиндукции $L \frac{dI}{dt}$ при резком спаде тока I приведет к появлению значительного перенапряжения на ключе и к его пробое. Шунтирующий диод образует замкнутый контур « $L, R, E - VD$ » для отключаемого тока, и перенапряжений не возникает.

Иногда бывает необходимо ограничить скорость нарастания тока в нагрузке $\frac{dI}{dt}$ при включении ключа. На схеме рис. 2.24 в) это достигается включением последовательно с нагрузкой L, R дополнительной демпфирующей индуктивности L_s . Эта мера применяется главным образом для тиристоров, а в цепях электрических машин с транзисторными схемами, как правило, не применяется, поскольку собственная индуктивность нагрузки L (обмотка) обычно достаточно велика, а допустимые частоты переключений современных транзисторов велики.

Возможность защиты GTO-тиристора V на схеме рис. 2.24 в) от недопустимой скорости нарастания напряжения $\frac{dU_V}{dt}$ в момент отключения обеспечивается на основе демпфирующей цепочки с емкостью C_s и вспомогательным диодом VD_s .

При отключении тиристора V емкость C_s заряжается через высокочастотный (быстродействующий) диод VD_s от источника U ($U > E$). Напряжение на тиристоре V нарастает плавно, а не скачкообразно. Ограничение скорости $\frac{dU_V}{dt}$ обеспечивается подбором емкости C_s . В [4] показано, что

$$\left(\frac{dU_V}{dt} \right)_{\max} \approx \frac{U - E}{LC_s \omega_0} e^{-\frac{R\pi}{4\omega_0 L}}, \quad \text{где}$$

собственная круговая частота контура $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_s} - \frac{R^2}{4L^2}}, \left(\frac{1}{c} \right)$.

Назначение диода VD_s состоит в отсекании обратной полуволны тока при колебательном заряде конденсатора C_s .

При открывании тиристора V конденсатор C_s разряжается по цепи: сопротивление R_s – открытый GTO-тиристор V , и становится вновь подготовленным к демпфированию скорости $\frac{dU_V}{dt}$ при очередном отключении тиристора V .

Заметим, что демпфирующие цепи для защиты от скорости нарастания напряжения $\frac{dU}{dt}$ на приборе в момент отключения применяются и для транзисторных ключей, в случае применения низкочастотных транзисторов.

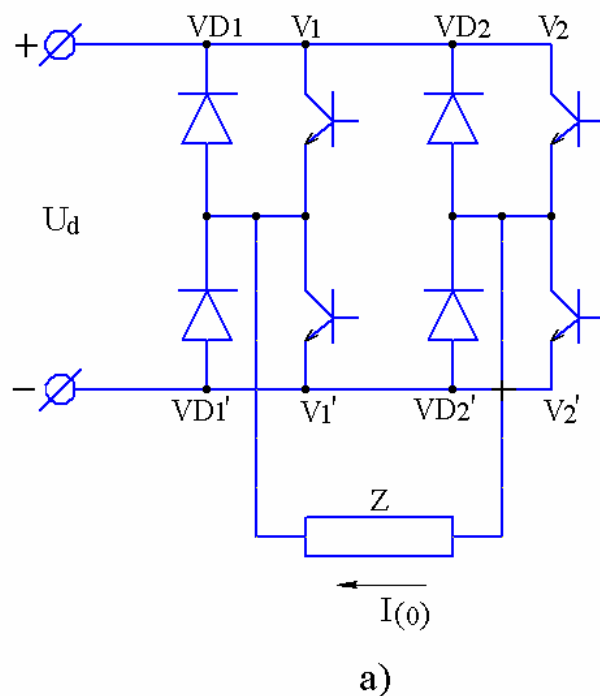
2.2.3 Однофазный инвертор. Параметры периодического режима.

На рис. 2.25 а) изображен однофазный инвертор, в котором в отличие от механической модели рис. 2.22 а) в качестве ключей используются транзисторы $V1-V2'$, шунтированные обратными диодами $VD1-VD2'$. Как уже было сказано, обратные диоды необходимы для исключения перенапряжений на транзисторах в момент их отключения. Нагрузка Z содержит как активное сопротивление R так и индуктивность L . Пусть в условиях установившегося режима, изображенного на рис. 2.25 б), в начальный момент времени $t=0$ открылись транзисторы $V1, V2'$ и закрылись транзисторы $V2, V1'$. В нагрузке Z значение начального тока было равно $I(0)$. Начальный ток $I(0)$ показан на рис. 2.25 а) и направлен встречно напряжению U_d , приложенному к нагрузке Z , благодаря открытым транзисторам $V1, V2'$. Примем это направление за отрицательное. Благодаря ЭДС самоиндукции $L \frac{dI}{dt}$, возникающей в нагрузке при отключении пары транзисторов $V2, V1'$, открываются обратные диоды $VD1, VD2'$, и для тока нагрузки образуется замкнутый контур: «нагрузка Z –диод $VD1$ –источник питания U_d –диод $VD2'$ –нагрузка Z ». Ток I поступает в источник питания и электромагнитная энергия, накопленная в индуктивности нагрузки $(\frac{1}{2}LI^2(0))$, частично возвращается источнику питания. Ток нагрузки по абсолютному значению уменьшается до нуля. Этот интервал изменения тока обозначен на диаграмме рис. 2.25 б) знаком (-). После уменьшения тока I до нуля, его знак меняется на противоположный, и ток через открытые транзисторы $V1, V2'$ начинает поступать от источника в нагрузку Z . Эти интервалы изменения тока обозначены на диаграмме б) знаком (+). По прошествии полупериода $\frac{T}{2}$ происходит отключение транзисторов $V1, V2'$ и включение транзисторов $V2, V1'$. Весь процесс повторяется вновь: сначала открывается другая

пара обратных диодов $V2, V1'$, и ток I поступает в источник питания, постепенно уменьшаясь до нуля, а затем, изменив знак, через открытые транзисторы $V2, V1'$ поступает от источника U в нагрузку. Далее процесс вновь повторяется и т.д.

Таким образом, как это видно из линейных диаграмм токов диодов в) и токов транзисторов г), в системе однофазного инвертора, работающего на активно-индуктивную нагрузку Z , идет периодический процесс обмена энергией между источником и нагрузкой. Участки, обозначенные знаком (-), прохождения тока I_{VD} через диоды (рис. в) отражают поступление энергии от нагрузки в источник, а участки прохождения тока I_V через транзисторы и обозначенные знаком (+) (рис. г) – поступление энергии от источника в нагрузку.

В данном разделе мы исследуем наиболее простой случай, когда нагрузка не содержит противо ЭДС, создаваемую электрической машиной, и вся энергия, поступающая из источника, выделяется в виде тепла на сопротивлении R . Впоследствии в одном из разделов более сложная задача питания двигателя от инвертора будет рассмотрена особо.



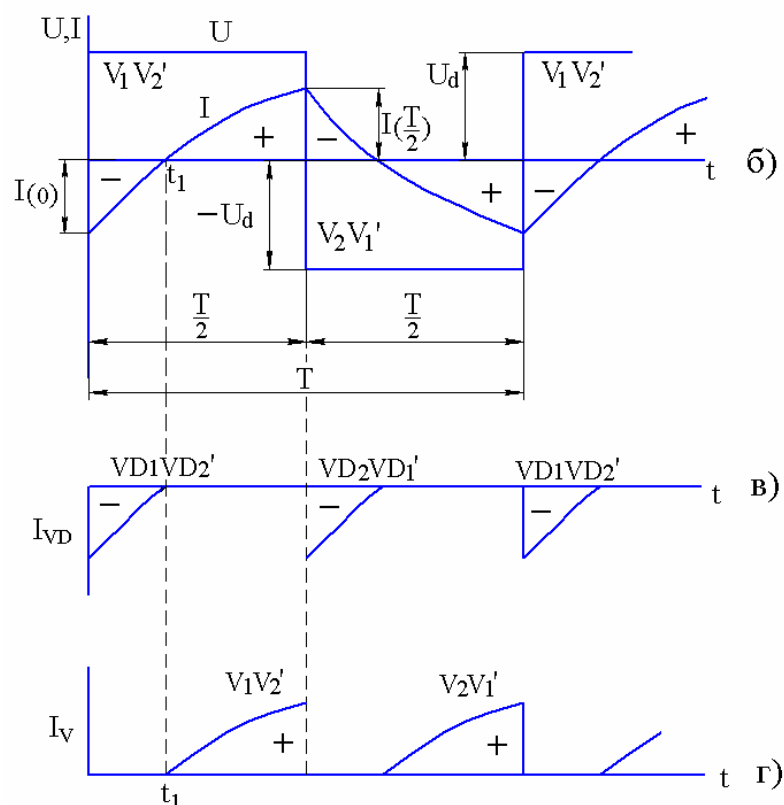


Рис 2.25

Рассматриваемый сейчас инвертор относится к классу инверторов напряжения, которые формируют на нагрузке напряжение (в данном случае - прямоугольник), а ток является реакцией нагрузки на данное напряжение и зависит от состава нагрузки (сопротивление, индуктивность, ёмкость, противо ЭДС).

Существует и другой класс инверторов – инверторы тока, которые формируют в нагрузке ток, а напряжение является реакцией нагрузки на этот ток.

В классе автономных инверторов на полностью управляемых ключах мы будем рассматривать только инверторы напряжения.

Инверторы тока были уже рассмотрены нами при изучении зависимых инверторов на тиристорах с естественной коммутацией (ведомых сетью). Там приблизительно трапецевидная форма тока обеспечивалась за счет последовательно включенной с нагрузкой индуктивности L_d теоретически бесконечно большой величины (рис. 2.18 г и 2.20 г)

Определим некоторые параметры периодического режима работы инвертора (рис. 2.25 а), рассматривая электромагнитный процесс внутри одного из периодов. Например, для первого полупериода $\frac{T}{2}$ уравнение равновесия напряжений можно записать как

$$0 \leq t \leq \frac{T}{2}$$

$$L \frac{dI}{dt} + IR = U, \text{ или } T_e \frac{dI}{dt} + I = \frac{U}{R}.$$

Если начальное значение тока при $t = 0$ равно $I(0) = -I_{\max}$ (рис. 31 а),
то

$$I = -I_{\max} e^{-\frac{t}{T_e}} + \frac{U}{R} (1 - e^{-\frac{t}{T_e}}) \quad (2.40)$$

Здесь электромагнитная постоянная цепи $T_e = \frac{L}{R}$, (с).

В силу периодичности процесса можно полагать, что при $t = \frac{T}{2}$, ток $I\left(\frac{T}{2}\right) = I_{\max}$. Таким образом,

$$I_{\max} = -I_{\max} e^{-\frac{T}{2T_e}} + \frac{U}{R} (1 - e^{-\frac{T}{2T_e}})$$

$$I_{\max} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2T_e}}}{1 + e^{-\frac{T}{2T_e}}}$$

Обозначая отношение $\frac{T_e}{T} = \zeta$, получим амплитуду тока нагрузки

$$I_{\max} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{1}{2}\zeta}}{1 + e^{-\frac{1}{2}\zeta}} \quad (2.41),$$

Или в безразмерном виде $\left(i = \frac{IR}{U}\right)$

$$i_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{1}{2}\zeta}}{1 + e^{-\frac{1}{2}\zeta}}$$

С увеличением параметра ζ за счет увеличения индуктивности нагрузки (увеличение T_e) или увеличения частоты переключения инвертора (уменьшение периода T) амплитуда тока i_{\max} уменьшается, причем эта амплитуда может быть сделана как угодно малой по сравнению с уровнем тока через нагрузку, включенную на постоянное напряжение:

$$I_{\max} = \frac{U}{R}.$$

Определим время t_1 прохождения тока I через ноль на первом полупериоде (рис. 2.25 б). В уравнение (2.40) подставим $I = 0$, $t = t_1$ и решим его относительно времени t_1 . В результате получим

$$t_1 = T_e \ln(1 + i_{\max}), \quad (2.42)$$

где относительная амплитуда тока определяется согласно (2.41).

Определим среднее значение тока, потребляемого от источника питания за полупериод

$$\langle I \rangle = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I dt.$$

Для вычисления этого выражения не обязательно следует подставлять под знак интеграла решение для мгновенного тока (2.40).

Можно воспользоваться более удобным приемом.

Перепишем дифференциальное уравнение равновесия напряжений, придав ему безразмерный вид, путем деления всех членов на величину базового тока $I_\delta = \frac{U}{R}$:

$$0 \leq t \leq \frac{T}{2}$$

$$T_e \frac{di}{dt} + i = 1; \quad i = \frac{I}{I_\delta} \quad (2.43)$$

Проинтегрируем почленно это уравнение в пределах от 0 до $\frac{T}{2}$

$$T_e \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{di}{dt} \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = \frac{T}{2}$$

Заметим, что $T_e \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{di}{dt} \cdot dt = T_e \int_{i(0)}^{i(\frac{T}{2})} di = T_e \cdot 2i_{\max}$ поскольку $i(0) = -i_{\max}$, $i(\frac{T}{2}) = i_{\max}$

Отсюда следует, что среднее значение тока в нагрузке будет равно

$$\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = 1 - \frac{4T_e}{T} i_{\max} = 1 - 4\zeta \cdot i_{\max}$$

$$\langle i \rangle = 1 - 4\zeta \cdot i_{\max} = 1 - 4\zeta \frac{1 - e^{-1/2\zeta}}{1 + e^{-1/2\zeta}} \quad (2.44)$$

$$\langle I \rangle = \frac{U}{R} \langle i \rangle$$

Действующее значение тока нагрузки определяются как

$$i_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i^2 dt}$$

Для вычисления интеграла от квадрата мгновенного тока i опять воспользуемся приведенным приемом. Умножим обе части уравнения (2.43) на i и учтем, что

$$i \frac{di}{dt} = \frac{1}{2} \frac{di^2}{dt}$$

После умножения на i получим новое уравнение:

$$\frac{1}{2}T_e \frac{di^2}{dt} + i^2 = i \quad (2.45)$$

Проинтегрируем почленно уравнение (2.45) в пределах от 0 до $\frac{T}{2}$:

$$\int_0^{\frac{T}{2}} i^2 dt = \int_0^{\frac{T}{2}} i dt - \frac{1}{2}T_e \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{di^2}{dt} \cdot dt = \int_0^{\frac{T}{2}} i dt - \frac{1}{2}T_e \int_{i^2(0)}^{i^2\left(\frac{T}{2}\right)} di^2 = \int_0^{\frac{T}{2}} i dt - \frac{1}{2}T_e \left(i^2\left(\frac{T}{2}\right) - i^2(0) \right)$$

Но в силу условия периодичности $i\left(\frac{T}{2}\right) = -i(0)$, поэтому $i^2\left(\frac{T}{2}\right) - i^2(0) = 0$, и, таким образом

$$\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i^2 dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = \langle i \rangle$$

Действующее (эффективное) значение тока нагрузки будет

$$i_e = \sqrt{\langle i \rangle} = \sqrt{1 - 4\zeta \frac{1 - e^{-1/2\zeta}}{1 + e^{1/2\zeta}}} \quad (2.46)$$

$$I_e = I_\delta i_e = \frac{U}{R} \cdot i_e$$

Определим среднее значение токов через обратный диод VD и транзистор V для схемы инвертора (рис. 2.25 а)

$$\langle i_{VD} \rangle = \frac{2}{T} \int_0^{t_1} i dt$$

Интегрируя почленно уравнение (2.43) в пределах от 0 до t_1 , имеем

$$\int_0^{t_1} i dt = t_1 - T_e \int_0^{t_1} \frac{di}{dt} \cdot dt = t_1 - T_e \int_{-i_{\max}}^0 di = t_1 - T_e i_{\max}$$

Формально значение площади, которую мы сейчас вычислили, под огибающей тока диода имеет отрицательное значение (см. рис. 2.25 в). Нас будет интересовать абсолютное значение этой величины, поскольку мы вычисляем средний ток. Поэтому следует изменить знак в вычисленном интеграле

$$\left| \int_0^{t_1} i dt \right| = T_e i_{\max} - t_1.$$

Подставим сюда t_1 из (2.42) и разделим результат на полупериод $\frac{T}{2}$.

В результате получим средний ток через любой из диодов VD

$$\langle i_{VD} \rangle = 2\zeta [i_{\max} - \ln(1 + i_{\max})] \quad (2.47)$$

$$\langle I_{VD} \rangle = I_\delta \cdot \langle i_{VD} \rangle$$

Действующий ток через диод VD найдем из уравнения (2.45), проинтегрировав его почленно в пределах от 0 до t_1

$$\int_0^{t_1} i^2 dt = \int_0^{t_1} i dt - \frac{1}{2} T_e \int_0^{t_1} \frac{di^2}{dt} dt = \int_0^{t_1} i dt - \frac{1}{2} T_e (i^2(t_1) - i^2(0))$$

Поскольку $i^2(t_1) = 0$, $i^2(0) = i_{\max}^2$, $\int_0^{t_1} i dt = T_e \ln(1 + i_{\max}) - T_e i_{\max}$, то подставив

эти величины в искомое выражение, получим

$$(i_{VD})_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{t_1} i^2 dt} = \sqrt{i_{\max} (i_{\max} - 2) + 2 \ln(1 + i_{\max})}$$

$$(I_{VD})_e = I_{\delta} (i_{VD})_e \quad (2.48)$$

Определим теперь средний ток через транзистор V (рис. 2.25 г)

Проинтегрируем почленно уравнение (2.43) в пределах от t_1 до $\frac{T}{2}$

$$\int_{t_1}^{\frac{T}{2}} i dt = \left(\frac{T}{2} - t_1 \right) - T_e \left(i \left(\frac{T}{2} \right) - i(t_1) \right)$$

Поскольку $i(t_1) = 0$, $i \left(\frac{T}{2} \right) = i_{\max}$, то получим, умножив интеграл на величину $\frac{2}{T}$, средний ток через транзистор

$$\langle i_V \rangle = \left(1 - \frac{2t_1}{T} \right) - \frac{2T_e}{T} i_{\max}.$$

Подставляя сюда время t_1 из (2.42), окончательно получим

$$\langle i_V \rangle = 1 - 2\zeta \ln(1 + i_{\max}) - 2\zeta \cdot i_{\max} \quad (2.49)$$

Из уравнения (2.45) почленным интегрированием в пределах от t_1 до $\frac{T}{2}$ получим действующее значение тока через транзистор:

$$(i_V)_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2}} i^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2}} i dt - \frac{T_e}{T} \left(i^2 \left(\frac{T}{2} \right) - i^2(t_1) \right)}.$$

Поскольку $i^2 \left(\frac{T}{2} \right) = i_{\max}^2$, $i^2(t_1) = 0$, $\frac{2}{T} \int_{t_1}^{\frac{T}{2}} i dt = \langle i_V \rangle$, то, используя (2.49)

получим

$$(i_V)_e = \sqrt{1 - 2\zeta \ln(1 + i_{\max}) - 2\zeta \cdot i_{\max} - \zeta \cdot i_{\max}^2} \quad (2.50)$$

Коэффициент мощности инвертора [1] определяется как

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{U \langle I \rangle}{U_n I_e},$$

где $P = U \langle I \rangle$ – активная мощность нагрузки, $S = U_n I_e$ – полная мощность нагрузки

Поскольку напряжение на нагрузке U_n для данного инвертора равно напряжению источника U , то с учетом (2.44) и (2.46)

$$\chi = \frac{\langle I \rangle}{I_e} = \sqrt{1 - 4\zeta \cdot i_{\max}} \quad (2.51)$$

Формулы (2.41), (2.44), (2.46), (2.47), (2.48), (2.49), (2.50), (2.51) позволяют произвести необходимый расчет инвертора и выбрать силовые транзисторы и диоды, способные нести заданную нагрузку по току и напряжению.

2.2.4 Пример расчета

Инвертор, изображенный на схеме рис. 2.25 а), работает от напряжения источника постоянного тока $U_d = 120В$ при частоте $f = 500Гц$. Параметры нагрузки: активное сопротивление $R = 1,5Ом$, индуктивность $2 \cdot 10^{-3} Г$.

Определить токи нагрузки и токи через полупроводниковые элементы инвертора

1. Электромагнитная постоянная и параметр ζ нагрузки

$$T_e = \frac{L}{R} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{1,5} = 1,33 \cdot 10^{-3} с$$

$$\zeta = \frac{T_e}{T} = T_e \cdot f = 1,33 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 0,665$$

2. Базовый ток (2.43)

$$I_\delta = \frac{U_d}{R} = \frac{120}{1,5} = 80 А$$

3. Амплитуда тока нагрузки (2.41)

$$i_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{1}{2 \cdot 0,665}}}{1 + e^{-\frac{1}{2 \cdot 0,665}}} = 0,359$$

$$I_{\max} = I_\delta \cdot i_{\max} = 28,7 А$$

4. Средний ток нагрузки (2.44)

$$\langle i \rangle = 1 - 4 \cdot 0,665 \cdot 0,359 = 0,045, \quad \langle I \rangle = 80 \cdot 0,045 = 3,6 А$$

5. Действующее значение тока нагрузки (2.46)

$$i_e = \sqrt{\langle i \rangle} = \sqrt{0,045} = 0,21$$

$$I_e = I_\delta \cdot i_e = 80 \cdot 0,21 = 16,97 А$$

6. Средний ток через обратный диод (2.48)

$$\langle i_{VD} \rangle = 2 \cdot 0,665 [0,359 - \ln(1 + 0,359)] = 0,069$$

$$\langle I_{VD} \rangle = 80 \cdot 0,069 = 5,56 А$$

7. Действующий ток через обратный диод (2.48)

$$(i_{VD})_e = \sqrt{0,359(0,359 - 2) + 2 \ln(1 + 0,359)} = 0,156$$

$$(I_{VD})_e = 80 \cdot 0,156 = 12,49 А$$

8. Средний ток через транзистор (2.49)

$$\langle i_V \rangle = 1 - 2 \cdot 0,665 \ln(1 + 0,359) - 2 \cdot 0,665 \cdot 0,359 = 0,114$$

$$\langle I_V \rangle = 80 \cdot 0,114 = 9,16 A$$

9. Действующий ток через транзистор (2.50)

$$(i_V)_e = \sqrt{1 - 2 \cdot 0,665 \ln(1 + 0,359) - 2 \cdot 0,665 \cdot 0,359 - 0,665 \cdot (0,359^2)} = 0,17$$

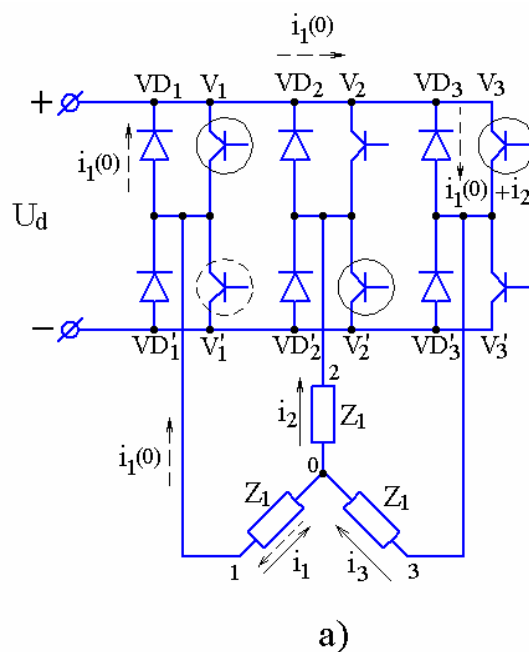
$$(I_V)_e = 80 \cdot 0,17 = 13,6 A$$

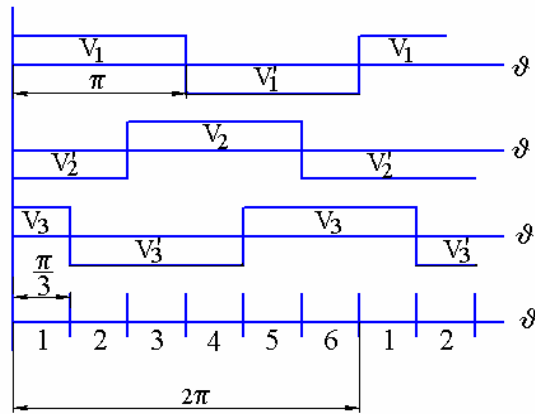
По вычисленным токам можно выбрать необходимые транзисторы и диоды, обеспечивающие данный режим работы инвертора.

2.2.5 Трехфазный инвертор с 180°-ой коммутацией.

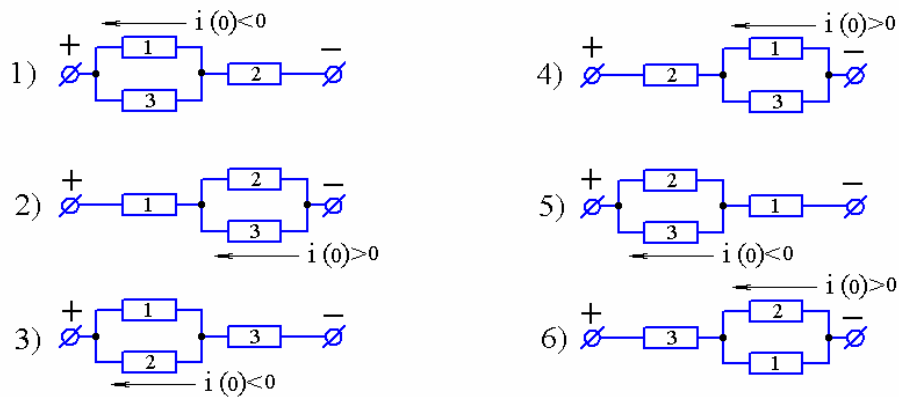
Схема мостового инвертора представлена на рис. 2.26 а). Инвертор содержит 6 транзисторов $V1-V3'$ и 6 обратных диодов $VD1-VD3'$. Трехфазная нагрузка Z может быть соединена в звезду или в треугольник.

В цепях электрических машин при питании от преобразователей чаще используется соединение фаз звездой, поскольку при питании нагрузки напряжением несинусоидальной формы в замкнутом контуре треугольника возможно возникновение контурных токов, ухудшающих КПД и другие показатели машины. Далее будем рассматривать соединение трех фаз нагрузки звездой.





б)



в)

Рис 2.26

2.2.5 а) Режим 180°-ой коммутации.

В этом режиме каждый транзистор V схемы рис. 2.26 а) открыт в течение 180° (π радиан) сетевого угла $\vartheta = \omega t = 2\pi f t = \pi$, где f – частота переменного напряжения на нагрузке. В течение интервала π ток в фазе протекает в одном направлении, а в течение последующего интервала π – в другом. Ток в фазах нагрузки протекает непрерывно.

На линейных диаграммах рис. 2.26 б) показаны сигналы включения длительностью π радиан, подаваемые для отпираания на верхние транзисторы V_1, V_2, V_3 (они условно имеют положительную полярность) и сигналы такой же длительности, подаваемые для отпираания на нижние транзисторы V_1', V_2', V_3' (они условно имеют отрицательную полярность). Отпирающие сигналы транзисторов, коммутирующих фазу 1 (V_1, V_1'), фазу 2 (V_2, V_2') и фазу 3 (V_3, V_3'), сдвинуты между собой на $\frac{2}{3}\pi$ радиан (120°).

Сопоставление диаграмм рис. 2.26 б) показывает, что через каждые $\frac{\pi}{3}$ радиан сетевого угла в системе трехфазного инвертора происходят

коммутации, связанные с переключением одного из верхних транзисторов на нижний или наоборот. Таким образом, полный период сетевого угла 2π разбивается на 6 интервалов, пронумерованных в нижней строке линейных диаграмм рис. 2.26 б). Для каждого интервала существует своя эквивалентная схема подсоединения фаз нагрузки к источнику питания постоянного тока U_d . Эти 6 эквивалентных схем, соответствующих шести межкоммутационным интервалам, представлены на рис. 2.26 в). На интервале 1 в точке $\vartheta = 0$ (рис. 2.26 б) произошло отключение транзистора $V1'$ и включение транзистора $V1$. К (+) источника питания открытыми транзисторами $V1, V3$ подключены фазы 1 и 3, а к (-) источника открытым транзистором $V2'$ подключена фаза 2. Далее переходя от интервала к интервалу и руководствуясь линейными диаграммами рис. 2.26 б), показывающими, какие из транзисторов находятся в открытом состоянии, можно составить последующие 5 эквивалентных схем.

Условимся, что направления токов в фазах считаются положительными, если токи направлены к общему узлу 0, и направления считаются отрицательными, если токи направлены от узла. Таким образом закон Кирхгоффа формулируется как

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (2.52)$$

Условимся также, что, если начало фазы подсоединено к (+) источника питания, то напряжение, приложенное к ней положительно, а если начало фазы подсоединено к (-) источника, то напряжение на ней отрицательное.

На каждой из эквивалентных схем рис. 2.26 в) показано направление начального тока фазы после ее очередного подключения к тому или иному транзистору. Например, для интервала 1 на том же рисунке в начальный момент $\vartheta = 0$ закрылся транзистор $V1'$ и открылся транзистор $V1$. В момент переключения в фазе 1 протекал ток I_1 от узла 0 к началу фазы 1 (рис. 2.26 а). Значит $I_1(0) < 0$, что и нашло отражение в эквивалентной схеме 1) на рис. 2.26 в), где направление $i(0)$ соответствует отрицательному значению тока. Рассмотрим подробно процесс коммутации для первого интервала. Все включенные транзисторы обведены сплошной линией, отключенный транзистор – пунктирной линией. Отключение транзистора $V1'$ и включение транзистора $V1$ должно привести к изменению направления тока I_1 в фазе 1. Но в начальный момент $\vartheta = 0$ направление $I_1(0)$ показано пунктирной стрелкой, и для ЭДС самоиндукции фазы 1 $L \frac{dI_1}{dt}$, возникающей при уменьшении тока I_1 , по абсолютной величине, должен образоваться некоторый контур, по которому будет замыкаться ток I_1 при уменьшении его величины до нуля. Этот контур образуется за счет обратного диода $VD1$. Ток I_1 на этапе участка коммутации ($I_1(0) \leq I_1 \leq 0$, $0 \leq \vartheta \leq \gamma$) замыкается по контуру: «фаза 1 – диод $VD1$ – транзистор $V3$ –

фаза 3 – фаза 1». На этапе коммутации ток от источника питания через вновь открытый транзистор $V1$ не подходит пока ток I_1 не упадет до нуля. После этого внутри межкоммутационного участка 1 начинается так называемый внекоммутационный интервал $\vartheta = \frac{\pi}{3} - \gamma$, на котором ток I_1 , проходит через транзистор $V1$ и его величина возрастает от нуля до уровня, определяемого параметрами инвертора и нагрузки Z . Если ток I_1 не успеет уменьшиться от величины $I_1(0)$ до нуля за время t_k соответствующее длительности интервала 1: $\vartheta = \omega t_k = \frac{\pi}{3}$, то в системе образуется другой режим коммутации, когда в точке $\vartheta = \frac{\pi}{3}$ закроется транзистор $V3$ и откроется $V3'$. В этом случае ток I_3 , ток I_2 и ток I_1 через обратные диоды $VD3'$ и $VD1$, $VD2$ замыкаются через источник питания U_d по следующим контурам.

Для тока I_1 :

«фаза 1 – диод $VD1$ – источник питания U_d – диод $VD3'$ – фаза 3 – фаза 1»

Для тока I_2 ($(I_3 = -(I_1 + I_2))$):

«фаза 2 – диод $VD2$ – источник питания U_d – диод $VD3'$ – фаза 3 – фаза 2»

Этот более сложный коммутационный режим далее рассматриваться не будет, а мы ограничимся случаем, когда коммутируемый ток успевает изменить направление на участке $0 < \vartheta < \frac{\pi}{3}$.

Напряжение на входе инвертора U_d делится между подключенными фазами пропорционально сопротивлению отдельных участков электрической цепи. Например, на первом интервале (рис. 2.26 в) фазы 1-3 соединены параллельно, а фаза 2 подсоединена к ним последовательно.

Таким образом, сопротивление параллельного участка равно $\frac{1}{2}Z_1$, общее

сопротивление цепи $Z_0 = \frac{1}{2}Z_1 + Z_1 = \frac{3}{2}Z_1$. В результате абсолютное значение напряжения, приложенного к фазе 1 и фазе 3 будет

$U_1 = U_3 = \frac{U_d \cdot \frac{1}{2}Z_1}{\frac{3}{2}Z_1} = \frac{1}{3}U_d$, а напряжение приложенное к фазе 2 по

абсолютному значению равно $U_2 = \frac{U_d Z_1}{\frac{3}{2}Z_1} = \frac{2}{3}U_d$. В Действительном

соответствии с сформированным ранее правилом $U_2 = -\frac{2}{3}U_d$, а $U_1 - U_2 = U_3 - U_2 = U_d$. Эти пояснения, а также схемы переключения 2.26 в)

позволяют представить линейную диаграмму напряжений, приложенных к фазам двигателя, изображенную на рис. 2.27.

Мы показали ранее, что в трехфазном мостовом инверторе все процессы имеют периодичность по сетевому углу, равную $\frac{\pi}{3}$ или $\frac{T}{6}$, где T – полный период волны напряжения, равный $T = \frac{1}{f}$ (f – рабочая частота инвертора).

Можно показать также, что для определения мгновенного тока любой из 3х фаз нагрузки достаточно знать мгновенные тока фаз внутри периода $\vartheta_k = \frac{\pi}{3}$, который называется коммутационным периодом.

Действительно, пусть на рис. 2.27 б) показано изменение тока фазы 1 под действием ступенчатого напряжения U_1 2.27 а), приложенного к фазе на периоде 2π сетевого угла. В целях наглядности участки кривых на межкоммутационных интервалах (участки экспонент) за 6 периодов коммутации ($6 \times \frac{\pi}{3} = 2\pi$) заменены отрезками прямых линий. На первом интервале $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ показано также изменение токов I_2 и I_3 под действием напряжений U_2 и U_3 . Сопоставляя вид напряжений U_1, U_2 и U_3 и вызванных ими токов внутри первого межкоммутационного интервала с токами I_1 на последующих интервалах, вплоть до $\vartheta = \pi$, можно видеть, что ток I_1 на участке $\frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi$ между точками 1 и 2 соответствует току I_2 на участке $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$, но с противоположным знаком, а ток I_1 на участке $\frac{2}{3}\pi \leq \vartheta \leq \pi$ соответствует току I_3 на участке $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$.

Таким образом, для построения положительной полуволны тока одной из фаз, например, 1 на полупериоде $0 \leq \vartheta \leq \pi$ достаточно знать токи всех трех фаз, но на межкоммутационном интервале $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$.

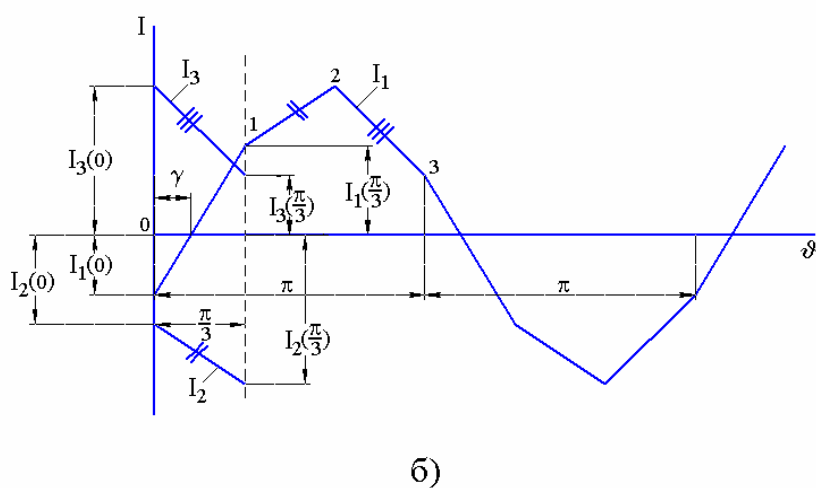
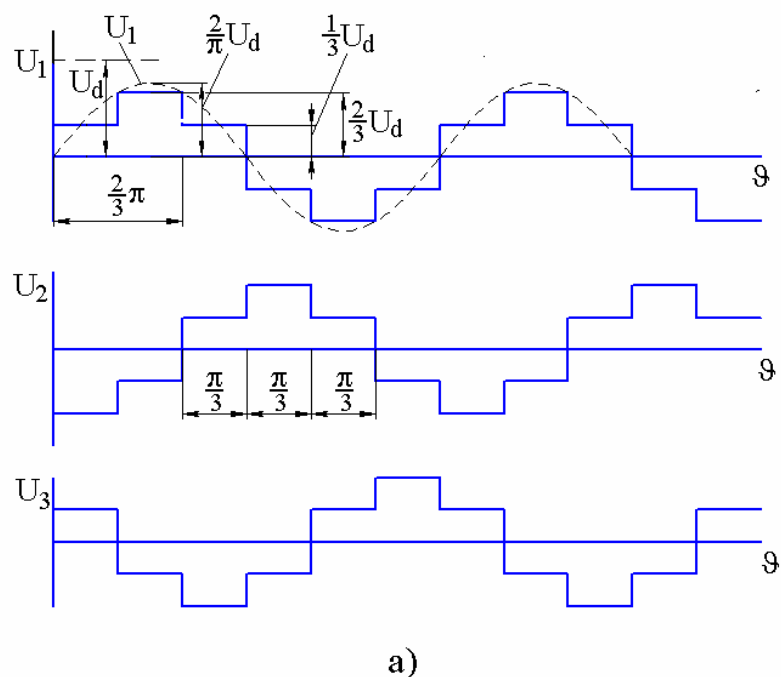


Рис. 2.27

Отрицательная полуволна I , при $\pi \leq \vartheta \leq 2\pi$ по абсолютному значению в точности равна построенной положительной.

Сказанное сформулируем в виде следующих равенств

$$I_1\left(\frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi\right) = -I_2\left(0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}\right)$$

$$I_1\left(\frac{2}{3}\pi \leq \vartheta \leq \pi\right) = I_3\left(0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.53)$$

$$0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

2.2.5 б) Определение параметров периодического режима колебаний

Теперь напомним дифференциальные уравнения для токов I_1 и I_3 фаз 1 и 3 находящихся под напряжением $\frac{1}{3}U_d$ (рис. 33 а) для участка

$$0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}, \quad \vartheta = 2\pi ft$$

$$0 \leq t \leq \frac{T}{6};$$

Уравнения записываем в безразмерных переменных, аналогичных переменных для однофазного инвертора (2.43)

$$0 \leq t \leq \frac{T}{6}$$

$$Te \frac{di_1}{dt} + i_1 = \frac{1}{3} \quad (2.54)$$

$$Te \frac{di_3}{dt} + i_3 = \frac{1}{3}$$

Здесь, как и далее $i = \frac{I}{I_\delta}$; $I_\delta = \frac{U_d}{R_1}$; $T_e = \frac{L_1}{R_1}$; L_1, R_1 – индуктивность и активное сопротивление фазы.

Решением уравнений будет

$$i_1 = i_1(0)e^{-\frac{t}{Te}} + \frac{1}{3}\left(1 - e^{-\frac{t}{Te}}\right)$$

$$i_3 = i_3(0)e^{-\frac{t}{Te}} + \frac{1}{3}\left(1 - e^{-\frac{t}{Te}}\right) \quad (2.54^*)$$

Для конца интервала $t = \frac{T}{6}$, обозначая по-прежнему $\varsigma = \frac{T_e}{T} = T_e f$, получим

$$i_1\left(\frac{T}{6}\right) = i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_1(0)e^{-\frac{1}{6\varsigma}} + \frac{1}{3}\left(1 - e^{-\frac{1}{6\varsigma}}\right) \quad (2.55)$$

$$i_3\left(\frac{T}{6}\right) = i_3\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_3(0)e^{-\frac{1}{6\varsigma}} + \frac{1}{3}\left(1 - e^{-\frac{1}{6\varsigma}}\right)$$

Но руководствуясь рис. 2.27 а) и б) и равенствами (2.53), замечаем, что

$$i_1(0) = -i_3\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$i_3(0) = -i_2\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.56)$$

$$i_1\left(\frac{\pi}{2}\right) = -i_2(0)$$

Кроме того в соответствии с (2.53)

$$i_1(0) + i_2(0) + i_3(0) = 0$$

$$i_3\left(\frac{\pi}{3}\right) + i_2\left(\frac{\pi}{3}\right) + i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0 \quad (2.57)$$

Таким образом, в системе уравнений (2.55) с использованием (2.56) и (2.57) можно положить

$$i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = -i_2(0) = i_1(0) + i_3(0)$$

$$i_3\left(\frac{\pi}{3}\right) = -i_1(0); i_3(0) = -i_2\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.57^*)$$

Подставив эти данные в систему (2.55), имеем

$$i_1(0) + i_3(0) = i_1(0)e^{-\frac{1}{6\zeta}} + \frac{1}{3}\left(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)$$

$$-i_1(0) = i_3(0)e^{-\frac{1}{6\zeta}} + \frac{1}{3}\left(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)$$

Решив уравнения относительно нескольких значений токов $i_1(0)$, $i_3(0)$ и определив, согласно (2.57) $i_2(0) = -(i_1(0) + i_3(0))$, получим

$$i_1(0) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}$$

$$i_2(0) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)\left(1 - 2e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} \quad (2.58)$$

$$i_3(0) = \frac{1}{3} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)\left(2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}$$

Определим далее токи на другом конце интервала $\vartheta = \frac{\pi}{3}$. Согласно (2.53) получаем

$$i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = -i_2(0)$$

$$i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = -i_2(0) = \frac{1}{3} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)\left(1 - 2e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}$$

$$i_3\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_1(\pi) = -i_1(0) = \frac{1}{3} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} \quad (2.59)$$

$$i_2\left(\frac{\pi}{3}\right) = -\left(i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) + i_3\left(\frac{\pi}{3}\right)\right) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)\left(2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}\right)}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}$$

$$i_1\left(\frac{2}{3}\pi\right) = i_3(0)$$

$$i_1(\pi) = i_3\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

Теперь, зная начальные условия, в соответствии с решениями уравнений (2.54), а также с учетом того, что $i_2 = -(i_1 + i_3)$, можно вычислить токи i_1, i_2, i_3 для любого момента времени (любого сетевого угла $\vartheta = \omega t = 2\pi ft$).

Определим теперь средний ток фазы за полупериод $\frac{T}{2}$ ($\vartheta = \pi$).

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{6}} i_1 dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} i_1 dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{2}} i_1 dt \right)$$

В соответствии с равенством (2.53) для токов i_1 в пределах интервалов $\frac{\pi}{3} \leq \vartheta_1 \leq \frac{2}{3}\pi$, $\frac{2}{3}\pi \leq \vartheta_1 \leq \pi$ или то же самое для $\frac{T}{6} \leq t \leq \frac{T}{3}$ и $\frac{T}{3} \leq t \leq \frac{T}{2}$ имеем

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{6}} (i_1 - i_2 + i_3) dt,$$

но $-i_2 = i_1 + i_3$, поэтому

$$\langle i_1 \rangle = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{6}} (i_1 + i_3) dt$$

Сложим оба дифференциальных уравнения относительно токов i_1 и i_3 :

$$Te \frac{d(i_1 + i_3)}{dt} + (i_1 + i_3) = \frac{2}{3}$$

Интегрируя почленно, получаем

$$\frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{6}} (i_1 + i_3) = \frac{4}{T} \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{T}{6} - Te(i_1 + i_3) \right) \Bigg|_{i_1(0)+i_3(0)}^{i_1(\frac{\pi}{3})+i_3(\frac{\pi}{3})} = \frac{4}{9} - 4\zeta \left(i_1\left(\frac{T}{6}\right) + i_3\left(\frac{T}{6}\right) - i_1(0) - i_3(0) \right)$$

Подставив значение граничных токов и (2.58), (2.59), получим

$$\langle i_1 \rangle = \frac{4}{9} \left(1 - 3\zeta \frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} \right) \quad (2.60)$$

Действующий ток фазы вычисляется как

$$(i_1)_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_1^2 dt} \quad (2.61)$$

$$\int_0^{\frac{T}{2}} i_1^2 dt = \int_0^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{2}} i_1^2 dt,$$

или, учитывая равенства (2.53),

$$\int_0^{\frac{T}{2}} i_1^2 dt = \int_0^{\frac{T}{6}} (i_1^2 + i_2^2 + i_3^2) dt \quad (2.62)$$

Умножая дифференциальные уравнения для токов i_1, i_3 соответственно на i_1 и i_3 , а также учитывая, что $i_1 + i_3 = -i_2$, приходим к системе дифференциальных уравнений относительно квадратов токов:

$$\frac{1}{2} Te \frac{di_1^2}{dt} + i_1^2 = \frac{1}{3} i_1,$$

$$\frac{1}{2} Te \frac{di_3^2}{dt} + i_3^2 = \frac{1}{3} i_3,$$

$$\frac{1}{2} Te \frac{di_2^2}{dt} + i_2^2 = -\frac{2}{3} i_2$$

Интегрируя почленно, получаем

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt &= \frac{1}{3} \int_0^{\frac{T}{6}} i_1 dt - \frac{Te}{2} \left(i_1^2 \left(\frac{T}{6} \right) - i_1^2(0) \right) \\ \int_0^{\frac{T}{6}} i_3^2 dt &= \frac{1}{3} \int_0^{\frac{T}{6}} i_3 dt - \frac{Te}{2} \left(i_3^2 \left(\frac{T}{6} \right) - i_3^2(0) \right) \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\int_0^{\frac{T}{6}} i_2^2 dt = -\frac{2}{3} \int_0^{\frac{T}{6}} i_2 dt - \frac{Te}{2} \left(i_2^2 \left(\frac{T}{6} \right) - i_2^2(0) \right)$$

Учитывая, что $-\int_0^{\frac{T}{6}} i_2 dt = \int_0^{\frac{T}{6}} (i_1 + i_3) dt$, а последний интеграл уже был найден при определении среднего тока $\langle i_1 \rangle$, можем найти действительное значение тока $(i_1)_e$ после сложения всех трех выражений (2.61). При сложении принимаем во внимание равенства (2.57*) и тогда обнаружим, что

$$i_1^2 \left(\frac{T}{6} \right) - i_1^2(0) + i_3^2 \left(\frac{T}{6} \right) - i_3^2(0) + i_2^2 \left(\frac{T}{6} \right) - i_2^2(0) = 0$$

В результате на основании (2.61) и (2.62) приходим к выражению действующего тока фазы

$$(i_1)_e = \frac{\sqrt{2}}{3} \sqrt{1 - 3\zeta \frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}} \quad (2.62)$$

Найдем среднее значение тока, потребляемого от источника питания. В соответствии с рис. 2.26 б) для первого интервала $i_d = -i_2 = |i_2|$, поэтому средний ток источника будет равен:

$$\langle i_d \rangle = \frac{6}{T} \int_0^{T/6} -i_2 dt = \frac{6}{T} \int_0^{T/6} (i_1 + i_3) dt$$

Интервал $\int_0^{T/6} (i_1 + i_3) dt$ был найден нами при вычислении среднего тока фазы. Учитывая этот предыдущий результат и усредняя его за интервал $\frac{T}{6}$, приходим к выражению

$$\langle i_d \rangle = \frac{2}{3} \left(1 - 3\zeta \frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} \right) \quad (2.63)$$

Определим теперь средний ток диода VD и средний ток транзистора V . На рис. 2.27 б) угол γ называется углом коммутации. Это сетевой угол, на котором ток переключаемой фазы (в данном случае это фаза 1) спадает до нуля. Соответственно время коммутации t_k определяется из соотношения $\gamma = 2\pi f t_k$.

На рис. 2.27 б) ток I_1 в интервале $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ проходит через обратный диод $VD1$, а в интервале $\gamma \leq \vartheta \leq \pi$ через транзистор $V1$ (рис. 2.26 а)

Время t_k и угол коммутации γ можно определить из первого решения (2.54) для ток i_1 , положив $i_1 = 0$: В этом случае время коммутации t_k и угол коммутации γ определяются в виде

$$t_k = T_e \ln \frac{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}$$

$$\gamma = 2\pi\zeta \ln \frac{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} \quad (2.64)$$

Средний за полупериод $\frac{T}{2}$ ток через обратный диод будет равен (имеем в виду абсолютное значение, поскольку $i_1 < 0$)

$$\langle i_{VD} \rangle = -\frac{2}{T} \int_0^{t_k} i_1 dt$$

Интегрируя почленно первое уравнение (2.54), получим

$$\int_0^{t_k} i dt = \frac{1}{3} t_k - T_e (i_1(t_k) - i_1(0)) = \frac{1}{3} t_k + T_e i_1(0)$$

Подставив сюда $i_1(0)$ из (2.58) и t_k из (2.64), будем иметь

$$\langle i_{VD} \rangle = \frac{2}{3} \zeta \left[\frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} - \ln \frac{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}} \right] \quad (2.65)$$

Определим теперь средний ток транзистора $\langle i_V \rangle$.

$$\langle i_V \rangle = \frac{2}{T} \left[\int_{t_k}^{T/6} i_1 dt + \int_{T/6}^{T/3} i_1 dt + \int_{T/3}^{T/2} i_1 dt \right]$$

Проведав необходимые вычисления, можно показать, что средний ток транзистора

$$\langle i_V \rangle = \langle i_1 \rangle - \langle i_{VD} \rangle \quad (2.66)$$

где $\langle i_1 \rangle$ – средний ток фазы по (2.60),

$\langle i_{VD} \rangle$ – средний ток диода по (2.65)

Аналогичным методом могут быть найдены действующие токи через диод и транзистор. Значения этих выражений мы не приводим. Заметим, что максимальное значение тока через диод и транзистор в соответствии с рис. 2.27 б) будут

$$(i_{VD})_{\max} = |i_1(0)|, \quad (i_x) = |i_3(0)|,$$

где $i_1(0)$ и $i_3(0)$ из формул (2.58).

Коэффициент мощности рассматриваемого инвертора определяется как

$$\chi = \frac{P}{S}$$

$P = U_d I_d = U_d I_\delta i_d$ – активная мощность, поступающая в нагрузку

$S = 3(U_\phi)_e \cdot (I_\phi)_e$ – полная мощность нагрузки

Действующие значения фазного напряжения и тока будут

$$(U_\phi)_e = U_d (U_1)_e; \quad (I_\phi)_e = I_\delta (i_1)_e$$

Эффективное значение фазного напряжения ступенчатой формы (рис. 2.27 а) равно

$$(U_\phi)_e = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d$$

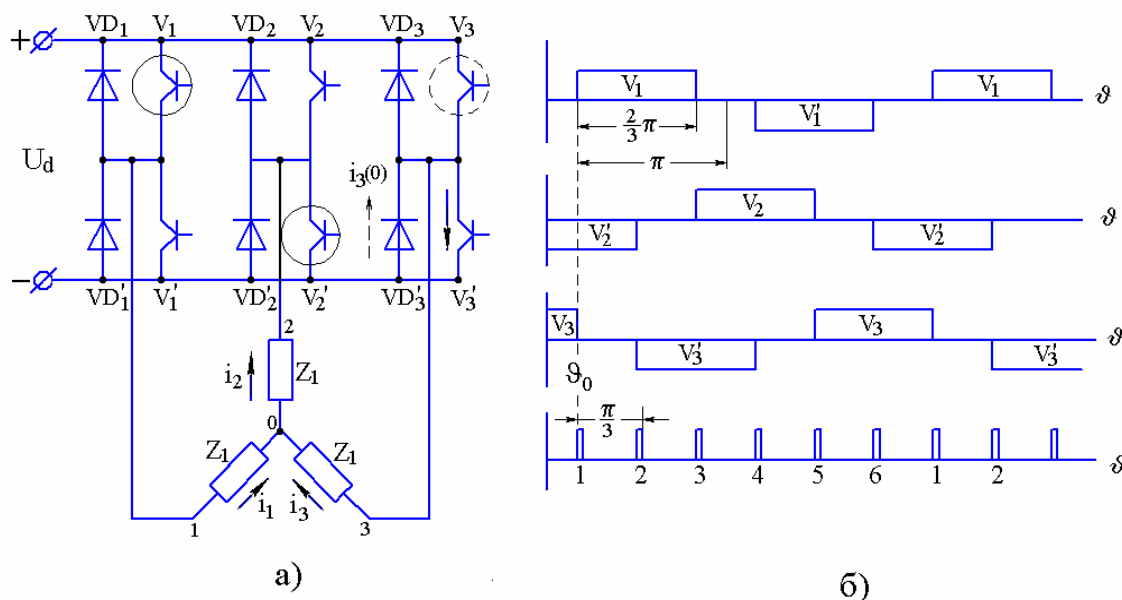
Подставив $(U_\phi)_e, (I_\phi)_e = I_\delta (i_1)_e$ в формулу χ , имеем $\chi = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{i_d}{(i_1)_e}$.

Воспользовавшись формулами (2.62) и (2.63) окончательно получим

$$\chi = \sqrt{1 - 3\zeta \frac{1 - e^{-\frac{1}{3\zeta}}}{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}} + e^{-\frac{1}{3\zeta}}}} \quad (2.67)$$

2.2.6 Трехфазный инвертор со 120°-й коммутацией

При 120°-й коммутации каждый транзистор инвертора, изображенного на рис. 2.28 а) находится во включенном состоянии на протяжении $\frac{2}{3}\pi$ сетевого угла ($\frac{1}{3}$ периода). Диаграмма включения соответствующих транзисторов представлена на рис. 2.28 б). Как и в предыдущем случае, переключения в схеме осуществляется через каждые $\frac{\pi}{3}$ радиан ($\frac{1}{6}$ периода). И таким образом, в течении периода 2π сетевого угла или T временного периода инвертора эквивалентные схемы включения фаз нагрузки имеют 6 вариантов включения, из которых на рис. 2.28 в) изображены только 3 (остальные 3 являются зеркальным отображением первых). Эти три состояния соответствуют половине периода инвертора $\pi\left(\frac{T}{2}\right)$.



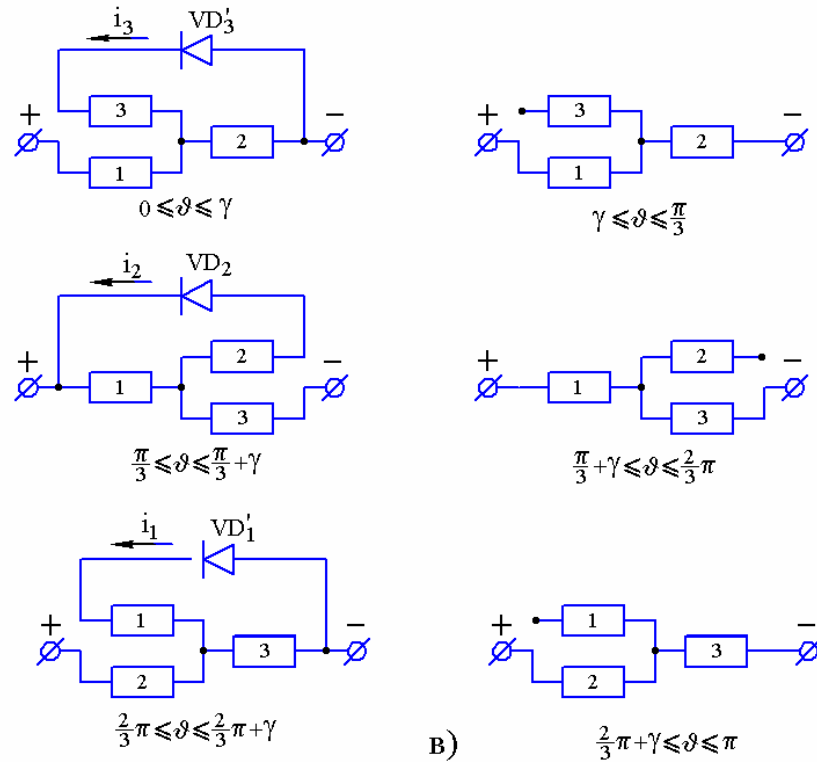


Рис. 2.28

Особенность данного способа коммутации нагрузки состоит в том, что на каждом межкоммутационном интервале $\vartheta_k = \frac{\pi}{3}$ имеются два участка: коммутационный ($0 \leq \vartheta \leq \gamma$) и внекоммутационный ($\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$).

2.2.6 а) Исследование установившегося режима колебаний

Рассмотрим первый межкоммутационный период, когда отключается транзистор $V3$ и фаза 3 и включается транзистор $V1$, и подключается фаза 1. Транзистор $V2'$ продолжает оставаться включенным. Ток отключенной фазы 3 i_3 замыкается по контуру: «фаза 3 – фаза 2 – транзистор $V2'$ – диод $VD3'$ – фаза 3» и спадает до нулевого значения. Эквивалентная схема этого участка, называемого коммутационным показана на левом рисунке для межкоммутационного периода 1 рис. 2.28 в). Коммутационный участок соответствует сетевому углу ϑ и времени t , отвечающим соотношениям вида $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ ($0 \leq t \leq t_k$). После спада тока i_3 до нуля фаза 3 оказывается обесточенной, и к источнику питания U_d подключены последовательно соединенные фазы нагрузки 1 и 2. Этот участок в пределах $\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ ($t_k \leq t \leq \frac{T}{6}$) называется внекоммутационным.

Рассмотрим, как распределяется падение напряжений на фазах от источника U_d . Необходимые разъяснения по этому поводу были сделаны в параграфе 2.2.5 а) при исследовании инвертора 180° -й коммутации.

В нашем случае, переходя от интеграла к интегралу (рис. 2.28 в), имеем:

для 1-го интервала

$$\text{при } 0 \leq \vartheta \leq \gamma \quad U_1 = \frac{2}{3}U_d; \quad U_2 = U_3 = -\frac{1}{3}U_d$$

$$\text{при } \gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \quad U_1 = -U_2 = \frac{1}{2}U_d$$

для 2-го интервала:

$$\text{при } \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} + \gamma : U_1 = U_2 = \frac{1}{3}U_d; \quad U_3 = -\frac{2}{3}U_d$$

$$\text{при } \frac{\pi}{3} + \gamma \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi : U_1 = -U_3 = \frac{1}{2}U_d \quad (2.68)$$

Для 3-го интервала:

$$\text{при } \frac{2}{3}\pi \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi + \gamma : U_2 = \frac{2}{3}U_d; \quad U_1 = U_3 = -\frac{1}{3}U_d$$

$$\text{при } \frac{2}{3}\pi + \gamma \leq \vartheta \leq \pi : U_2 = -U_3 = \frac{1}{2}U_d$$

и т.д.

На основании сказанного на рис. 2.29 а) показана диаграмма напряжений на фазах 1, 2, 3 за период 2π сетевого угла.

Фазные напряжения U_1, U_2, U_3 имеют гораздо более сложную форму по сравнению со случаем 180° -й коммутации (рис. 2.27 а). Это объясняется наличием коммутационных провалов и всплесков фазных напряжений длительностью γ (рис. 2.29 а). Указанная сложность видна и из выражения для первой гармоники фазного напряжения для двух видов коммутации. Например, первая гармоника фазного напряжения для 180° -й коммутации (рис. 2.27 а) имеет выражение

$$U_{180}(1) = \frac{2}{\pi}U_d,$$

а первая гармоника фазного напряжения для 120° -й коммутации (рис. 2.29 а) будет равна [5]:

$$U_{120}(1) = \frac{U_d}{\pi} \sqrt{8 - 5 \cos \gamma - \sqrt{3} \sin \gamma} \quad (2.69)$$

Величина угла коммутации γ заранее неизвестна, и она, как мы увидим в дальнейшем зависит от коммутируемого тока I и электромагнитной постоянной фазы нагрузки $T_e = \frac{L}{R}$. В силу этого применение

гармонического анализа для исследования схемы инвертора со 180° -й коммутацией значительно проще чем для схемы со 120° -й коммутацией.

К достоинствам схемы 180° -й коммутации можно отнести также большую величину амплитуды первой гармоники питающего напряжения, а также более низкое значение амплитуд высших гармоник.

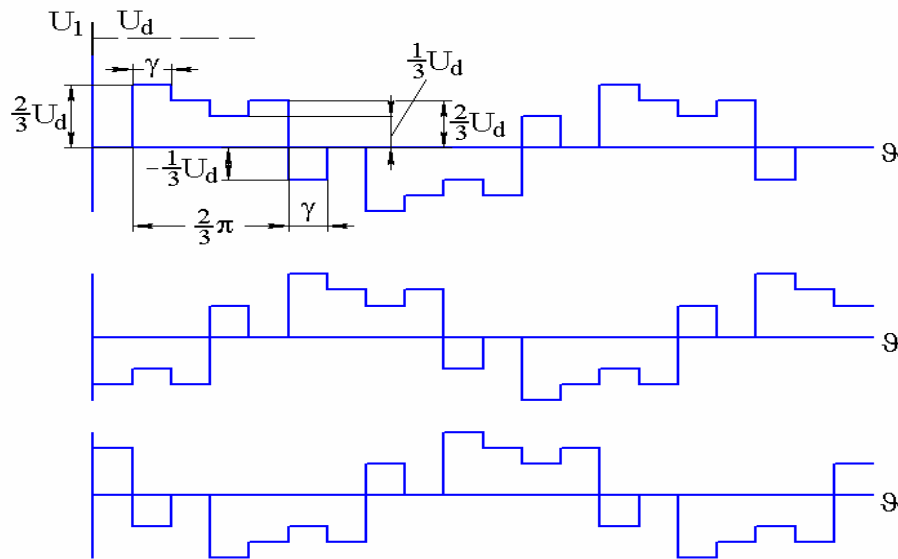


рис. 2.29 а)

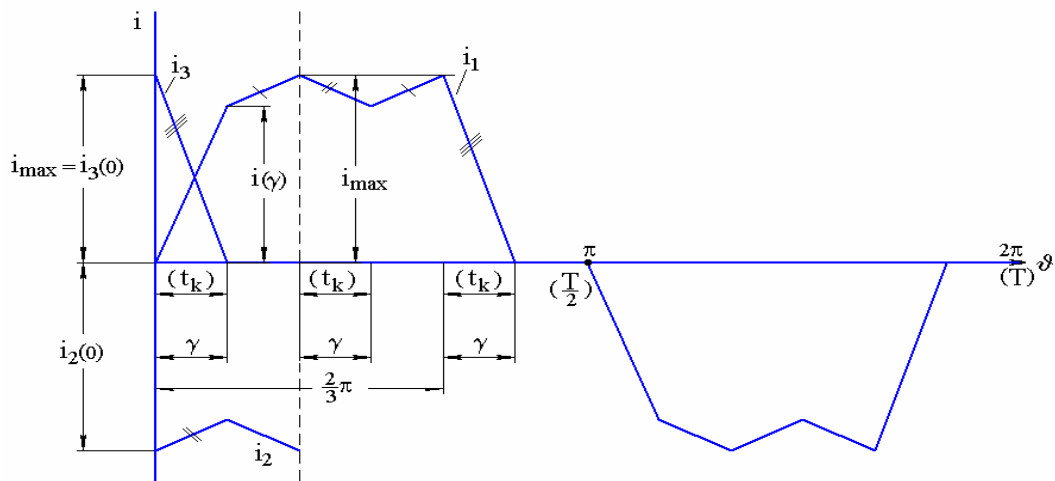


рис. 2.29 б)

Тем не менее нельзя сказать, что применение 180° -й коммутации предпочтительнее 120° -й. Дело в том, что в первом случае при одновременном включении и отключении транзисторов в одном ключе инвертора, например, на рис 2.26 а) – транзисторов $V1$ и $V1'$ возможны кратковременные сквозные короткие замыкания источника U_d , что может привести к выходу транзисторов из строя. Для исключения такого аварийного режима потребуются специальные меры (дополнительные последовательные индуктивности, задержка в переключении и т.д.). Кроме того, в цепях некоторых электрических машин (например, вентильных двигателей) схемы 180° -й коммутации показали худшие энергетические показатели по КПД и нагреву. В силу этого там нашли применение, как правило, системы 120° -й коммутации. В каждом конкретном случае применимость той или иной схемы должна быть проанализирована отдельно.

2.2.6. б) Определение параметров периодического режима.

Также как мы поступали при анализе инвертора со 180° -й коммутацией, исследуем процессы внутри одного из межкоммутационных периодов, равных $\frac{\pi}{3}$ сетевого угла или $\frac{T}{6}$ по времени периода T . Возьмем, в частности, первый интервал рис. 2.28 б) и в), на котором выделим два участка: коммутационный и внекоммутационный. Руководствуясь эквивалентными схемами рис. 2.28 в) и линейными диаграммами фазных напряжений рис. 2.29 а), можем записать уравнение равновесия напряжений на фазах 1, 2 и 3

$$0 \leq \vartheta \leq \gamma \quad (0 \leq t \leq t_k), \quad \gamma = \omega \cdot t_k$$

$$\begin{aligned} T_e \frac{di_1}{dt} + i_1 &= \frac{2}{3}, \\ T_e \frac{di_2}{dt} + i_2 &= -\frac{1}{3}, \\ T_e \frac{di_3}{dt} + i_3 &= -\frac{1}{3} \end{aligned} \quad (2.70)$$

Уравнения записаны для безразмерных токов и напряжений, также как и (2.54)

Для внекоммутационного участка $\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ ($t_k \leq t \leq \frac{T}{6}$)

$$\begin{aligned} T_e \frac{di_1}{dt} + i_1 &= \frac{1}{2}, \\ i_3 &= 0, \quad i_1 = -i_2 \end{aligned} \quad (2.71)$$

Решение уравнений для $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ ($0 \leq t \leq t_k$) будет:

$$\begin{aligned} i_1 &= i_1(0)e^{-\frac{t}{T_e}} + \frac{2}{3}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}), \\ i_2 &= i_2(0)e^{-\frac{t}{T_e}} - \frac{1}{3}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}), \\ i_3 &= i_3(0)e^{-\frac{t}{T_e}} - \frac{1}{3}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}) \end{aligned} \quad (2.72)$$

здесь известно, что $i_1(0) = 0$

Для $\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ ($t_k \leq t \leq \frac{T}{6}$):

$$i_1 = i_1(t_k)e^{-\frac{t-t_k}{T_e}} + \frac{1}{2}(1 - e^{-\frac{t-t_k}{T_e}}), \quad (2.73)$$

$$i_2 = -i_1$$

Из (2.72), полагая $i_3 = 0$, $t = t_k$ найдем время коммутации t_k и угол коммутации $\gamma = 2\pi \cdot f \cdot t_k = \frac{2\pi}{T} t_k$

$$\begin{aligned} t_k &= T_e \ln(1 + 3i_3(0)), \\ \gamma &= 2\pi\zeta \ln(1 + 3i_3(0)) \end{aligned} \quad (2.74)$$

Теперь определим токи $i_3(0), i_1(t_k)$. Этого достаточно для определения токов i_1, i_2, i_3 в любой момент времени, поскольку в силу периодичности (см. рис. 2.29 б)

$$\begin{aligned} i_3(0) &= -i_2(0) \\ i_1\left(\frac{T}{6}\right) &= i_3(0), \text{ или } i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_3(0) \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$i_2(t_k) = -i_1(t_k), \text{ или } i_2(\gamma) = -i_1(\gamma)$$

Подставим в (2.73) $t = \frac{T}{6}$ и учтем согласно (2.75), что $i_1\left(\frac{T}{6}\right) = i_3(0)$,

Подставим также в (2.72) $t = t_k$ и примем во внимание, используя (2.75), что $i_2(t_k) = -i_1(t_k) = i_1(\gamma)$

Таким образом, получаем систему уравнений относительно токов $i_3(0), i_1(\gamma)$

$$\begin{aligned} i_3(0) &= i_1(t_k)e^{-\frac{\frac{T}{6}-t_k}{T_e}} + \frac{1}{2}(1 - e^{-\frac{\frac{T}{6}-t_k}{T_e}}), \\ -i_1(t_k) &= -i_3(0)e^{-\frac{t_k}{T_e}} - \frac{1}{3}(1 - e^{-\frac{t_k}{T_e}}), \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$i_1(t_k) = \frac{2}{3}(1 - e^{-\frac{t_k}{T_e}})$$

Вычитая из третьего уравнения второе, получим

$$2i_1(t_k) = i_3(0)e^{-\frac{t_k}{T_e}} + (1 - e^{-\frac{t_k}{T_e}}) \quad (2.75^*)$$

Теперь умножим первое уравнение на 2, а уравнение (2.75*) на $e^{\frac{\frac{T}{6}-t_k}{T_e}}$ и сложим их.

В результате находим

$$i_3(0) = i_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}} \quad (2.76)$$

i_{\max} - амплитудное значение тока фазы.

Далее умножим второе уравнение (2.75) на 2 и сложим с третьим. В итоге получим:

$$i_1(t_k) = 2i_3(0)e^{-\frac{t_k}{T_e}},$$

Подставим сюда $e^{-\frac{t_k}{T_e}}$ из (2.74): $e^{-\frac{t_k}{T_e}} = \frac{1}{(1 + 3i_3(0))}$

Отсюда следует, что

$$i_1(\gamma) = i_1(t_k) = \frac{2i_{\max}}{1 + 3i_{\max}} = \frac{2(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}})}{5 - 4e^{-\frac{1}{6\zeta}}} \quad (2.77)$$

Все основные точки кривой фазного тока (рис. 2.29 б) найдены.

Далее, пользуясь изложенным ранее методом нахождения средних и действующих величин токов приступим к их определению.

Средний ток фазы нагрузки (рис.2.29 б)

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_k} i_1 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{6}+t_k} i_1 dt + \int_{\frac{T}{6}+t_k}^{\frac{T}{3}} i_1 dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{3}+t_k} i_1 dt \right]$$

Руководствуясь соотношениями (2.75), а также картиной тока на полупериоде $\frac{T}{2}$, изображенной на рис. 2.29 б), мы видим, что

$$i_1\left(\frac{T}{6} \leq t \leq \frac{T}{6} + t_k\right) = -i_2(0 \leq t \leq t_k),$$

$$i_1\left(\frac{T}{6} + t_k \leq t \leq \frac{T}{3}\right) = i_1(t_k \leq t \leq \frac{T}{6}),$$

$$i_1\left(\frac{T}{3} \leq t \leq \frac{T}{3} + t_k\right) = i_3(0 \leq t \leq t_k)$$

Отсюда следует, что средний ток

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_k} i_1 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt - \int_0^{t_k} i_2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt + \int_0^{t_k} i_3 dt \right]$$

Поскольку для соединения звездой $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, то сумма интегралов может быть представлена в виде

$$\langle i_1 \rangle = \frac{4}{T} \left[\int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt - \int_0^{t_k} i_2 dt \right] \quad (2.78)$$

Проинтегрируем почленно второе уравнение (2.70) и уравнение (2.71)

$$-\int_0^{t_k} i_2 dt = \frac{1}{3} t_k + T_e (i_2(t_k) - i_2(0)) = \frac{1}{3} t_k + T_e (i_3(0) - i_3(t_k))$$

$$\int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_2 dt = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) - T_e \left(i_1\left(\frac{T}{6}\right) - i_1(t_k) \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) - T_e (i_3(0) - i_1(t_k))$$

Сложив оба выражения и подставив эту сумму в (2.78), получаем средний ток фазы

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \frac{t_k}{T},$$

Время коммутации t_k подставим из (2.74):

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \zeta \ln(1 + 3i_{\max}) \quad (2.79)$$

или, с учетом (2.76):

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \zeta \ln\left(\frac{5 - 4e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}\right) \quad (2.80)$$

Определим теперь действующее значение тока фазы (рис.2.29 б)

$$(i_1)_e = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi+\gamma} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}+t_k} i_1^2 dt}$$

$$\int_0^{\frac{T}{2}+t_k} i_1^2 dt = \int_0^{t_k} i_1^2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{6}+t_k} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{6}+t_k}^{\frac{T}{3}} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{3}+t_k} i_1^2 dt = \int_0^{t_k} i_1^2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_0^{t_k} i_1^2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_0^{t_k} i_3^2 dt =$$

$$= \int_0^{t_k} (i_1^2 + i_2^2 + i_3^2) dt + 2 \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt$$

Для вычисления этих интегралов воспользуемся приемом, который мы применяли при анализе однофазного и трехфазного инвертора со 180°-й коммутацией. Умножим уравнения (2.70) на токи i_1, i_2, i_3 , соответственно, а уравнение (2.71) на ток i_1 и проведем почленное интегрирование. После этого можно получить действительное значение тока фазы

$$(i_1)_e = \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{1}{3} \zeta \ln(1 + 3i_{\max}) - \zeta i_{\max}} \quad (2.81)$$

где i_{\max} определяется формулой (2.76)

Средний ток обратного диода определим как

$$\langle i_{VD} \rangle = \frac{2}{T} \int_0^{t_k} i_3 dt$$

из (2.70) находим, что

$$\int_0^{t_k} i_3 dt = -\frac{1}{3} t_k + T_e i_3(0) = -\frac{1}{3} t_k + T_e i_{\max}$$

Используя (2.74), получим

$$\langle i_{VD} \rangle = 2\zeta(i_{\max} - \frac{1}{3} \ln(1 + 3i_{\max})) \quad (2.82)$$

Средний ток через транзистор будет равен

$$\langle i_V \rangle = \langle i_1 \rangle - \langle i_{VD} \rangle, \text{ или же с учетом (2.79)}$$

$$\langle i_V \rangle = \frac{1}{3} - 2\zeta i_{\max} \quad (2.83)$$

Действующий ток через диод

$$(i_{VD})_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{t_k} i_3^2 dt}$$

$$\begin{aligned}
\int_0^{t_k} i_3^2 dt &= -\frac{1}{3} \int_0^{t_k} i_3 dt - \frac{1}{2} T_e (i_3^2(t_k) - i_3^2(0)) = \frac{1}{9} t_k - \frac{1}{3} T_e i_{\max} + \frac{1}{2} T_e i_{\max}^2 = \\
&= \frac{1}{9} T_e \ln(1 + 3i_{\max}) - \frac{1}{3} T_e i_{\max} + \frac{1}{2} T_e i_{\max}^2 \\
(i_{VD})_e &= \sqrt{\frac{2}{9} \zeta \ln(1 + 3i_{\max}) - \frac{2}{3} \zeta i_{\max} + \zeta i_{\max}^2}
\end{aligned} \tag{2.84}$$

Действующий ток через транзистор

$$(i_V)_e = (i_1)_e - (i_{VD})_e \tag{2.85}$$

Средний ток источника за полупериод

$$\langle i_d \rangle = \langle i_v \rangle \tag{2.86}$$

Действующее значение фазного напряжения (рис. 2.29 а)

$$(U_1)_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_1^2 dt}$$

Из рисунка 2.29 а) можно видеть, что

$$\int_0^{\frac{T}{2}} U_1^2 dt = U_d^2 \left(\frac{1}{9} t_k + \frac{4}{9} t_k + \frac{1}{4} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) + \frac{1}{9} t_k + \frac{1}{4} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) \right) = \frac{1}{6} U_d^2 \left(\frac{T}{2} + t_k \right), \text{ отсюда следует,}$$

что

$$(U_1)_e = U_d \sqrt{\frac{1}{9} (1 + 2\zeta \ln(1 + 3i_{\max}))} \tag{2.87}$$

Действующее значение фазного напряжения на нагрузке зависит от параметров нагрузки (ζ) и от величины амплитуды тока i_{\max} . Это объясняется тем, что действующее напряжение зависит от времени коммутации фазы t_k или от угла коммутации $\gamma = \omega t_k$

Для определения коэффициента мощности χ рассматриваемого инвертора можно воспользоваться формулами

$$\chi = \frac{U_d \langle I_d \rangle}{3(U_\phi)_e (I_\phi)_e} = \frac{\langle i_d \rangle}{3(u_\phi)_e (i_\phi)_e} \tag{2.88}$$

Здесь безразмерное действующее фазное напряжение $(u_\phi)_e = \frac{U_{1e}}{U_{de}}$; $\langle i_d \rangle$ и $\langle i_\phi \rangle_e$ следует взять из (2.86), (2.83) и (2.81), соответственно.

2.2.6. в) Пример расчета.

Трехфазный инвертор со 120°-й коммутацией работает при входном напряжении $U_d = 50 \text{ В}$ и при частоте $f = 150 \text{ Гц}$ на нагрузку, соединенную звездой. Активное сопротивление фазы нагрузки $R = 0,5 \text{ Ом}$, индуктивность фазы $0,45 \cdot 10^{-3} \text{ Г}$.

Определить токи и напряжения в нагрузке, транзисторах и диодах инвертора.*

1. Электроромангнитная постоянная и параметр ζ

$$T_e = \frac{L}{R} = \frac{0,45 \cdot 10^{-3}}{0,5} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \quad \zeta = T_e \cdot f = 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 0,135$$

2. Базовый ток

$$I_{\sigma} = \frac{U_d}{R} = \frac{50}{0,5} = 100 \text{ А}$$

Далее все реальные токи выражаются как $I = I_{\sigma} \cdot i$, i - безразмерный ток

3. Амплитуда тока нагрузки (2.76)

$$i_3(0) = i_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{1}{6 \cdot 0,135}}}{2 - e^{-\frac{1}{6 \cdot 0,135}}} = 0,41, \quad I_{\max} = 100 \cdot 0,41 = 41 \text{ А}$$

4. Угол коммутации (2.74)

$$\gamma = 2\pi \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) = 0,68; \quad \gamma = 39^\circ, \quad \gamma < 60^\circ,$$

поэтому расчетный метод применен правильно

5. Средний ток нагрузки (2.79)

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) = 0,261, \quad \langle I \rangle = 0,261 \text{ А}$$

6. Действующий ток нагрузки (2.81)

$$(i_1)_e = \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{1}{3} \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) - 0,135 \cdot 0,41} = 0,384 \quad (I_1)_e = 38,4 \text{ А}$$

7. Средний ток через обратный диод (2.82)

$$\langle i_{VD} \rangle = 2 \cdot 0,135 \cdot (0,41 - \frac{1}{3} \ln(1 + 3 \cdot 0,41)) = 0,0385 \quad \langle I_{VD} \rangle = 3,85 \text{ А}$$

8. Средний ток через транзистор (2.83)

$$\langle i_V \rangle = \frac{1}{3} - 2 \cdot 0,135 \cdot 0,41 = 0,222 \quad \langle I_V \rangle = 22,2 \text{ А}$$

9. Действующий ток через диод (2.84)

$$(i_{VD})_e = \sqrt{\frac{2}{9} \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) - \frac{2}{3} \cdot 0,135 \cdot 0,41 + 0,135 \cdot 0,41^2} = 0,099$$

$$(I_{VD})_e = 9,9 \text{ А}$$

10. Действующий ток через транзистор (2.85)

$$(i_V)_e = 0,384 - 0,099 = 0,285 \quad (I_V)_e = 28,5 \text{ А}$$

11. Средний ток, потребляемый от источника (2.86)

$$\langle i_d \rangle = 0,222 \quad \langle I_d \rangle = 22,2 \text{ А}$$

* Данный метод применим только в случае, когда угол коммутации $\gamma < \frac{\pi}{3}$ (см. п.4 расчета)

12. Действующее значение фазного напряжения (2.87)

$$(u_1)_e = U_d \sqrt{\frac{1}{9}(1 + 2 \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41))} = 0,45$$

$$(U_1)_e = U_d \cdot (u_1)_e = 22,5 \text{ В}$$

13. Коэффициент мощности нагрузки (2.88)

$$\chi = \frac{0,222}{3 \cdot 0,45 \cdot 0,384} = 0,428$$

14. Максимальное напряжение на транзисторе и диоде (рис. 2.28 а)

1) При открытом нижнем диоде (например $VD3'$) напряжение на закрытом верхнем транзисторе (например $V3$) равно $(U_V)_{\max} = U_d$. То же самое относится ко всем транзисторам. Учитывая немгновенность открытия обратного диода, выбирать транзистор по напряжению следует с некоторым запасом, в частности $(U_V) \cong (2,0 \dots 2,5)U_d$

2) При открытом верхнем транзисторе (например $V3$) напряжение на нижнем диоде (например $VD3'$) равно $(U_{VD})_{\max} = U_d$. То же самое относится к любым обратным диодам схемы. Учитывая некоторый запас, можно выбирать обратный диод на напряжение $(U_{VD}) \approx 2U_d$. Быстродействие диода для исключения коммутационных перенапряжений на транзисторах должно быть достаточным.

2.3. Преобразователи частоты.

Преобразователи частоты – полупроводниковые устройства, служащие для преобразования переменного тока заданной частоты f_1 в переменный ток требуемой частоты f_2 . Существует два основных типа преобразователей частоты: преобразователь со звеном постоянного тока (рис. 2.30 а) и непосредственный преобразователь частоты (НПЧ), называемый иногда циклоинвертором (рис. 2.30 б).

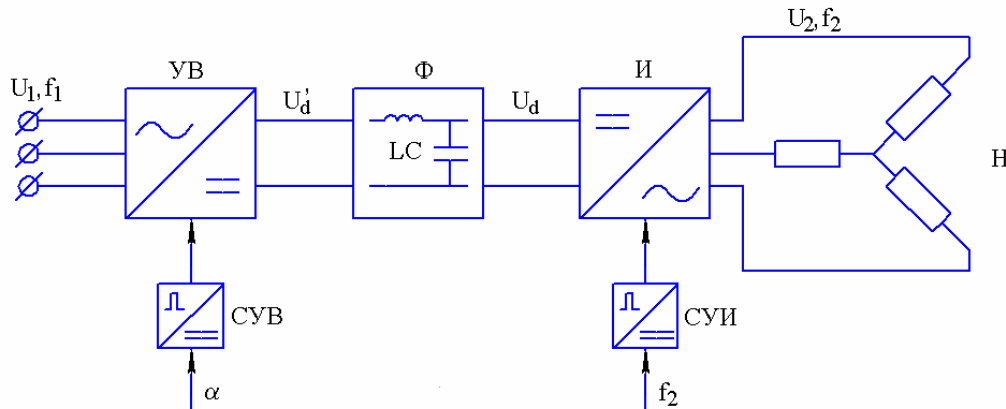


рис. 2.30 а)

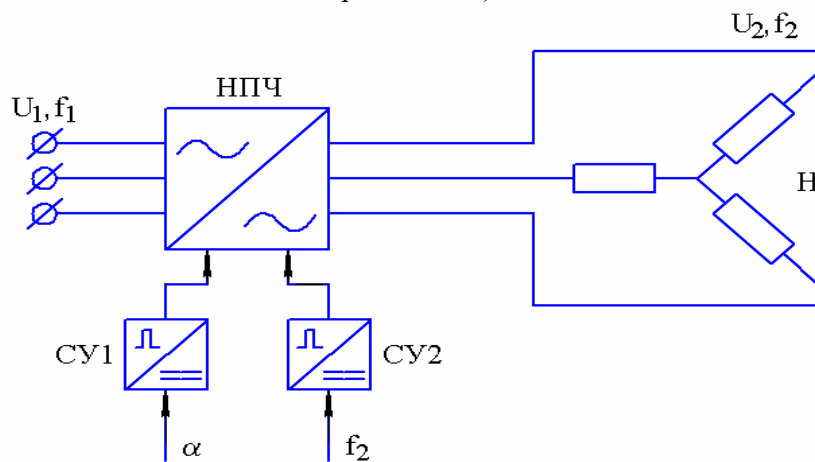


рис. 2.30 б)

2.3.1 Преобразователи со звеном постоянного тока.

Этот тип преобразователя может быть представлен блок-схемой изображенной на рис. 2.30а). На этой схеме УВ – управляемый выпрямитель, осуществляющий регулирование напряжения в звене постоянного тока U_d и, соответственно, в нагрузке Н. В частном случае в схеме преобразователя может быть использован неуправляемый выпрямитель. Система управления выпрямителем СУВ преобразует сигнал управления α в последовательность импульсов отпираания тиристорov выпрямителя сдвинутых на угол регулирования по отношению к точкам пересечения фазных напряжений, за счет чего происходит регулирование выпрямленного напряжения U_d' . Выпрямленное напряжение U_d после

фильтрации в фильтре Φ поступает на инвертор И, который преобразует его в переменное напряжение U_2 частоты f_2 . Система управления инвертором СУИ преобразует сигнал по управлению частотой f_2 в последовательность импульсов (если инвертор И выполнен на тиристорах) или последовательных сигналов определенной длительности (если инвертор выполнен на транзисторах), частота которых и будет определять выходную частоту инвертора f_2 .

В звене постоянного тока обычно устанавливается фильтр Φ того или иного типа, содержащий индуктивность L или емкость C . Если инвертор И является инвертором тока, то в качестве фильтра используется дроссель L (реактор), сглаживающий входной ток I_d . Если же инвертор И является инвертором напряжения, то в фильтре Φ используются емкость C индуктивность L , а в некоторых случаях – только емкость C , сглаживающая пульсации напряжения на выходе выпрямителя УВ. Роль емкости состоит также в обмене реактивной энергией с индуктивностью нагрузки на коммутационных интервалах инвертора.

Принцип работы выпрямителей и инверторов, входящих в рассматриваемый тип преобразователей частоты, а также их характеристики были проанализированы нами ранее. На этой основе мы можем отметить особенности функционирования и основные черты данного преобразователя:

2.3.1 а) Достоинства и недостатки преобразователя со звеном постоянного тока.

Основные достоинства преобразователя частоты состоят в следующем:

1. Независимость выходной частоты f_2 (инвертор) от входной частоты f_1 (сеть). Теоретически можно обеспечить любую по величине частоту f_2 . Частота f_2 ограничивается свойствами ключей инвертора И по быстродействию (предельные частоты переключений)
2. Простота обеспечения регулирования напряжения (выпрямитель) и выходной частоты (инвертор). Особенно удобным оказывается регулирование выходной частоты при применении полностью управляемых полупроводниковых ключей в инверторе.
3. Возможность построения преобразователей на очень большие мощности (до 30-40 МВт и более), если в инверторе используются мощные высоковольтные тиристоры. В этом случае в качестве нагрузки должна быть использована синхронная машина, обеспечивающая естественную коммутацию тириستоров за счет ЭДС вращения. Здесь ЭДС вращения синхронной машины (двигателя)

играет ту же роль, что и ЭДС сети при рассмотрении работы тиристорного инвертора на сеть переменного тока.

4. Возможность рекуперации энергии, когда в качестве нагрузки Н используется синхронный двигатель (рис. 2.30 а). В этом случае синхронный двигатель переводится в режим генератора, а инвертор И в режим выпрямителя, посредством изменения угла регулирования β . В то же время выпрямитель УВ переводится в режим инвертирования за счет увеличения угла регулирования $\alpha > 90^\circ$. Поток мощности от синхронного двигателя, работающего в генераторном режиме, поступает через инвертор И (выпрямитель) и выпрямитель УВ (инвертор) в питающую сеть U_1, f_1 . Двигатель при этом тормозится.

В то же время преобразователь со звеном постоянного тока имеет и ряд недостатков:

1. Двойное преобразование энергии в преобразователе, связанное: 1) с процессом выпрямления и 2) с процессом инвертирования. Каждый из этих процессов сопряжен с потерями энергии в отдельных преобразователях (выпрямителе и инверторе). Дополнительные потери имеют место и в фильтре Ф.
2. В случае глубокого регулирования напряжения выпрямителем возможно существенное снижение коэффициента мощности установки.
3. Большая установленная мощность оборудования, включающая выпрямитель, инвертор, фильтр и, как правило, входной трансформатор. Все это увеличивает габариты и массу всей системы, а также повышает ее стоимость.
4. Качество выходного напряжения инвертора без принятия специальных мер не слишком высоко. Выходное напряжение может заметно отличаться от синусоидального, а амплитуды высших гармоник, начиная с 3-й, могут иметь достаточно большую величину.

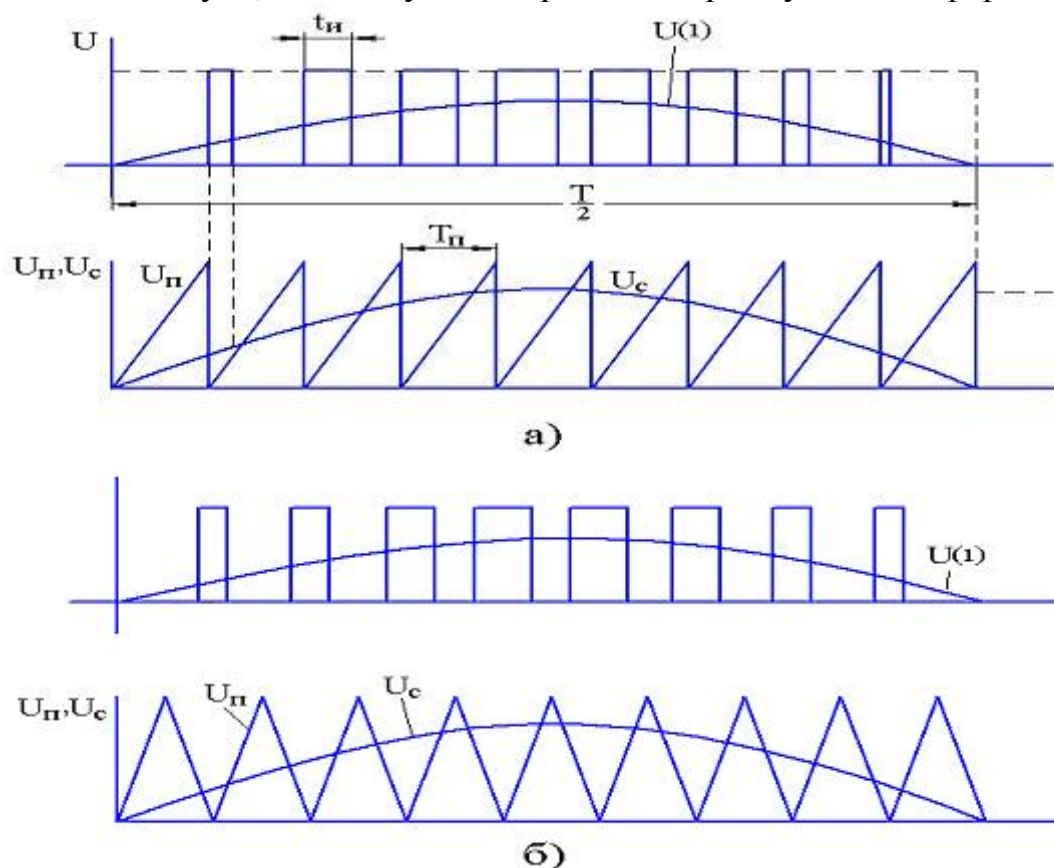
2.3.1 б) Способ улучшения гармонического состава выходного напряжения преобразователя.

Одним из методов улучшения гармонического состава выходного напряжения на выходе инвертора преобразователя частоты является метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Например, если без принятия специальных мер выходное напряжение имеет прямоугольную форму (рис. 2.25 б), то прерывая это напряжение и превращая его в последовательность импульсов, длительность которых изменяется по синусоидальному закону, можно ослабить высшие гармоники в кривой напряжения по сравнению с основной (первой)

гармоникой. На рис. 2.31 а) показан механизм такого преобразования выходного напряжения. Напряжение маломощного пилообразного напряжения U_n сравнивается с аналогичным сигнальным напряжением, имеющим форму синусоиды, U_c . Период синусоиды T совпадает с периодом выходного напряжения инвертора, а период пилообразного сигнала T_n много меньше T . На тех участках периода T , где $U_c > U_n$, возникает импульс, означающий включение инвертора преобразователя, а на участках, где $U_c < U_n$ - отключение инвертора. В результате вместо прямоугольного выходного напряжения мы получаем последовательность импульсов, длительность которых расширяется к середине полувольты выходного напряжения ($t = \frac{T}{4}$) и сужается на краях полувольты ($t = 0, \frac{T}{2}$)

Если разложить полученную последовательность в ряд Фурье, то можно обнаружить, что высшие гармоники выходного напряжения будут меньше по амплитуде, чем в случае напряжения прямоугольной формы.



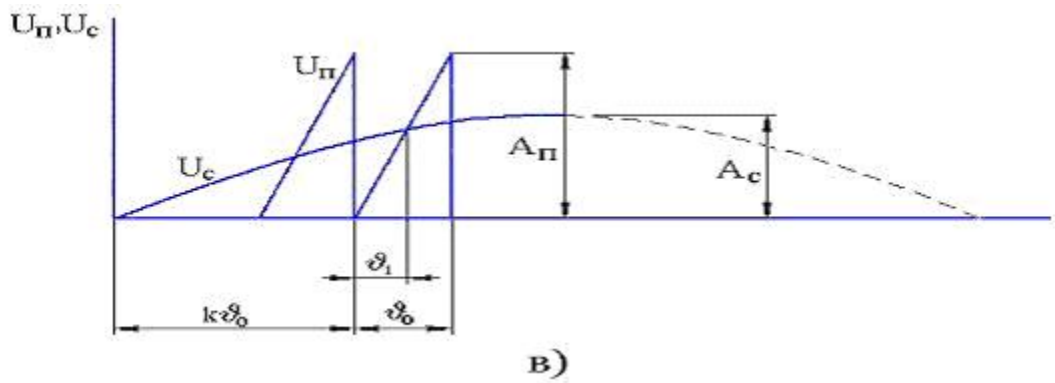


Рис. 2.31

На рис.2.31б) показан аналогичный способ формирования последовательности импульсов выходного напряжения, модулированных по ширине. Второй способ даёт несколько лучшую симметрию распределения импульсов на полупериоде $\frac{T}{2}$ за счёт симметрии пилообразного сигнала напряжения U_n .

Определим закономерность изменения угловой длительности импульсов выходного напряжения g_i и гармонический состав выходного напряжения. В качестве примера возьмём способ, относящийся к рис.31а). Найдём длительность k -го импульса на участке, где $U_c > U_n$ (рис. 2.31в).

Для участия $k+1$ -го периода пилы к $g_0 \leq g \leq (k+1)g_0$ или $0 \leq g' \leq g_0$.

Уравнение синусоиды: $U_c = A_c \sin(kg_0 + g_i)$. Уравнение пилы: $U_n = A_n \frac{g}{g_0}$.

Приравняв оба напряжения, найдём координату g_i точки пересечения синусоиды и пилы, определяющую длительность $k+1$ -го импульса выходного напряжения:

$$A_c \sin(kg_0 + g_i) = A_n \frac{g_i}{g_0} \quad \text{или} \quad g_0 \sin(kg_0 + g_i) = \bar{A} g_i \quad (2.89).$$

$\bar{A} = \frac{A_n}{A_c}$ - отношение амплитуд пилы и синусоиды.

Решение трансцендентного уравнения (2.89) позволяет определить угловую длительность импульса g_i для $k+1$ импульса (зубца) пилы.

Если n – число периодов пилы в одном периоде синусоиды

($n = \frac{T}{T_n}$), то

$$g_0 = \frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{T} T_n, \quad g_i = 2\pi \frac{t_i}{T}, \quad t_i - \text{временная длительность импульса.}$$

$$\vartheta_i \approx \frac{\sin(k\vartheta_0)}{A - \vartheta_0 \cos(k\vartheta_0)} \quad (2.90)$$

Длительность модулированных импульсов выходного напряжения инвертора изменяется приблизительно по синусоидальному закону в зависимости от порядкового номера импульса k .

Определим гармонический состав выходного напряжения инвертора, представляющего собой последовательность импульсов, длительность которых изменяется по гармоническому закону. Гармонический состав выходного напряжения инвертора для пилообразного напряжения, модулирующего длительность импульсов для рис.2.31а), может быть оценен после разложения в ряд Фурье последовательности импульсов. Ряд содержит только нечётные гармоники порядка $2m+1$, $m=0,1,2,\dots$, причём амплитуды гармоник могут быть вычислены по формуле:

$$b_{2m+1} = \frac{8}{\pi} \frac{U_d}{(2m+1)} \sum_{k=1}^{\frac{n}{4}-1} \sin(2m+1)(k\vartheta_0 + \frac{\vartheta_i}{2}) \sin(2m+1) \frac{\vartheta_i}{2} \quad (2.91)$$

При расчёте по этой формуле фактическое число импульсов n пины, входящее в период синусоиды T , следует округлить до ближайшего n , кратного 4. Обозначим амплитуды гармоник переменного напряжения прямоугольной формы высоты U_d как b'_{2m+1} . Как известно,

$$b'_{2m+1} = \frac{4}{\pi} U_d \frac{1}{2m+1}.$$

Для сравнения в таблице 2 представлены отношения амплитуд гармоник модулированного и немодулированного напряжений $\frac{(b_{2m+1})}{(b'_{2m+1})} = \overline{b_{2m+1}}$. Величина b'_{2m+1} рассчитана с использованием (2.91) и уравнения (2.89) для случая $n = 16$ $\overline{A} = 1$.

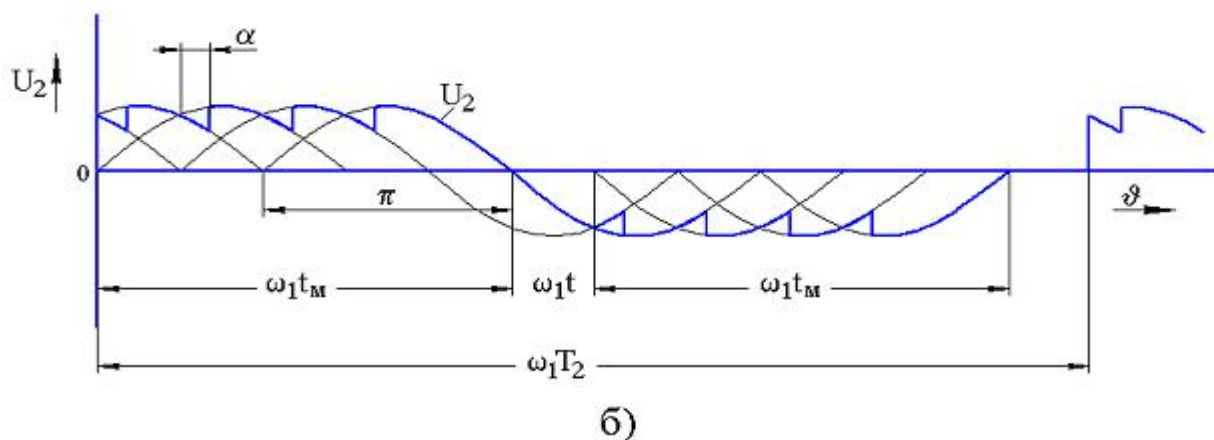
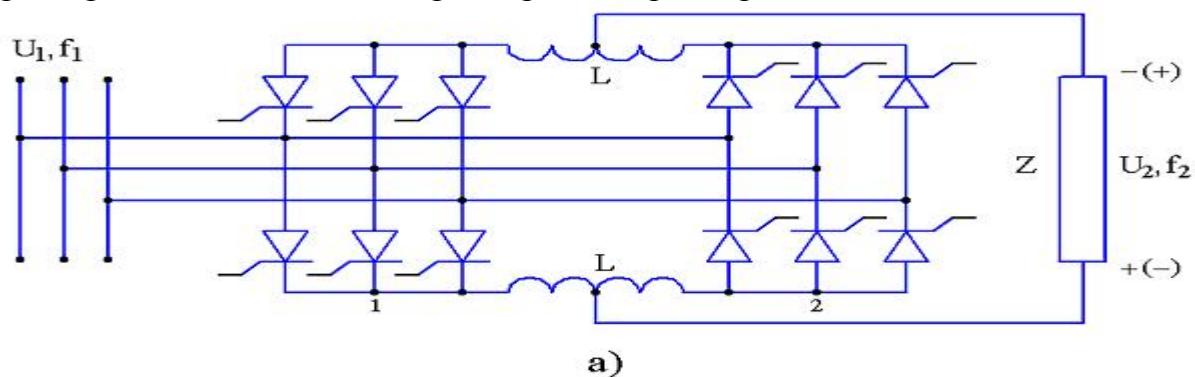
Из таблицы можно видеть, что в данном примере мы получим некоторое ослабление первой гармоники, более сильное ослабление 3-й и 7-й гармоник и усиление 5-й гармоники. Знаки минус означают, что соответствующая гармоника входит в ряд Фурье с отрицательным знаком. На степень ослабления амплитуд высших гармоник, в том числе и 5-й, можно влиять подбором числа импульсов n в периоде T (или величины периода пины ϑ_0), а также отношением амплитуд \overline{A} .

2.3.2 Непосредственные преобразователи частоты (циклоконвертеры).

2.3.2 а) Принцип работы преобразователя.

На рис 2.32а) представлена широкоприменяемая схема преобразователя частоты непосредственного типа. На этой схеме трёхфазное напряжение сети U_1 частоты f_1 преобразуется непосредственно в однофазное напряжение U_2 частоты f_2 . Схема состоит из двух тиристорных мостовых выпрямителей 1 и 2. Тиристорные мосты включаются в работу попеременно, так, что ток, проходящий через нагрузку Z , меняет своё направление. Устанавливая частоту переключения выпрямителей 1 и 2 f_2 , мы обеспечиваем преобразование частоты сети f_1 в частоту тока нагрузки f_2 .

Принцип функционирования преобразователя частоты поясняется рисунком 2.32б). Если включён мост 1, то к нагрузке Z приложено положительное напряжение U_2 (полярность без скобок). При включении моста 2 и выключении моста 1 к нагрузке прикладывается отрицательное напряжение U_2 (полярность в скобках). Здесь в интересах наглядности мы будем пренебрегать длительностью угла коммутации γ при переключении тока с тиристора на тиристор каждого моста.



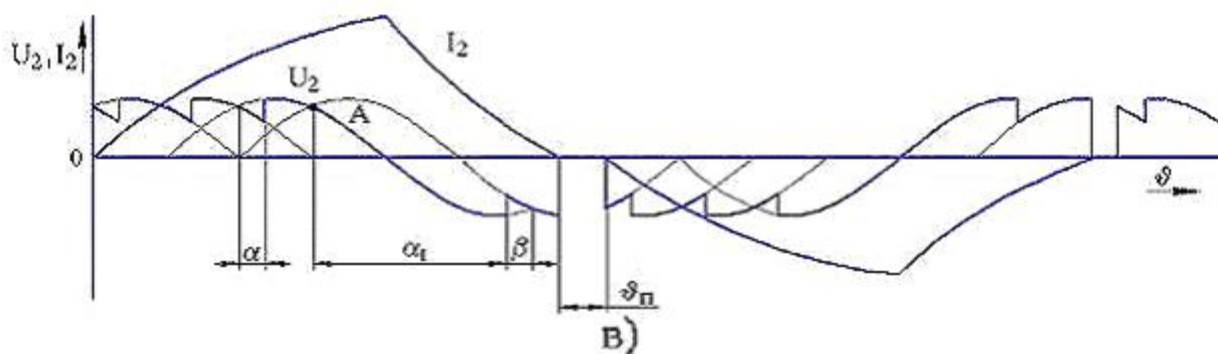


Рис. 2.32

Тиристор каждого из мостов 1 и 2 может управляться за счёт введения угла регулирования α так же, как это было рассмотрено нами ранее в разделе выпрямителей и инверторов. За счёт регулирования α уровень выходного напряжения U_2 на нагрузке может изменяться. Изменяя также продолжительность состояния подключения моста 1 и, соответственно, моста 2 к сети U_1, f_1 , мы можем изменять выходную частоту f_2 напряжения на нагрузке Z . Рисунок б) иллюстрирует характер изменения напряжения U_2 при чистоактивной нагрузке. Форма тока I_2 (на рисунке не показана) повторяет форму напряжения U_2 . Отключение моста 1 от сети происходит после посылки последнего отпирающего импульса на любой тиристор моста 1 при прохождении через нуль фазного напряжения сети, подключаемого этим тиристором. На практике, прежде чем включить мост 2 после отключения моста 1 необходимо выдержать некоторую паузу, в угловом измерении представленную на рисунке как $\omega_1 t_{\text{п}}$ ($t_{\text{п}}$ - время паузы). В течение этой паузы последний из включённых тиристоров моста 1 должен восстановить свои запирающие свойства.

Таким образом, период переменного выходного напряжения преобразователя будет представлен суммой: $\frac{1}{f_2} = T_2 = 2t_M + 2t_{\text{п}}$.

t_M - продолжительность включённого состояния каждого тиристорного моста.

$t_{\text{п}}$ - продолжительность паузы.

Из рисунка 2.32 б) видно, что период T_2 выходного напряжения U_2 всегда больше, а частота f_2 всегда меньше, чем, соответственно период T_1 и частота f_1 напряжения сети U_1 .

Однако, с точки зрения сохранения симметрии выходного напряжения, отсутствия постоянной составляющей, приемлемого гармонического состава делать f_1 и f_2 достаточно близкими по величине не следует.

На основании исследований и практического опыта принято, что f_1 и f_2 должны удовлетворять неравенству: $f_2 \leq (0.3...0.4)f_1$.

В случае активно-индуктивной нагрузки (рис.2.32в) ток нагрузки, поддерживаемый её ЭДС самоиндукции не может проходить через нуль одновременно с напряжением преобразователя. Для отключения тиристорного моста 1 в случае активно-индуктивной нагрузки следует обеспечить форсированное уменьшение тока до нуля в последних из включённых тириستоров анодной и катодной групп. Для этого следует изменить полярность на нагрузке Z путём переключения моста 1 в инверторный режим, увеличив угол регулирования α_1 в точке А на величину 90° . Под действием отрицательного напряжения, приложенного к нагрузке ток I_2 в ней падает до нуля и тиристорная группа моста 1 отключается. После паузы ϑ_n включается мост 2, и в нагрузке Z формируется отрицательная волна напряжения U_2 . Отключение группы тириستоров моста 2 осуществляется переводом её в инверторный режим также, как это было сделано для отключения моста 1.

2.3.2 б) Способ улучшения формы выходного напряжения.

Для улучшения формы тока I_2 и напряжения U_2 на нагрузке и приближения их к синусоиде обычно применяют управление углом α в соответствии с определённым законом на протяжении каждого полупериода положительной и отрицательной волн напряжения U_2 . На рис. 2.33 показан наиболее распространённый способ модуляции угла α , позволяющий приблизить выходное напряжение U_2 и ток I_2 к синусоидальной форме (рис. а). Рассмотрим принцип формирования выходного напряжения U_2 . Синхронизатор системы управления мостами генерирует импульсы в точках пересечения фазных напряжений e_A, e_B, e_C (рис. в). Эти импульсы запускают генератор пилообразного напряжения, генерирующий с началом прихода каждого импульса линейно возрастающее напряжение с периодом π по частоте сети f_1 : опорные напряжения U_0 пилообразной формы обозначены на рисунке как А, В, С в соответствии с обозначением фазных напряжений e_A, e_B, e_C . В рассматриваемом случае управляющее напряжение треугольной формы U_y имеет период T_2 , определяющий требуемую частоту выходного напряжения $f_2 = \frac{1}{T_2}$. Для отпирания тириستоров моста 1 (рис.2.32) используется треугольное напряжение U_y , обозначенное сплошной линией, а для отпирания тиристоров моста 2 – находящееся в противофазе напряжение U_y , обозначенное пунктирной линией. При достижении напряжения U_0 величины U_y : $U_0 = U_y$, то есть в точке пересечения, например, пилообразного напряжения А и управляющего U_y (точка a_1)

схема сравнения генерирует управляющий импульс, открывающий соответствующий тиристор моста 1.

Начнём рассмотрение формирования кривой выходного напряжения путём модуляции угла регулирования α с некоторой точки, характеризующей окончание первой паузы на рис. 2.33а), когда первая гармоника тока $I_2(1)$ проходит через нуль. Первый управляющий импульс генерируется в точке a_1 , и начинается выпрямительный режим работы группы тиристоров моста 1. Эта зона на рис. а обозначена как зона В. Мгновенное значение напряжения U_2 представляется участком огибающей линейного напряжения сети e_{AB} . Следующий управляющий импульс появляется в точке c_1 , где опорное напряжение пилообразной формы s пересекается с управляющим напряжением U_y . Этот импульс включает тиристор, переключающий напряжение с фазы В на фазу С, и т.д. В точке c_2 тиристоры моста 1 переводятся в инверторный режим (зона И), продолжаясь пока ток нагрузки I_2 не упадёт до нуля. Затем следует пауза, необходимая для восстановления запирающих свойств последних из отключенных тиристоров моста 1. После паузы первый импульс, включающий тиристоры моста 2 появляется в точке a_3 .

Отрицательная полуволна напряжения формируется далее на нагрузке.

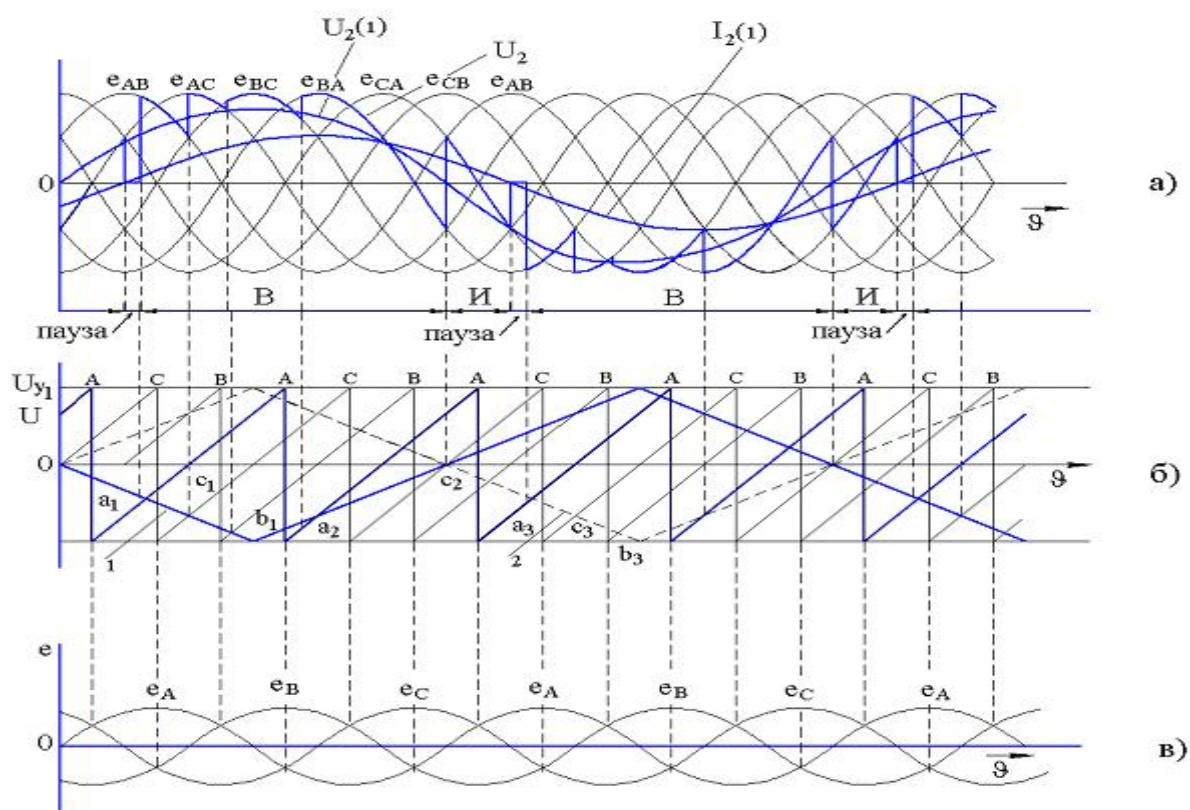


Рис 2.33

Из рисунка 2.33а) можно видеть, что благодаря модуляции угла α (изменение α по линейному закону) первая гармоническая напряжения

$U_2(1)$ и тока $I_2(1)$ выражена более отчётливо, а содержание высших гармоник много меньше, чем формирование U_2 и I_2 при постоянном угле α (рис.2.32в). Кроме поочерёдного управления тиристорами мостов 1 и 2 рассмотренного нами, возможно и одновременное управление. Этот метод состоит в том, что одновременно с работающей в выпрямительном режиме группой тиристоров моста 1, группа тиристоров моста 2 работает в инверторном режиме. В следующий полупериод группы тиристоров меняются ролями. Чтобы исключить сквозные токи при возможных коротких замыканиях тиристорных групп мостов 1 и 2, между мостами устанавливаются индуктивности (дроссели) L .

Заметим также, что если величина напряжения на нагрузке U_2 должна регулироваться, то для обеспечения формы напряжения и тока близкой к синусоиде необходимо изменять напряжение U_y не по линейному закону, показанному на рис.2.33б). В этом случае закон регулирования для группы тиристоров 1 будет:

$$\alpha_1 = \arccos(\bar{u}_2 \sin \omega_2 t),$$

а для группы 2 будет:

$$\alpha_2 = \arccos(-\bar{u}_2 \sin \omega_2 t).$$

Здесь $\bar{u}_2 = \frac{U_2}{(U_2)_{\max}}$ - относительное напряжение.

$(U_2)_{\max}$ - максимально возможное (номинальное) напряжение на нагрузке.

2.3.2. в) Трёхфазные схемы НПЧ.

Многофазные системы непосредственных преобразователей частоты могут создаваться на основе трёхфазно-однофазных преобразователей, работу которых мы только что проанализировали.

На рис.2.34а) изображена широко распространённая в мощном низкооборотном электроприводе схема трёхфазного непосредственного преобразователя частоты, питающего три фазы нагрузки Z , которая может представлять обмотку трёхфазного многополюсного двигателя. Преобразователь питается от специального трансформатора Tr , имеющего на выходной стороне 3 трёхфазных обмотки, каждая из которых соединена с трёхфазно-однофазным НПЧ, показанным на рис.2.32а). Преобразователи 1,2 и 3 управляются тремя напряжениями, сдвинутыми между собой на угол 120 градусов. Благодаря этому на фазах нагрузки Z формируются симметричные напряжения с таким же угловым сдвигом. Такая система имеет гальваническую развязку преобразователей 1,2,3 и фаз нагрузки, что способствует повышению её надёжности и простоте настройки. Однако, она требует применения специального дорогостоящего трансформатора и повышенного суммарного количества тиристоров преобразователей. Для систем средней мощности аналогичная задача

решается с помощью более простой схемы трёхфазного преобразователя, показанного на рис.2.34б).

Схема преобразователя имеет вдвое меньшее количество тиристоров по сравнению с преобразователями, входящих в систему рис.2.34а).

Схема на рис.2.34б) состоит из трёх тиристорных мостов, соединённых с основной сетью U_1, f_1 . Выходные зажимы трёх мостов соединены дросселями L . Трёхфазная нагрузка Z соединена звездой и подключена к средним токам дросселей L . Схема работает таким образом, чтобы исключить одновременное включение анодной и катодной групп тиристоров одного и того же моста. Это привело бы к короткому замыканию. Чтобы в случае такого аварийного режима исключить резкое и чрезмерное нарастание тока короткого замыкания, в системе предусмотрены упомянутые индуктивности L , которые снижают ток короткого замыкания до срабатывания защиты.

В нормальном режиме работы поочерёдно включаются анодные и катодные группы тиристоров, принадлежащих разным мостам 1,2,3. Например, при включении катодной группы, принадлежащей мосту 1 (рис.2.34б) и анодной группы моста 3 (обе группы обведены пунктирным контуром), ток I протекает в направлении стрелки, запитывая две фазы нагрузки. Такой способ поочерёдного включения, аналогичный рассмотренному нами для автономных инверторов и преобразователей частоты со звеном постоянного тока, обеспечивает трёхфазное переменное напряжение на нагрузке с частотой $f_2 < f_1$. Надо отметить, что приближение к симметричной синусоидальной форме напряжения для схемы б) более затруднено по сравнению со схемой а) рис.2.34. В схеме б) фазы нагрузки не имеют гальванической развязки и для обеспечения качества фазного напряжения должны управляться группы, принадлежащие разным мостам, что может вызвать определённое усложнение системы.

2.3.2 г) Достоинства и недостатки непосредственных преобразователей частоты.

Можно указать следующие преимущества непосредственных преобразователей частоты по сравнению с преобразователями со звеном постоянного тока.

1) Отсутствует двойное преобразование энергии в преобразователе. Процессы выпрямления и инвертирования тока объединены в одном устройстве. В цепи преобразователя со звеном постоянного тока (ПЗПТ) содержится 4 последовательно соединённых полупроводниковых прибора: 2 тиристора (выпрямитель) и 2 транзистора или тиристора (инвертор). Непосредственный преобразователь в активном режиме имеет только 2 последовательно соединённых тиристора. КПД

непосредственного преобразователя в принципе может быть выше КПД преобразователя со звеном постоянного тока.

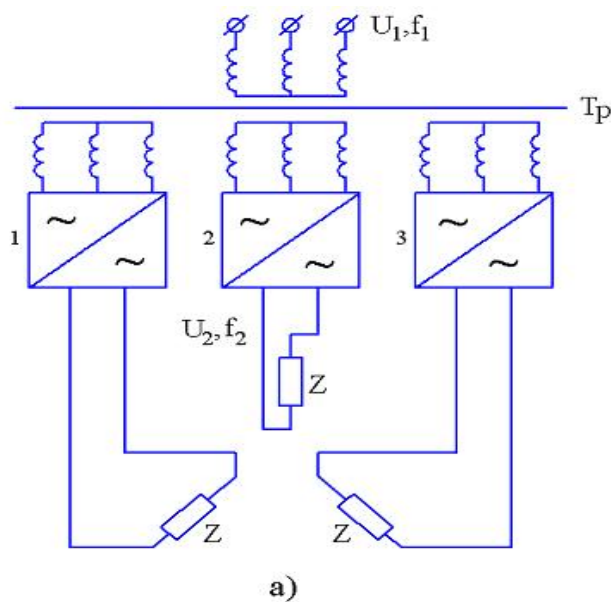
2) В большинстве областей применения НПЧ имеет форму выходного напряжения, более приближённую к синусоиде по сравнению с ПЗПТ, инвертор каждого построен на полностью управляемых полупроводниковых приборах. Это справедливо в случае, когда выходная частота f_2 НПЧ много меньше частоты сети f_1 . Улучшение гармонического состава в ПЗПТ путём повышения частоты модулированных по определённому закону импульсов в полуволне выходного напряжения приводит к дополнительным динамическим потерям.

3) НПЧ обеспечивает естественную коммутацию тиристоров за счёт напряжения сети. Это важно, когда преобразователь работает совместно с электрической машиной, не имеющей в своей электрической цепи источников ЭДС, которые могут быть использованы для коммутации тиристоров (асинхронные двигатели). Зачастую это создаёт преимущество перед преобразователями, построенными с использованием более дорогих GTO – тиристоров или IGBT – транзисторов.

4) НПЧ может обеспечить передачу энергии не только от сети потребителю, но также энергии рекуперации от нагрузки к источнику. Это оказывается весьма удобным в системах регулируемого электропривода с машинами переменного тока, где рабочий процесс сопровождается пусками, торможениями и изменением направления вращения.

5) НПЧ могут создаваться на очень большие мощности, имеющие порядок 10^4 кВт и более, а их силовая часть состоит из обычных и сравнительно недорогих тиристоров.

6) НПЧ, создаваемый по схеме, изображённой на рис.2.34б), может быть сделан достаточно компактным, поскольку функции выпрямления и инвертирования выполняются в нём одними и теми же мостами.



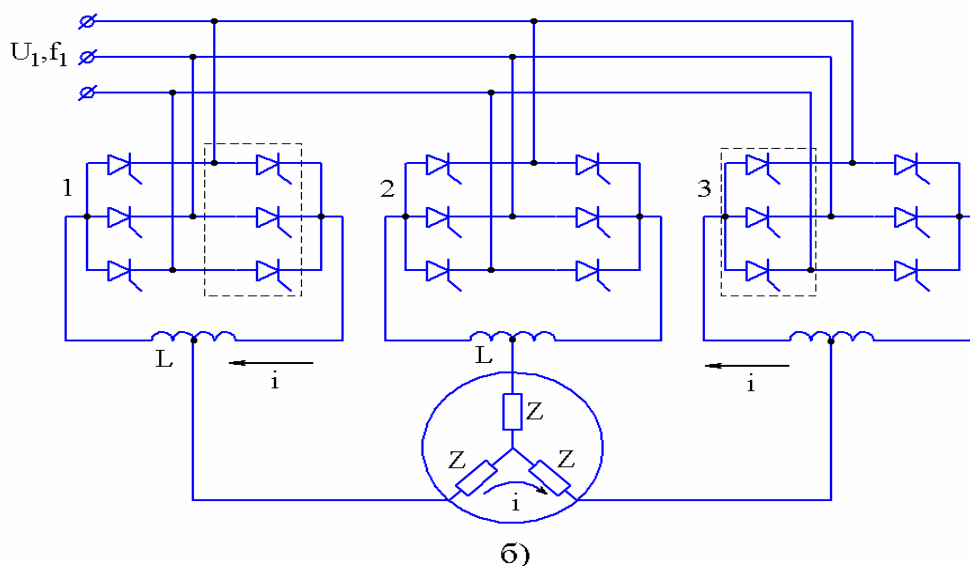


Рис 2.34

В то же время следует отметить и недостатки непосредственных преобразователей частоты, во многих случаях ограничивающие их применение или делающие это применение вообще невозможным.

1) Выходная частота f_2 должна быть значительно меньше частоты сети f_1 $f_2 < (0.3...0.4)f_1$. Если НПЧ используется в цепи питания электрического двигателя переменного тока с числом полюсов $2p$, то предельная скорость последнего будет ограничена величиной:

$$n_{\max} \approx (0.3...0.4) \frac{60f_1}{p}, \text{ об/мин.}$$

Уменьшение числа пар полюсов двигателя для увеличения n_{\max} , как правило, нецелесообразно с точки зрения его массогабаритных показателей и удорожания привода в целом.

2) Система управления НПЧ более сложна с аналогичной системой ПЗПТ, где управление напряжением и частотой осуществляются раздельно для выпрямителя и инвертора.

3) Количество силовых тиристоров в НПЧ больше чем в ПЗПТ. Например, в схеме рис.2.34б) тиристоров 18 шт., а в схеме рис.2.30а) – 12 шт. При использовании преобразователей частоты со звеном постоянного тока и непосредственных преобразователей частоты в сочетании с электрическими двигателями переменного тока на практике принято, что ПЗПТ применяется в случае, когда скорости двигателей превышают величину 900-1200 об/мин. Диапазон скоростей, при которых предпочтение следует отдать НПЧ, лежит ниже 600-900 об/мин. Исключение из этой рекомендации относится к регулируемым двигателям малой и средней мощности, где часто применяется ПЗПТ, построенный на неуправляемом диодном выпрямителе и транзисторном инверторе.