



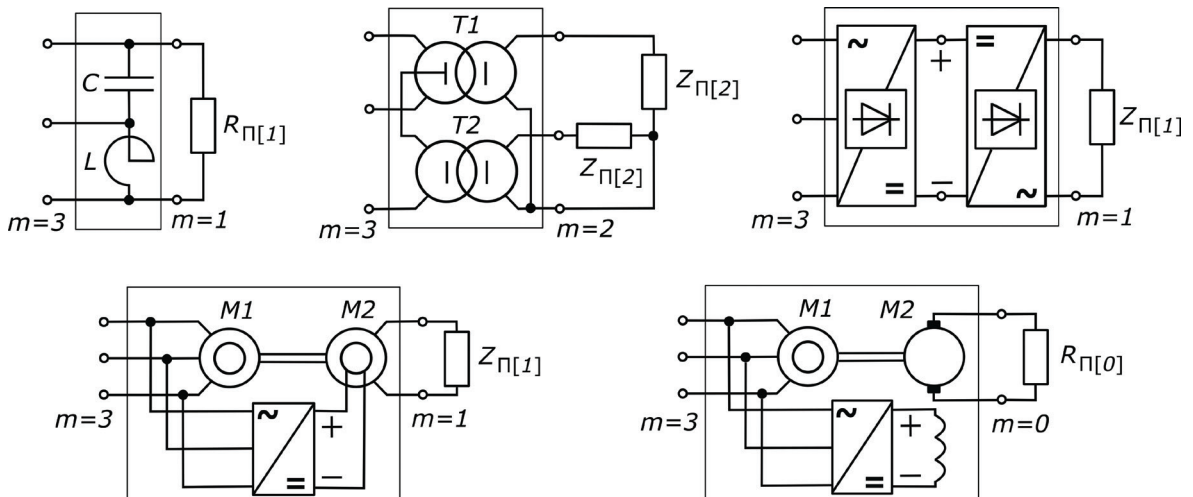
Уральский
федеральный
университет

имени первого Президента
России Б. Н. Ельцина

Уральский
энергетический
институт

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧИСЛА ФАЗ В ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Учебное пособие



Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧИСЛА ФАЗ В ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом
Уральского федерального университета
для студентов вуза, обучающихся
по направлению подготовки
13.04.02 — Электроэнергетика и электротехника

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2019

УДК 621.314(075.8)

ББК 31.261.8я73

П72

Авторы:

Назаров С. Л. (гл. 1–5), Удинцев В. Н. (гл. 4), Бычков С. А. (гл. 3),
Тарасов Ф. Е. (гл. 1), Беавоги П. (гл. 5), Абдуллаев Ж. О. (гл. 5)

Рецензенты:

кафедра «Энергетика» ФГБОУ ВО «Урал. гос. лесотехн. ун-т» (завкаф. д-р
техн. наук, проф. Шанчуров С. М.;
директор науч.-техн. центра ООО НПП «РЭЛТЭК» канд. техн. наук Фат-
куллин С. М.

Научный редактор — д-р техн. наук, проф. Сарапулов Ф. Н.

Преобразователи числа фаз в электротехнологии : учебное пособие / На-
П72 заров С. Л., Удинцев В. Н., Бычков С. А. [и др.] ; Мин-во науки и высш.
образования. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2019. — 196 с.

ISBN 978-5-7996-2925-0

В учебном пособии рассмотрены теоретические основы и электрические схе-
мы преобразователей числа фаз — устройств, предназначенных для сопряжения
специфических электроприемников (однофазных, несимметричных или нелиней-
ных трехфазных) со стандартной трехфазной сетью в целях обеспечения должного
качества электроэнергии.

Пособие рекомендовано магистрантам для выполнения курсового проекта
по модулю «Электрооборудование и электрохозяйство промышленных и граждан-
ских объектов» и для написания магистерских диссертаций, также может быть по-
лезно инженерам-электрикам.

Табл. 6. Рис. 126.

УДК 621.314(075.8)

ББК 31.261.8я73

ISBN 978-5-7996-2925-0

© Назаров С. Л., Удинцев В. Н.,
Бычков С. А., Тарасов Ф. Е.,
Беавоги П., Абдуллаев Ж. О., 2019
© Оформление. УрФУ, 2019

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие представляет собой краткое и далеко не полное изложение теории и технической реализации преобразователей числа фаз.

Пособие состоит из пяти глав, содержащих следующие разделы:

- основные понятия теории многофазных систем;
- параметрические преобразователи числа фаз — трехфазно-однофазные симметрирующие устройства и однофазно-трехфазные расщепители фаз;
- трансформаторные трехфазно-двухфазные симметрирующие устройства;
- трансформаторные умножители числа фаз для преобразования переменного тока в постоянный (мощные выпрямительные агрегаты);
- примеры моделирования преобразователей числа фаз с помощью современного программного обеспечения и некоторые результаты экспериментальных исследований.

Вопросы теории, систематизации конструкций и проектирования преобразователей числа фаз различного назначения подробно освещены в ряде отечественных и иностранных монографий [1–7], изданных в 1930–1960-х гг. К настоящему времени эти издания стали малодоступны из-за отсутствия в библиотеках вузов и платного доступа к ним в сети интернета. Современные работы в этой области посвящены практическому применению преобразователей числа фаз, техническим характеристикам и способам моделирования таких устройств. Как правило, эти работы представлены в виде публикаций в многочисленных периодических изданиях.

Целью предлагаемого пособия ставилось изложение теории, классификации, областей применения, методов моделирования преобразователей числа фаз для студентов электротехнологов.

Большое внимание уделено единству обозначений используемых величин. Так, в электротехнической литературе принадлежность некоторых величин принято обозначать нижними индексами (к первичным или вторичным обмоткам трансформатора, порядку симметричных составляющих, числа фаз, величине гармонической составляющей). Поскольку в пособии одновременно используются величины, относящиеся к различным определениям, то во избежание путаницы принято следующее обозначение индексов:

- 1, 2, 3 — обозначение величин, относящихся к обмоткам трансформатора, первичным, вторичным, третичным и т. д. (без скобок);
- (0), (1), (2) — обозначение порядка симметричных составляющих — системы Фортескью (в круглых скобках);
- [m] — число фаз преобразователей числа фаз (в квадратных скобках);
- {n} — номер временной гармонической составляющей тока или напряжения (в фигурных скобках).

ВВЕДЕНИЕ

Практически все производство, передача и распределение электроэнергии осуществляется системами переменного трехфазного синусоидального тока. Все преимущества трехфазной системы, по сравнению с системами с другим числом фаз, реализуются только при полной симметрии фазных токов и чисто синусоидальной форме токов и напряжений. Эти условия выполняются для большинства промышленных предприятий, в которых потребители электрической энергии представлены симметричными трехфазными приемниками (трехфазными двигателями переменного тока) или однофазными, равномерно распределенными между тремя фазами сети (осветительная нагрузка).

Однако в некоторых отраслях промышленности (электротехнология, электрофицированный железнодорожный транспорт) применяются мощные одно- и двухфазные приемники, а также иного рода тока — постоянного. Наличие таких приемников приводит к несимметрии или несинусоидальности токов питающей трехфазной сети, что во многом обесценивает ее техническое совершенство.

Для сохранения преимуществ трехфазной системы при питании таких приемников необходимо применение промежуточных (между сетью и приемником) устройств — преобразователей числа фаз (постоянный ток можно рассматривать как нуль-фазную систему).

ГЛАВА 1.

Назначение и теория преобразователей числа фаз

1.1. Назначение преобразователей числа фаз

Преобразователи числа фаз представляют собой устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока определенной частоты f с одним числом фаз $m_{[1]}$ в энергию с другим числом фаз $m_{[2]}$.

В настоящее время производство, передача и распределение электроэнергии осуществляется посредством трехфазной симметричной системы напряжений. Такое состояние современной электроэнергетики обусловлено следующими причинами:

- передача электроэнергии трехфазной системой, по сравнению с системами с иным числом фаз, требует наименьшего расхода металла проводников линий электропередач (меди, алюминия) и их опор (для воздушных ЛЭП) при прочих равных условиях;
- трехфазная система токов позволяет очень просто получать вращающееся магнитное поле, обеспечивающее работу широкого класса электромеханических преобразователей энергии — синхронных и асинхронных электрических машин;
- передача электроэнергии трехфазной системой позволяет обеспечивать совмещение питания как мощных трехфазных приемников, так и многочисленных маломощных однофазных (при условии их равномерного распределения по всем фазам трехфазной сети).

Несмотря на перечисленные достоинства трехфазных систем, существуют немногочисленные исключения, состоящие:

- в наличии мощных однофазных и двухфазных приемников, питаемых от трехфазной сети;
- в необходимости применения однофазных ЛЭП для питания трехфазных приемников.

Очевидно, указанные обстоятельства требуют специальных устройств — преобразователей числа фаз.

Преобразователи числа фаз находят применение в качестве следующих устройств:

- симметрирующих устройств, обеспечивающих питание мощных однофазных приемников от трехфазной сети ($m_1 = 3$, $m_2 = 1...2$);
- расщепителей фаз, обеспечивающих питание трехфазных приемников от однофазной сети ($m_1 = 1$, $m_2 = 3$);
- умножителей фаз вентильных (преобразовательных) трансформаторов для питания мощных выпрямителей ($m_1 = 3$, $m_2 = 6...24$).

По способу реализации (принципу действия) преобразователи числа фаз уместно разделить на следующие виды:

- параметрические, представляющие собой электрическую цепь с пассивными элементами (L , C), параметры которых должны иметь определенное соотношение между собой. В устройствах этого типа сети с различным числом фаз имеют гальваническую связь между собой (рис. 1.1, *а*);
- трансформаторные, в которых преобразование числа фаз основано на явлении электромагнитной индукции. В устройствах этого типа сети с различным числом фаз изолированы друг от друга (рис. 1.1, *б*);
- вентильные, в которых преобразование числа фаз происходит с промежуточным преобразованием рода тока — переменного в постоянный и постоянного в переменный. В устройствах этого типа сети с различным числом фаз имеют гальваническую связь между собой (рис. 1.1, *в*);
- электромашинные, в которых преобразование числа фаз происходит с промежуточным преобразованием электрической энергии в механическую. В устройствах этого типа сети с различным числом фаз изолированы друг от друга (рис. 1.1, *г, д*).

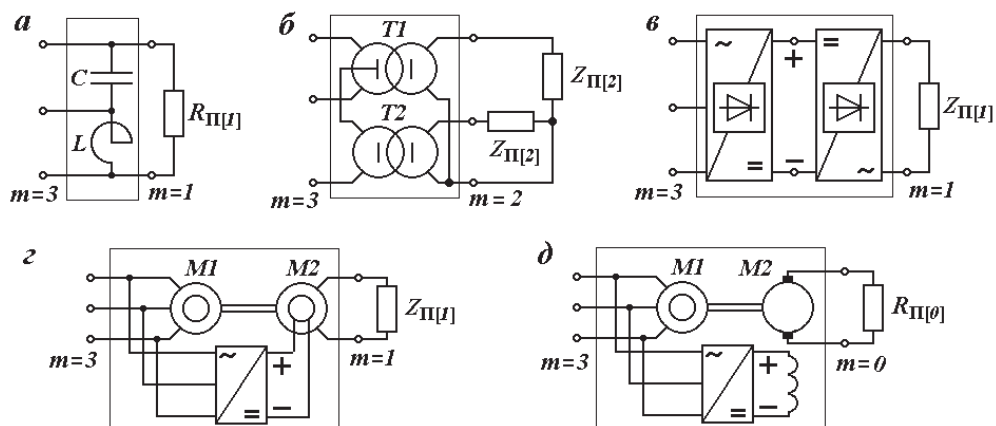


Рис. 1.1. Способы реализации преобразования числа фаз:

a — параметрический; *б* — трансформаторный; *в* — вентильные; *г*, *д* — электромашинные

1.1.1. Симметрирующие устройства

Несмотря на принципиальную возможность непосредственного подключения однофазного приемника к любой многофазной цепи, такое подключение единичного мощного приемника (единицы — десятки мегаватт) в значительной степени обесценивает достоинства трехфазных систем. Так, для трехфазной сети подключение к ней одного или двух мощных однофазных приемников приводит к значительной несимметрии токов (рис. 1.2, *a*, *в*) и, как следствие, к несимметрии напряжений.

Применение промежуточных преобразователей числа фаз (трехфазно-однофазного *A1* — рис. 1.2, *б*, трехфазно-двухфазного *A2* — рис. 1.2, *г*) для тех же случаев позволяет симметрировать токи в питающей сети и тем самым уменьшить несимметрию питающих напряжений.

Симметрирующие преобразователи числа фаз широко применяются в электротехнологии и электрофицированном железнодорожном транспорте переменного тока.

В электротехнологии преобразователи числа фаз используются как симметрирующие устройства для следующих потребителей:

- крупных индукционных тигельных печей промышленной частоты (единичных мощных однофазных приемников — рис. 1.3, *a*);

- индукционных канальных печей с числом индукционных единиц $n = 1, 2, 4$ (потребителей, состоящих из n однофазных приемников равной мощности и, следовательно, требующих преобразования в однофазную, при $n = 1$, или двухфазную систему, при $n = 2, 4$);
- печей электрошлакового переплава с одним, двумя или четырьмя электродами ($n = 1, 2, 4$; $m = 1, 2$ — рис. 1.3, б).

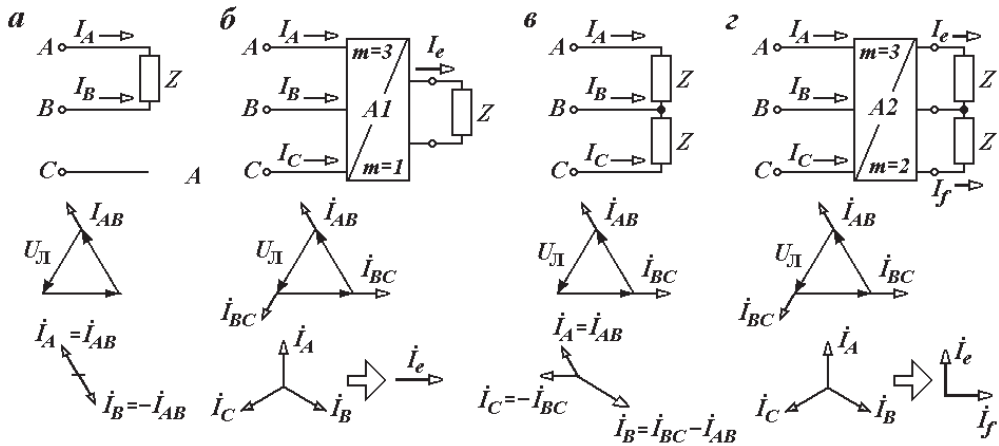


Рис. 1.2. Схемы подключения однофазных приемников и их векторные диаграммы напряжений и токов

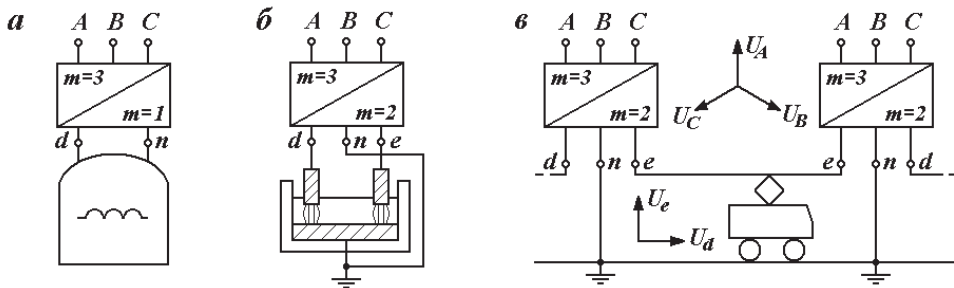


Рис. 1.3. Примеры применения симметрирующих преобразователей числа фаз

В железнодорожном транспорте переменного тока применение симметрирующих устройств обусловлено тем, что электроснабжение электровазов переменного тока осуществляется однофазной сетью с одним контактным проводом, нейтральным, образованным рельсами. Разделение контактной сети на ряд участков, питаемых одной

из фаз трехфазно–двухфазного преобразователя (см. рис. 1.3, в) позволяет равномерно распределять мощности по всем фазам трехфазной сети, а следовательно, исключать в ней несимметрию напряжений.

1.1.2. Расщепители фаз

Расщепители фаз представляют собой преобразователи однофазной системы напряжений в многофазную, чаще всего в трехфазную.

Они широко применяются:

- в бытовой технике (стиральные машины, кондиционеры и др.), в которой применение полупроводниковых расщепителей фаз (транзисторных преобразователей частоты) позволяет сочетать достоинства трехфазных электродвигателей с частотным управлением и имеющейся в распоряжении только однофазной сетью. В частности, использование таких устройств исключает провалы напряжения, обусловленные пусковыми токами асинхронных двигателей;
- электрофицированных транспортных системах — цехового, рудничного, магистрального транспорта, в которых целесообразна однофазная система напряжений, как имеющая наименьшее число проводников.

1.1.3. Умножители фаз

В ряде случаев желательно увеличение числа фаз по сравнению с промышленной трехфазной сетью. Прежде всего такое умножение числа фаз применяется в мощных выпрямительных установках.

Типичная схема мощной выпрямительной установки показана на рис. 1.4. В качестве промежуточного источника питания выпрямителей с током $I = 10 \dots 60$ кА ($A3$) от трехфазной сети ($A1$) используют специализированные трансформаторы, в которых совмещены функции преобразователя величин напряжений (силового трансформатора) и преобразователя числа фаз ($A2$). Такие трансформаторы называют преобразовательными (вентильными).

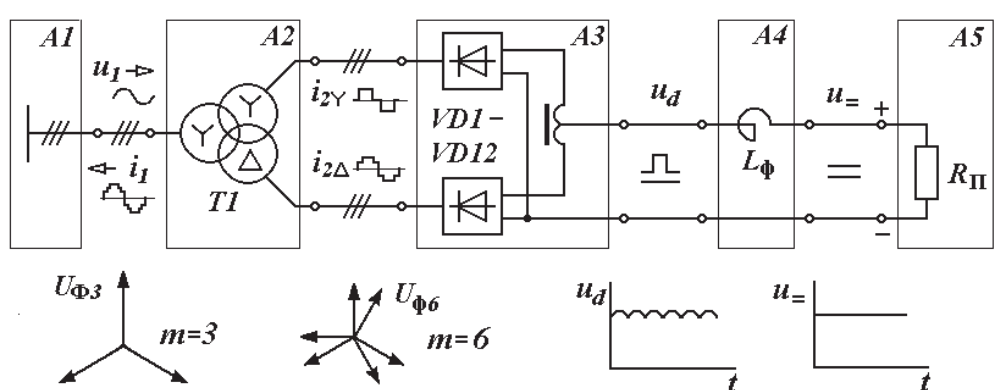


Рис. 1.4. Структурная схема мощной выпрямительной установки

Увеличение числа фаз при преобразовании переменного тока в постоянный позволяет, причем одновременно, повысить ряд их технических и экономических показателей:

- снизить величину пульсаций выпрямленного напряжения, что повышает качество электроэнергии постоянного тока и удешевляет стоимость индуктивного фильтра (A4);
- улучшить гармонический состав первичного тока трансформатора и тем самым уменьшить вредное влияние установки на питающую сеть (A1);
- уменьшить величину номинального тока полупроводниковых приборов A3 (диодов VD1–VD12) при параллельном включении выпрямителей или их номинальных напряжений при последовательном, что снижает стоимость установки в целом.

Многофазные выпрямители используются в области электролиза металлов и электрифицированного железнодорожного транспорта постоянного тока.

1.2. Теория преобразователей числа фаз

1.2.1. Основные положения теории многофазных систем

Для лучшего понимания работы преобразователей числа фаз напомним основные положения теории многофазных электрических систем [1].

Многофазная система напряжений (токов) представляет собой систему из нескольких (m) цепей переменного тока, в которых действуют m ЭДС (источников тока) одинаковой частоты с различными начальными фазами (сдвинутыми относительно друг друга на некоторые фазовые углы α). В дальнейшем число фаз той или иной величины будет указываться в виде индекса в квадратных скобках.

Образование многофазных систем показано на рис. 1.5 на примере двухфазной и трехфазной систем напряжения.

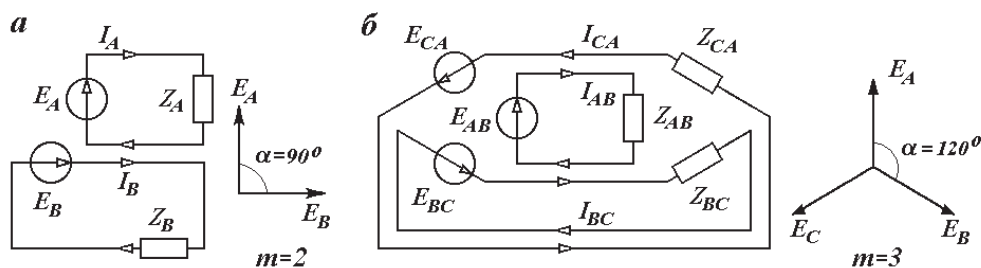


Рис. 1.5. Образование многофазных систем:
 а — двухфазной; б — трехфазной

Многофазные системы классифицируются по следующим признакам [1]:

- особенностям структуры источника питания, они разделяются на симметричные, квазисимметричные и несимметричные;
- энергетическим свойствам — уравновешенные и неуравновешенные;
- конструктивному исполнению сети (соединений, связывающих источник и приемник электрической энергии) — связанные и несвязанные.

Рассмотрим последние.

Многофазная электрическая система будет симметричной (рис. 1.6, а, б) при следующих условиях:

- равенстве амплитуд ЭДС (напряжений) источников во всех фазах;
- равенстве всех углов сдвига фаз α этих ЭДС (напряжений).

Указанные условия фактически означают равенство нулю суммы всех векторов системы

$$\sum_m \dot{E}_\Phi = 0. \quad (1.1)$$

Несимметричные системы не соответствуют определению симметричных систем (рис. 1.6, в, з).

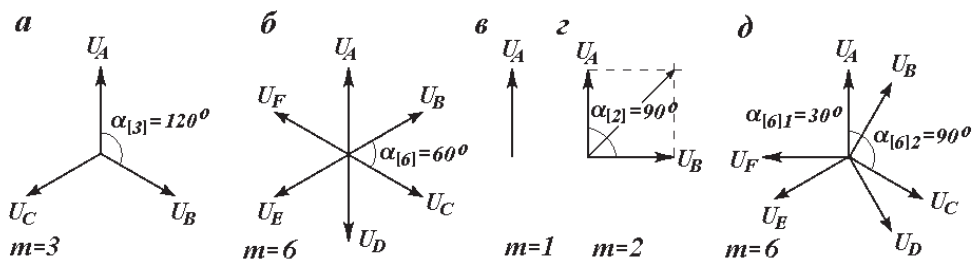


Рис. 1.6. Многофазные системы:

а, б — симметричные; в, з — несимметричные; д — квазисимметричные

Удобно выделить квазисимметричные системы, удовлетворяющие условию (1.1), — рис. 1.6, д.

Уравновешенные и неуравновешенные системы. Понятие уравновешенности многофазной системы состоит в степени изменения ее мгновенной мощности $p = ui$ в течение периода переменного тока $T = 1/f$. В таком случае уравновешенные — системы с постоянной, не зависящей от времени величиной мгновенной мощности $p = \text{const}(t)$, неуравновешенные — с периодически изменяющейся ее величиной $p = \text{var}(t)$. Суть понятия уравновешенности многофазных систем поясним следующими двумя примерами.

При определении мгновенной мощности однофазной системы положим, что начальная фаза напряжения равна ψ , сдвиг фаз между напряжением и током — φ (любой характер нагрузки $\varphi = -90^\circ \dots +90^\circ$). В таком случае величину мгновенной мощности можно найти по следующему очевидному выражению

$$p_{[1]} = ui = U_m \sin(\omega t + \psi) \cdot I_m \sin(\omega t + \psi - \varphi).$$

Используя преобразование $\sin\beta \sin\gamma = 0.5[\cos(\beta - \gamma) - \cos(\beta + \gamma)]$, получим

$$p_{[1]} = \frac{U_m I_m}{2} [\cos\varphi - \cos(2\omega t + 2\psi - \varphi)] \rightarrow \text{var}(t). \quad (1.2)$$

Как следует из уравнения (1.2), величина мгновенной мощности изменяется с удвоенной частотой тока, следовательно, любая однофазная система является неуравновешенной (рис. 1.7, а).

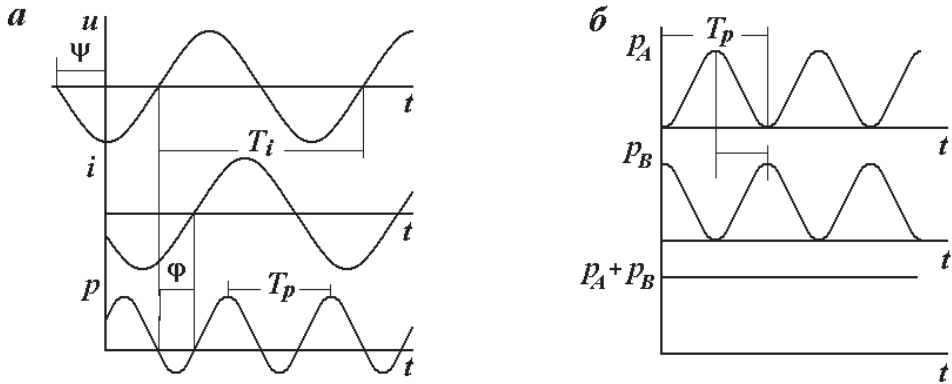


Рис. 1.7. Мгновенные мощности:

a — неуравновешенной (однофазной); *б* — уравновешенной (двухфазной) систем

Для определения мгновенной мощности двухфазной системы напряжений рассмотрим двухфазную систему напряжений по рис. 1.7, *б*, с $\alpha_{[2]} = 90^\circ$ ($\psi_A = 90^\circ$ и $\psi_B = 0^\circ$), одинаковыми величинами фазных напряжений (ЭДС) $u_A = u_B$ и с одинаковыми сопротивлениями нагрузки ($Z_A = Z_B$, $\varphi_A = \varphi_B$). Для такой системы выражение мгновенной мощности записывается следующим образом:

$$p_{[2]} = u_A i_A + u_B i_B = U_m \sin(\omega t + 90^\circ) I_m \sin(\omega t + 90^\circ - \varphi) + U_m \sin(\omega t) I_m \sin(\omega t - \varphi). \quad (1.3)$$

В результате элементарных преобразований (1.3) приходим к следующему выражению

$$p_{[2]} = \frac{U_m I_m}{2} [2 \cos \varphi - \cos(2\omega t + 180^\circ - \varphi) - \cos(2\omega t - \varphi)] = \frac{U_m I_m}{2} 2 \cos \varphi \rightarrow \text{const}(t).$$

Таким образом, здесь мгновенная мощность является величиной постоянной (не зависящей от времени), соответственно данная двухфазная система, будучи несимметричной, является уравновешенной.

Без доказательств (весьма простых) укажем, что любая симметричная или квазисимметричная многофазная система является уравновешенной.

Отметим, что преобразование уравновешенной m_1 -фазной системы в неуравновешенную m_2 -фазную непосредственно (индуктивным или кондуктивным способом) невозможно и требует применения дополнительных накопителей энергии (емкостей, индуктивностей).

Связанные и несвязанные системы. Для пояснения данных понятий рассмотрим образование многофазной системы из однофазных цепей (на примере трехфазной). Как следует из рис. 1.8, в соединительных проводах каждой однофазной цепи, токи имеют противоположное направление, что позволяет называть их прямыми и обратными проводниками.

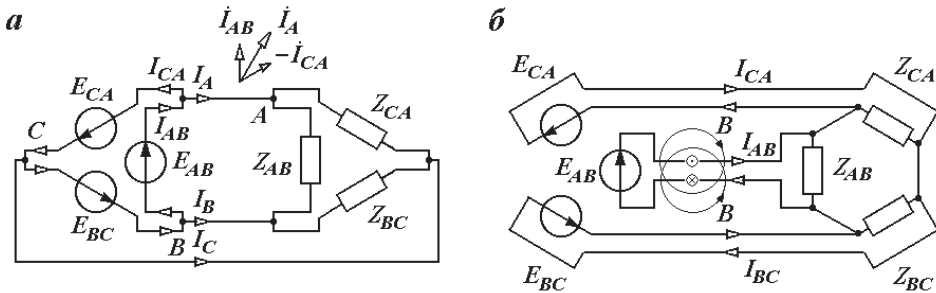


Рис. 1.8. Конструктивное исполнение трехфазных систем:
 а — связанной; б — несвязанной

Совмещение прямого и обратного проводников каждой двух соседних фаз (I_{AB} и $-I_{CA}$, I_{BC} и $-I_{AB}$, I_{CA} и $-I_{BC}$) в один общий провод создает связанную многофазную систему (см. рис. 1.8, а). Такое объединение проводников не только уменьшает их количество (с шести до трех), но и снижает их общее сечение. Так, для несвязанной системы сумма величин токов всех шести проводников составляет

$$\sum I_{\Phi} = 3 \cdot 2I_{\Phi} = 6I_{\Phi},$$

а для связанной —

$$\sum I_{\Phi} = 3 \cdot 2I_{\Phi} \cos 30^{\circ} I_{\Phi} \approx 5.16I_{\Phi}.$$

Таким образом, при одинаковой плотности тока в проводниках, сечение проводников связанной трехфазной системы будет составлять $5,16/6,0 = 0,86$ от несвязанной. По этой причине чаще всего используют именно связанные многофазные системы, позволяющие сократить число соединительных проводников, при $m > 2$, что приводит

к снижению их сечения (поскольку значения линейных токов всегда меньше суммы фазных).

На рис. 1.8, б показана несвязанная трехфазная система, в которой прямой и обратный проводники соседних фаз выполнены отдельно. Эти системы находят ограниченное применение в качестве коротких сетей (токопроводов малой длины 10–20 м для передачи значительных токов 10–100 кА). Такое исполнение трехфазной сети позволяет размещать прямой и обратный проводники каждой фазы в непосредственной близости друг от друга для снижения индуктивного сопротивления короткой сети ($X_L = \omega L$, $L = \Phi/I$), а также проявления эффекта переноса мощности.

1.2.2. Явление переноса мощности в трехфазных сетях

Явление переноса мощности возникает в токопроводах с геометрической несимметрией расположения проводников относительно друг друга (например, в одной плоскости) и состоит в увеличении полного сопротивления в одной из фаз и уменьшении — в другой. Природа этого эффекта обусловлена индуктивной связью между проводниками трехфазной сети. Как показано на рис. 1.9, а, б, каждые два проводника сети образуют проводящий контур, который сцеплен с магнитным потоком, создаваемым токами всех трех проводов. В таких контурах возникают ЭДС индукции (рис. 1.10).

При геометрически несимметричном расположении проводников фаз (неравенстве магнитных потоков контуров AB , BC , CA), значения индуктированных ЭДС контуров (E_{AB} , E_{BC} , E_{CA}) будут различны, а следовательно, будут различны и эквивалентные ЭДС (E_A , E_B , E_C) всех трех проводников сети (рис. 1.10, б). Появление неравных ЭДС в линейных проводах сети можно представить иным образом — как возникновение несимметрии токов такой сети. Поэтому при симметрии фазных напряжений (или фазных токов) и наличии симметричного приемника, распределение мощностей по фазам будет несимметричным.

Рассмотрим это явление на примере наиболее простого случая трехфазной цепи:

- в электрическом отношении — при заданной симметричной системе фазных токов, образующих симметричную систему,

$$I_A = I_\Phi e^{j0^\circ}, \quad I_B = I_\Phi e^{-j120^\circ}, \quad I_C = I_\Phi e^{j120^\circ};$$

- в геометрическом отношении — с расположением линейных проводов в одной плоскости, при равном удалении крайних проводников от среднего (рис. 1.11, *a*), т. е. со следующими соотношениями взаимных индуктивностей

$$M_{AB} = M_{BA} = M_1, \quad M_{CA} = M_2.$$

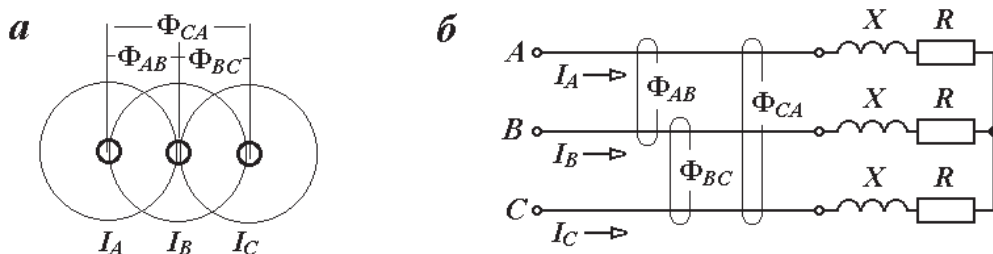


Рис. 1.9. Магнитные потоки ЭДС взаимной индукции трехфазной ЛЭП с однопрядным расположением проводников:
a — в поперечном направлении; *б* — в продольном

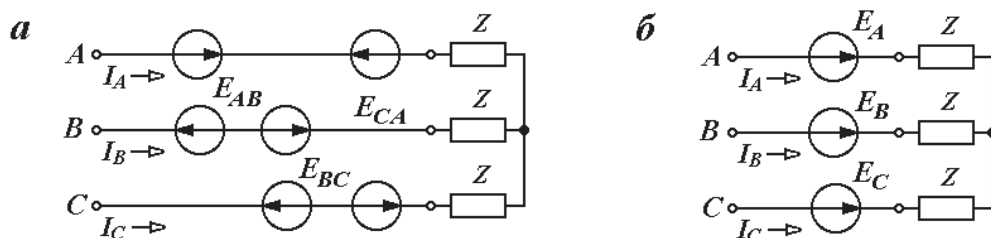


Рис. 1.10. ЭДС взаимных индукций трехфазной ЛЭП с однопрядным расположением проводников:

a — контурные индуцированные ЭДС; *б* — эквивалентные фазные ЭДС

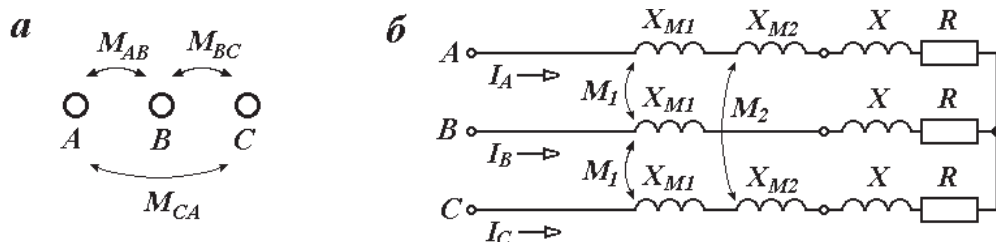


Рис. 1.11. Взаимные индуктивности трехфазной линии передач с горизонтальным расположением проводников:

a — расположение проводников сети; *б* — схема замещения сети

Схема замещения такой цепи показана на рис. 1.11, б.

Напряжения каждой фазы определим как сумму падений напряжений на сопротивлении приемника $R + jX$ и сопротивлениях взаимной индуктивности jX_M

$$\begin{cases} \dot{U}_A = (R + jX)\dot{I}_A + jX_{M1}\dot{I}_B + jX_{M2}\dot{I}_C, \\ \dot{U}_B = (R + jX)\dot{I}_B + jX_{M1}\dot{I}_A + jX_{M1}\dot{I}_C, \\ \dot{U}_C = (R + jX)\dot{I}_C + jX_{M1}\dot{I}_B + jX_{M2}\dot{I}_A. \end{cases}$$

Выразим в полученных уравнениях токи соседних фаз через собственный ток фазы. Это нетрудно сделать, учитывая, что линейные токи составляют симметричную систему (рис. 1.12, а). Например, ток I_B может быть получен поворотом тока I_A на -120° , а ток I_C — поворотом I_A на $+120^\circ$.

$$\begin{cases} \dot{U}_A = (R + jX + jX_{M1}e^{-j120} + jX_{M2}e^{j120})\dot{I}_A, \\ \dot{U}_B = (R + jX + jX_{M1}e^{j120} + jX_{M1}e^{-j120})\dot{I}_B, \\ \dot{U}_C = (R + jX + jX_{M1}e^{j120} + jX_{M2}e^{-j120})\dot{I}_C. \end{cases} \quad (1.4)$$

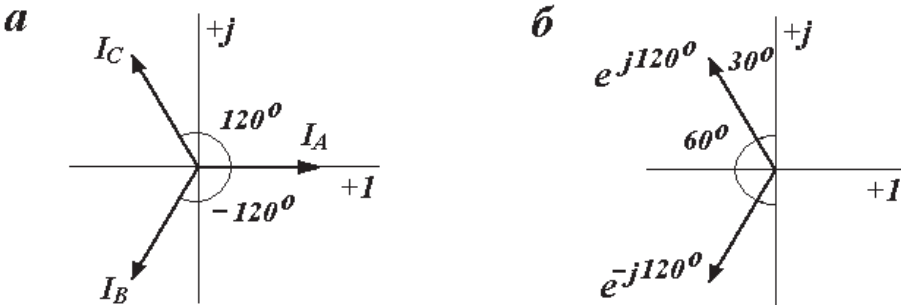


Рис. 1.12. Геометрические соотношения симметричной трехфазной системы токов

Представим поворачивающие множители в алгебраической форме (рис. 1.12, б)

$$\begin{aligned} e^{j120} &= -\cos 60 + j \sin 30 = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}, \\ e^{-j120} &= -\cos 60 - j \sin 30 = -\frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Подстановка выражения (1.5) в уравнение (1.4) после несложных преобразований дает уравнения для фазных напряжений вида $U_{\Phi} = Z_{\Phi} I_{\Phi}$

$$\begin{cases} \dot{U}_A = \left[R - \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{M1} - X_{M2}) + jX - j \cdot \frac{1}{2}(X_{M1} + X_{M2}) \right] \dot{I}_A, \\ \dot{U}_B = \left[R + jX - j \cdot \frac{1}{2}(X_{M1} + X_{M2}) \right] \dot{I}_B, \\ \dot{U}_C = \left[R + \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{M1} - X_{M2}) + jX - j \cdot \frac{1}{2}(X_{M1} + X_{M2}) \right] \dot{I}_C. \end{cases}$$

Сопротивления фаз представим теперь следующим образом:

$$\begin{cases} Z_A = R - R_{\text{вн}} + j(X - X_{\text{вн}}), \\ Z_B = R + j(X - X_{\text{вн}}), \\ Z_C = R + R_{\text{вн}} + j(X - X_{\text{вн}}), \end{cases}$$

где $R_{\text{вн}}$ и $X_{\text{вн}}$ — внесенные сопротивления,

$$R_{\text{вн}} = \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{M1} - X_{M2}), \quad X_{\text{вн}} = \frac{1}{2}(X_{M1} + X_{M2}).$$

Таким образом, активное сопротивление крайних фаз изменяется: A снижается, C увеличивается на одну и ту же величину внесенного сопротивления $R_{\text{вн}}$. Активное сопротивление средней фазы B остается неизменным. Такое изменение активных сопротивлений крайних фаз приводит к перераспределению — переносу активной мощности от одной крайней фазы A к другой C . Фаза, в которой мощность снижается, называется «мертвой», в которой увеличивается — «дикой». Величина перенесенной мощности

$$\Delta P = R_{\text{вн}} I_{\Phi}^2 = \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{M1} - X_{M2}) I_{\Phi}^2.$$

Из-за малых значений взаимных индуктивностей, явление переноса мощности становится осязаемым только при весьма больших зна-

чениях токов — десятков и сотен килоампер. Как указывалось выше, для передачи таких токов применяются специальные системы — короткие сети [8].

Отметим, что проведенный выше анализ явления переноса мощности основывался на крайне идеализированных представлениях — предположении симметрии токов короткой сети. В действительности короткие сети питаются от источников близких к источникам напряжения — силовых трансформаторов. По этой причине явление переноса мощности в реальных коротких сетях приводит к несимметрии как напряжений, так и токов. Более подробное освещение этого вопроса приведено в книге [8].

1.2.3. Симметрирование токов трехфазной сети при подключении однофазного приемника

Непосредственное подключение однофазного приемника $Z_{\Pi(1)}$ к трехпроводной трехфазной сети (рис. 1.13, а) создает в ней несимметричную трехфазную систему токов [4]

$$\dot{I}_B = -\dot{I}_C = \dot{I}_{\Pi(1)}, \quad \dot{I}_A = 0. \quad (1.6)$$

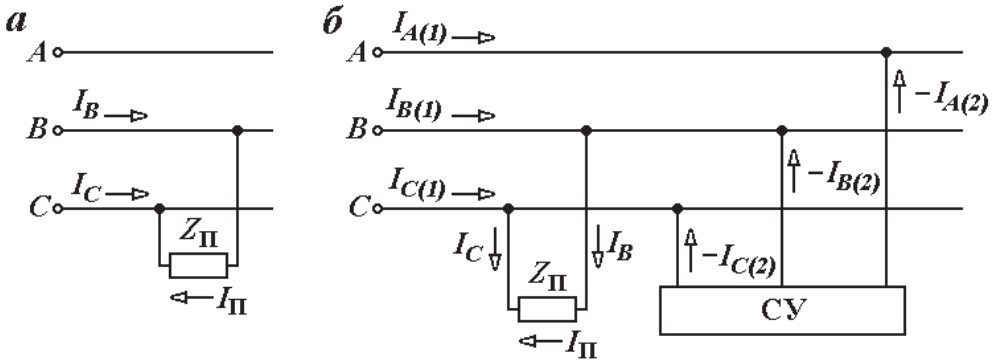


Рис. 1.13. Схемы включения:

а — однофазного приемника к трехфазной сети; б — симметрирующего устройства

Разложим эту систему (1.6) на симметричные системы прямой и обратной последовательности (очевидно, система нулевой последовательности в трехпроводной сети не может возникнуть)

$$\begin{cases} \dot{I}_A = \dot{I}_{A(1)} + \dot{I}_{A(2)}, \\ \dot{I}_B = \dot{I}_{B(1)} + \dot{I}_{B(2)}, \\ \dot{I}_C = \dot{I}_{C(1)} + \dot{I}_{C(2)}. \end{cases} \quad (1.7)$$

Перепишем систему уравнений (1.7) относительно токов прямой последовательности трехфазной системы

$$\begin{cases} \dot{I}_{A(1)} = \dot{I}_A - \dot{I}_{A(2)}, \\ \dot{I}_{B(1)} = \dot{I}_B - \dot{I}_{B(2)}, \\ \dot{I}_{C(1)} = \dot{I}_C - \dot{I}_{C(2)}, \end{cases}$$

которую с учетом равенства (1.6) представим следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{I}_{A(1)} = 0 - \dot{I}_{A(2)}, \\ \dot{I}_{B(1)} = \dot{I}_\Pi - \dot{I}_{B(2)}, \\ \dot{I}_{C(1)} = -\dot{I}_\Pi - \dot{I}_{C(2)}. \end{cases} \quad (1.8)$$

Полученная система уравнений токов (1.8) дает важный практический вывод: симметрирование токов трехфазной сети при питании однофазного приемника возможно путем параллельного подключения трехполюсника, создающего систему токов обратной последовательности, которая сдвинута относительно прямой на 180° (см. рис. 1.13, б).

Определим условия симметрирования как соотношение величины токов обратной последовательности $\dot{I}_{(2)}$, которые создаются симметрирующим устройством, и тока однофазного приемника \dot{I}_Π . Для этого используем первые два уравнения системы (1.8), поскольку третье уравнение линейно зависимо,

$$\begin{cases} \dot{I}_{(1)} + \dot{I}_{(2)} = 0, \\ a^2 \dot{I}_{(1)} + a \dot{I}_{(2)} = \dot{I}_B = \dot{I}_\Pi. \end{cases} \quad (1.9)$$

Очевидными решениями системы уравнений (1.9) будут следующие соотношения:

$$\begin{cases} \dot{I}_{(1)} = -\dot{I}_{(2)}, \\ \dot{I}_{(1)} = \frac{\dot{I}_\Pi}{a^2 - a} = \frac{\dot{I}_\Pi}{\sqrt{3}} e^{j90^\circ}. \end{cases} \quad (1.10)$$

Соответствующие решению (1.10) векторные диаграммы токов симметричных систем прямой и обратной последовательностей показаны на рис. 1.14, *а*, *б*. Векторная диаграмма разложения несимметричной системы токов (1.8) представлена на рис. 1.14, *в*.

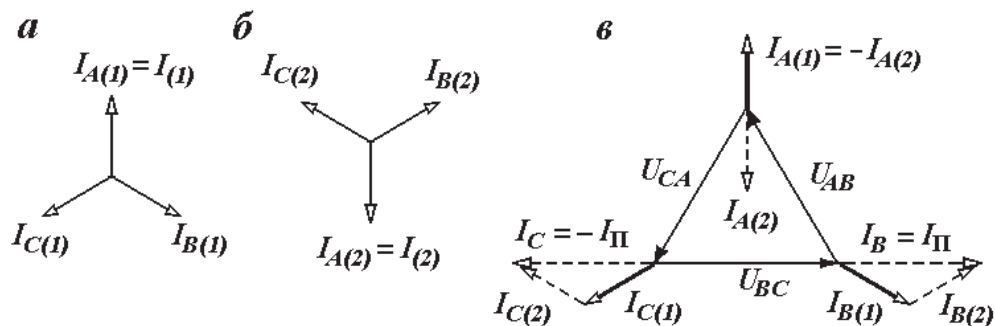


Рис. 1.14. Векторные диаграммы:

а, *б* — симметричных систем токов; *в* — разложения тока однофазного приемника на симметричные составляющие

Проведенный анализ непосредственного подключения однофазного приемника к трехпроводной трехфазной сети позволяет сделать следующие выводы:

- несимметричная система токов трехпроводной трехфазной сети содержит только две симметричные составляющие — прямой и обратной последовательностей;
- симметрирование токов трехфазной сети (преобразование несимметричной системы токов к симметричной) представляет собой задачу исключения (компенсации) токов обратной последовательности;
- исключение токов обратной последовательности может быть реализовано единственным способом — искусственным введением в трехфазную сеть симметричной системы токов, противоположной обратной последовательности, см. рис. 1.14, *а*;
- создание такой системы токов возможно опять же единственным способом путем подключения к трехфазной сети дополнительных элементов, в общем случае трехполюсника, см. рис. 1.14, *б*.
- изменение сопротивления однофазного приемника требует изменения сопротивлений симметрирующего устройства.

ГЛАВА 2.

Параметрические преобразователи числа фаз (симметрирующие устройства и расщепители фаз)

2.1. Преобразователь числа фаз по схеме Штейнметца

2.1.1. Общие сведения

В качестве прямого преобразователя фаз $m_{[3]}-m_{[1]}$ (рис. 2.1, а) схема Штейнметца [3–5] находит практическое применение как симметрирующее устройство, создающее в трехфазной сети систему токов прямой последовательности при подключении к ней мощного однофазного приемника. Поэтому далее прямой преобразователь будем называть симметрирующим устройством (СУ).

В виде обратного преобразователя $m_{[1]}-m_{[3]}$ схема Штейнметца [6] может использоваться как статический расщепитель фаз для питания трехфазных приемников от однофазной сети (рис. 2.1, б).

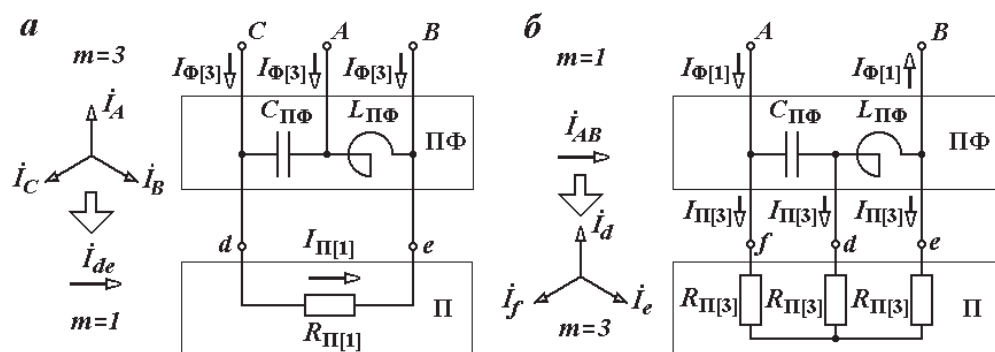


Рис. 2.1. Схемы преобразователя числа фаз Штейнметца:

а — прямого; б — обратного

Преобразователь представляет собой пятиполюсник, образованный двумя пассивными элементами (плечами преобразователя) — емкостью $C_{\text{пф}}$ (конденсаторной батареей) и индуктивностью $L_{\text{пф}}$ (реактором), каждый из которых имеет электрическую связь с выводами как трехфазной, так и однофазной сети.

Схема Штейнметца обратима, т. е. позволяет как преобразовывать уравновешенную трехфазную систему токов в неуравновешенную однофазную (рис. 2.2, а), так и совершать обратное преобразование однофазной в уравновешенную (симметричную) трехфазную (рис. 2.2, б).

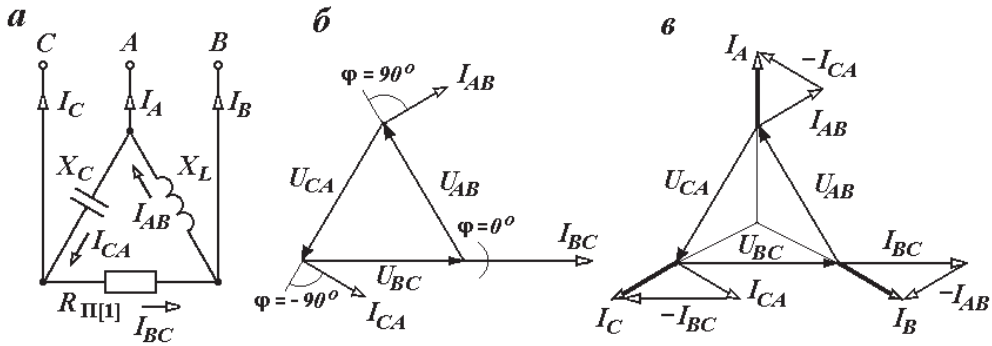


Рис. 2.2. Схема замещения (а) и векторные диаграммы (б, в) преобразователя Штейнметца Δ/I

Особенности схемы Штейнметца:

- представляя собой преобразователь систем токов, это устройство может работать только при наличии нагрузки $R_{\text{п}}$ (замкнутой электрической цепи), причем только одной определенной величины (сопротивления);
- приемник электрической энергии преобразователя должен иметь чисто резистивный характер как при прямом, так и при обратном преобразовании числа фаз.

2.1.2. Трехфазно-однофазный преобразователь по схеме Штейнметца (симметрирующее устройство)

Схема замещения симметрирующего устройства прямого преобразователя ($m_{[3]}-m_{[1]}$) показана на рис. 2.2, а. Для полного симметри-

рования активной нагрузки по схеме Штейнметца величины реактивных сопротивлений X_C и X_L (емкостного и индуктивного плеча) должны удовлетворять условию

$$X_C = X_L = \sqrt{3}R_{\Pi[1]}. \quad (2.1)$$

Очевидно, модули векторов (величины) фазных токов, при равенстве линейных напряжений, будут соотноситься между собой обратно пропорционально величинам сопротивлений

$$I_{AB} = I_{CA} = \frac{I_{BC}}{\sqrt{3}}. \quad (2.2)$$

Пространственное положение векторов фазных токов показано на рис. 2.2, б. Используя очевидные соотношения для соединения треугольником

$$\begin{cases} \dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}, \\ \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}, \\ \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}, \end{cases} \quad (2.3)$$

найдем векторы линейных токов I_L геометрическим способом — вычитанием фазных векторов, как это показано на векторной диаграмме рис. 2.2, в. Как следует из этой векторной диаграммы, линейные токи трехфазной сети образуют симметричную систему ($I_A = I_B = I_C$, $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C$). Данное обстоятельство обуславливает равенство фазных мощностей трехфазной сети и одинаковое значение падений напряжений во всех линейных проводах, т. е. симметрию фазных напряжений.

Как было показано выше, симметрирование токов трехфазной сети схемой Штейнметца возможно только при соблюдении условия (2.1) и, следовательно, при неизменном сопротивлении приемника $R_{\Pi[1]}$. В то же время для большинства мощных однофазных приемников, например ЭТУ, характерно значительное изменение полной мощности (величины $Z_{\Pi[1]}$ и фазы $\varphi_{\Pi[1]}$ сопротивления приемника) в течение цикла технологического процесса. В этой связи целесообразен анализ нагрузочных характеристик симметрирующего устройства — зависимостей величин токов трехфазной сети от величины и фазы однофазного приемника.

Характер изменения линейных токов легко проследить по векторной диаграмме (рис. 2.3, *a*). Линейный ток I_A представляет собой сумму векторов фазных токов индуктивности I_{AB} и емкости I_{CA} и не зависит от тока приемника ($I_A = \text{const}$). Линейные токи I_B и I_C — суммы фазного тока приемника (I_{BC}) и токов индуктивности I_{AB} и емкости I_{CA} соответственно. На холостом ходу ($I_{BC} = 0$) линейные токи I_B и I_C будут равны фазным. Дальнейшее увеличение тока приемника (I_{BC}) соответствует перемещению концов векторов линейных токов I_B и I_C по прямым, совпадающим с вектором тока приемника (пунктирные линии на рис. 2.3, *a*). Как следует из векторной диаграммы (рис. 2.3, *a*), длина векторов I_B и I_C будет сначала уменьшаться до некоторой величины I_{\min} , а затем увеличиваться. В силу равенства реактивных сопротивлений $X_C = X_L$, эти два тока будут также равны между собой. Соответствующие нагрузочные характеристики приведены на рис. 2.3, *б*.

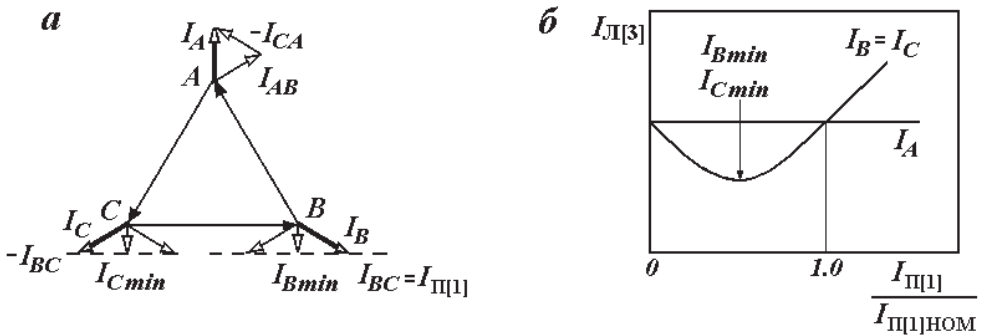


Рис. 2.3. Изменение величины тока нагрузки:
a — векторная диаграмма; *б* — нагрузочная характеристика

Вид нагрузочных характеристик при изменении угла φ ($-90^\circ \dots +90^\circ$) сопротивления приемника (при изменении фазы тока приемника — реактивной мощности) определим с помощью векторной диаграммы, показанной на рис. 2.4, *a*. На этой векторной диаграмме линейные токи I_B и I_C представлены в виде геометрической суммы (3.3) неподвижных векторов токов реактивных сопротивлений $-I_{AB}$, I_{CA} и поворачивающихся векторов тока приемника I_{BC} , $-I_{BC}$, описывающих полуокружности (обозначены пунктиром) с центрами в точках B и C' . Поворот векторов I_{BC} , $-I_{BC}$ при изменении угла φ соответствует повороту векторов линейных токов I_B , I_C относительно точек B и C и скольжению их концов по полуокружностям одинакового радиуса с центра-

ми в точках B' и C' . Поскольку направления вращения этих векторов противоположны, зависимости I_B и I_C от угла φ будут симметричны относительно $\varphi = 0$ (рис. 2.4, б).

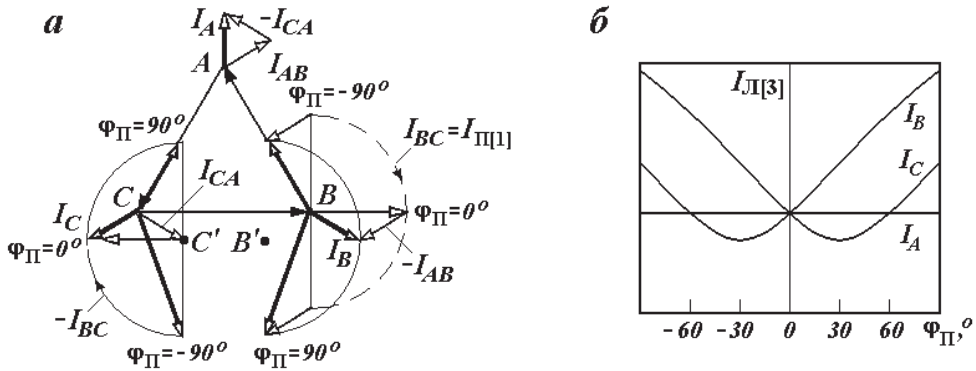


Рис. 2.4. Изменение фазы тока нагрузки:

a — векторная диаграмма; *б* — нагрузочная характеристика

Симметрирующее устройство для переменных нагрузок. Сохранение условия симметрирования (2.1) при изменении активной мощности (активного сопротивления) приемника требует соответствующего изменения величин сопротивлений реактивных элементов, т. е. использования управляемых реакторов и батарей конденсаторов, что существенно усложняет устройство в целом. Однако для практических целей не требуется полного устранения несимметрии токов, вполне достаточно ограничивать ее на некотором приемлемом уровне. При данном подходе непрерывным значениям изменяющейся величины $R_{\Pi[1]}$ достаточно поставить в соответствие близкие дискретные значения $C_{\Pi\Phi}$ и $L_{\Pi\Phi}$, т. е. использовать батареи реакторов и конденсаторов с коммутацией параллельных ветвей (рис. 2.5, а). Такое симметрирующее устройство имеет несколько нагрузочных характеристик (рис. 2.5, б). Своевременное изменение величин $C_{\Pi\Phi}$ и $L_{\Pi\Phi}$ (путем подключения дополнительных реактивных сопротивлений), при изменении тока приемника I_{Π} , позволяет получить ступенчатый вид нагрузочной характеристики (рис. 2.5, в), обеспечивающей незначительную несимметрию токов в некотором интервале токов приемника ΔI_{Π} .

Для одинакового изменения величин реактивных сопротивлений симметрирующего устройства ($X_C = X_L$) целесообразно использовать

более простые по сравнению с рис. 2.5, *a* схемы с переключением реактивного сопротивления одного характера (индуктивного — рис. 2.6, *a* или емкостного — рис. 2.6, *б*) из одного плеча в другое. Как следует из диаграмм рис. 2.6, *в*, такие схемы обеспечивают равенство реактивных токов в плечах симметрирующего устройства.

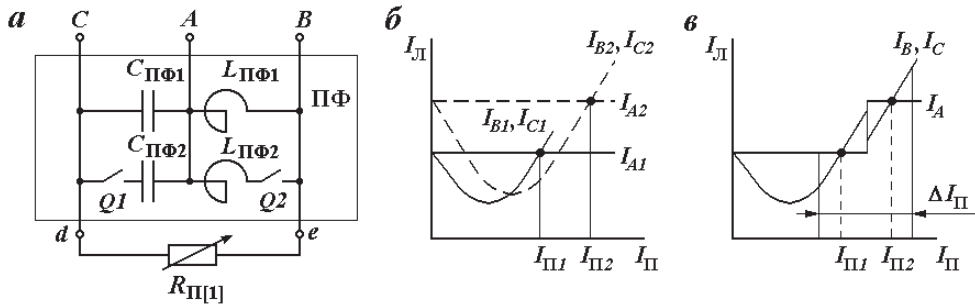


Рис. 2.5. Схема симметрирующего устройства для переменных нагрузок (*a*); нагрузочные характеристики (*б*, *в*)

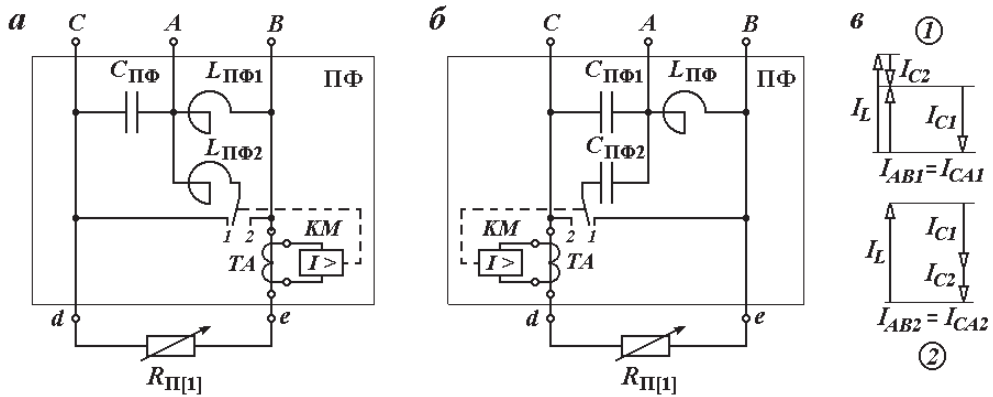


Рис. 2.6. Симметрирующие устройства для переменных нагрузок:
a — с переключаемым реактором; *б* — с переключаемым конденсатором;
в — диаграммы реактивных токов при переключении конденсатора

В настоящее время наибольшее распространение получили симметрирующие устройства с переключаемой емкостью [4].

Симметрирующее устройство для активно-индуктивных нагрузок. Схема Штейнметца может быть использована и для симметрирования однофазных приемников с активно-индуктивным характером сопротивления. Для этого симметрирующее устройство необходимо дополнить устройством поперечной компенсации реактивной мощности — бата-

реей конденсаторов $C_{\text{КРМ}}$ (рис. 2.7, а), обеспечивающей полную компенсацию индуктивной составляющей тока приемника $Z_{\text{П[1]}}$ ($I_{\text{ПР}} = 0$), как это показано на рис. 2.7, б. Таким образом, симметрирование токов трехфазной сети обеспечивается одновременным выполнением двух условий:

$$\begin{cases} X_C = X_L = \sqrt{3}Z_{\text{П[1]}} \cos \varphi_{\text{П[1]}}, \\ X_{\text{КРМ}} = Z_{\text{П[1]}} \sin \varphi_{\text{П[1]}}. \end{cases} \quad (2.4)$$

Наличие двух независимых условий симметрирования (2.4) усложняют структуру схемы Штейнметца для переменных нагрузок, когда одновременно изменяется величина $Z_{\text{П[1]}}$ и его фаза $\varphi_{\text{П[1]}}$. Очевидно, в этом случае симметрирующее устройство должно иметь уже два переменных элемента: одно из плеч схемы Штейнметца $C_{\text{ПФ}}$ или $L_{\text{ПФ}}$ (рис. 2.6) и емкости компенсирующего устройства $C_{\text{КРМ}}$ (рис. 2.7, а). Следовательно, усложняется и система управления таким симметрирующим устройством [4].

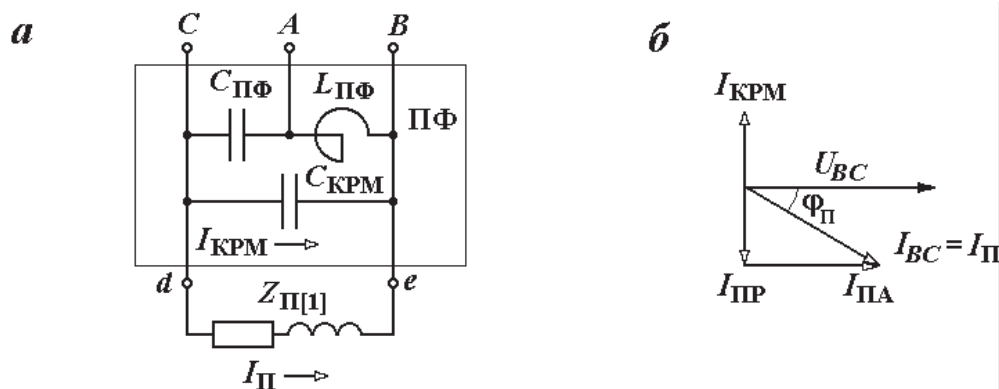


Рис. 2.7. Симметрирующее устройство для активно-индуктивных нагрузок:
а — схема; б — векторная диаграмма токов

2.1.3. Однофазно-трехфазный преобразователь по схеме Штейнметца (расщепитель фаз)

Соотношения параметров расщепителя фаз (обратного однофазно-трехфазного преобразователя). Покажем обратимость схемы Штейнметца — возможность преобразования однофазной системы напряже-

ний (BC) — в симметричную трехфазную (def) (рис. 2.8, a). Для этого рассмотрим самый простой случай преобразования при чисто резистивном симметричном трехфазном приемнике, соединенном в звезду,

$$R_d = R_e = R_a = R_{\Pi[3]}.$$

По аналогии с прямым преобразователем (симметрирующим устройством) примем реактивные сопротивления плеч равными друг другу

$$X_C = X_L = X_{\Pi\Phi}.$$

Схема замещения такого преобразователя показана на рис. 2.8, b . Для этой схемы уравнения электрического состояния будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} -jX_{\Pi\Phi} \dot{I}_{de} + jX_{\Pi\Phi} \dot{I}_{fd} = \dot{U}_{BC}, \\ -R_{\Pi} \dot{I}_e + R_{\Pi} \dot{I}_f = \dot{U}_{BC}, \\ \dot{I}_{de} - \dot{I}_{fd} = -\dot{I}_d, \\ \dot{I}_d + \dot{I}_e + \dot{I}_f = 0. \end{cases} \quad (2.5)$$

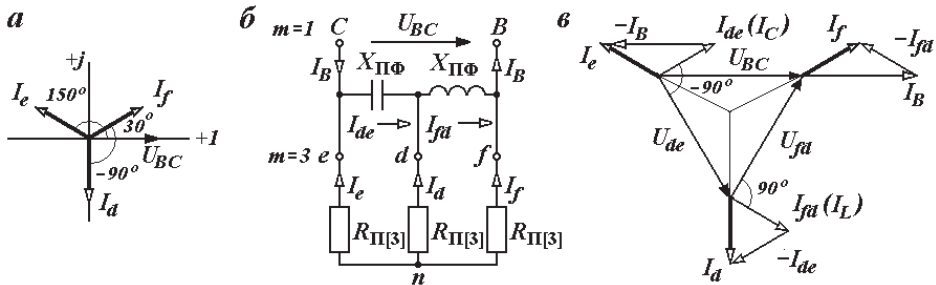


Рис. 2.8. Схема замещения (a) и векторные диаграммы обратного преобразователя преобразователя Штейнметца I/Y (b , c)

Выразим левые части уравнений (2.1) через фазные токи приемника и токи плеч преобразователя

$$\begin{cases} -\dot{I}_{de} + \dot{I}_{fd} = \frac{\dot{U}_{BC}}{jX_{\Pi\Phi}}, \\ -\dot{I}_e + \dot{I}_f = \frac{\dot{U}_{BC}}{R_{\Pi}}, \\ -\dot{I}_{de} + \dot{I}_{fd} = \dot{I}_d, \\ \dot{I}_d + \dot{I}_e + \dot{I}_f = 0. \end{cases} \quad (2.6)$$

Первое и третье уравнение системы (2.6) позволяют найти ток фазы d

$$\dot{I}_d = \frac{\dot{U}_{BC}}{jX_{\text{ПФ}}} = \frac{\dot{U}_{BC}}{X_{\text{ПФ}}} e^{-j90^\circ}. \quad (2.7)$$

Полученное выражение позволяет определить условия образования симметричной трехфазной системы токов (см. рис. 2.8, a)

$$I_{\text{Ф[3]}} = \frac{U_{BC}}{X_{\text{ПФ}}}, \psi_{I_d} = -90^\circ, \psi_{I_e} = 150^\circ, \psi_{I_f} = 30^\circ. \quad (2.8)$$

Складывая второе и четвертое уравнение системы (3.6), найдем выражение для тока фазы f

$$\dot{I}_d + 2\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_{BC}}{R_{\text{П}}} \Rightarrow \dot{I}_f = \frac{\dot{U}_{BC}}{2} \left[\frac{1}{R_{\text{П[3]}}} - \frac{1}{jX_{\text{ПФ}}} \right]. \quad (2.9)$$

Используя условия симметрии фазных токов (2.8), представим выражение для тока I_f (2.9) в следующем виде:

$$\dot{I}_f = \frac{U_{BC}}{X_{\text{ПФ}}} e^{j30^\circ} = \frac{U_{BC}}{X_{\text{ПФ}}} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{X_{\text{ПФ}}}{R_{\text{П[3]}}} + j \cdot \frac{1}{2} \right],$$

из чего получим равенство

$$e^{j30^\circ} = \frac{1}{2} \frac{X_{\text{ПФ}}}{R_{\text{П[3]}}} + j \cdot \frac{1}{2}.$$

Поскольку

$$e^{j30^\circ} = \cos 30^\circ + j \cdot \sin 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} + j \cdot \frac{1}{2},$$

условием получения симметричной трехфазной системы токов обратного преобразователя I/Y будет следующее соотношение:

$$X_{\text{ПФ}} = X_C = X_L = \sqrt{3} R_{\text{П[3]}}.$$

Схемы расщепителя фаз для активно-реактивных нагрузок (обратного преобразователя). Рассмотренная выше схема расщепителя фаз с симметричными плечами ($X_C = X_L = X_{\text{ПФ}}$) для резистивного трехфазного приемника применима и для активно-реактивного при добавлении к ней трехфазного устройства компенсации реактивной мощности $X_{\text{КРМ}}$ (рис. 2.9, a). Такую схему можно представить в несколько ином виде, где два сопротивления компенсирующего $X_{\text{КРМ}}$ устройства

включены параллельно плечам преобразователя $X_{\Pi\Phi}$ (рис. 2.9, б). Очевидно, параллельно включенные элементы можно объединить, что существенно упрощает преобразователь (рис. 2.9, в).

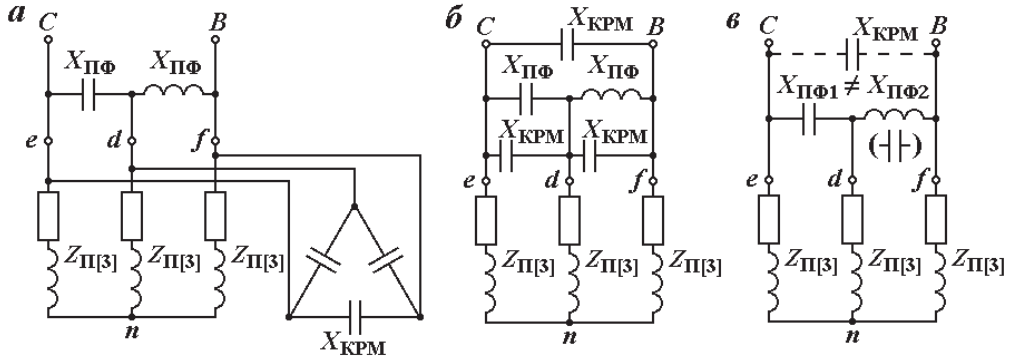


Рис. 2.9. Схемы обратного преобразователя преобразователя Штейнметца I/Y

Отметим следующие особенности последней схемы:

- такой преобразователь становится неравноплечим ($X_{\Pi\Phi 1} \neq X_{\Pi\Phi 2}$), причем сопротивление правого плеча может изменять свой характер — из индуктивного перетекать в емкостный (при $X_{\Pi\Phi} > X_{KPM}$);
- оставшееся сопротивление компенсирующего устройства X_{KPM} сохраняет свое назначение и не влияет на симметрию токов трехфазного приемника, и поэтому может быть исключено.

Определим соотношения параметров ($X_{\Pi\Phi 1}$, $X_{\Pi\Phi 2}$, $Z_{\Pi[3]}$, φ) такого преобразователя фаз без компенсирующего устройства (рис. 2.10, а). Для этого рассмотрим его векторную диаграмму (рис. 2.10, б) в предположении постоянства сопротивления приемника ($Z_{\Pi[3]} = \text{const}$) и изменения его фазы ($\varphi = 0 \dots 90^\circ = \text{var}$). В таком случае концы векторов фазных токов описывают секторы окружностей. При этом ток средней фазы I_d представляет собой геометрическую сумму токов плеч I_{de} и I_{fd} , сдвинутых относительно друг друга на угол 60° . Как следует из рис. 2.10, б, при увеличении угла φ , сначала ток I_{de} увеличивается, а I_{fd} уменьшается до нуля при $\varphi = 60^\circ$. Дальнейшее увеличение φ приводит к появлению вектора тока I_{fd} , но уже противоположного направления.

Таким образом, изменение угла сдвига фаз в диапазоне $0 > \varphi > 60^\circ$ соответствует индуктивному характеру правого плеча, при $\varphi = 60^\circ$ правое плечо отсутствует, при $\varphi > 60^\circ$ правое плечо должно иметь емкостный характер.

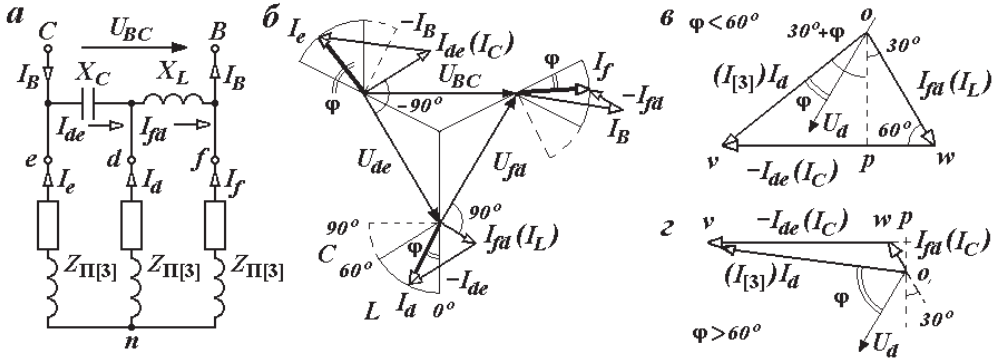


Рис. 2.10. Схема замещения и векторные диаграммы обратного преобразователя преобразователя Штейнметца I/Y

Для определения соотношений между сопротивлениями плеч преобразователя при $0 > \varphi > 60^\circ$ воспользуемся схемой треугольника токов по рис. 2.10, в, из которого следуют очевидные равенства

$$\begin{cases} op = I_{fd} \cos 30^\circ = I_{[3]} \cos(30^\circ + \varphi), \\ vp + pw = I_{de} = I_{[3]} \sin(30^\circ + \varphi) + I_{fd} \sin 30^\circ, \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} I_{fd} = I_{[3]} \frac{\cos(30^\circ + \varphi)}{\cos 30^\circ}, \\ I_{de} = I_{[3]} [\sin(30^\circ + \varphi) + \cos(30^\circ + \varphi) \operatorname{tg} 30^\circ]. \end{cases}$$

Далее определим сопротивления схемы рис. 2.10, а

$$X_{\Pi\Phi 2} = \frac{U_{[1]}}{I_{fd}}, \quad X_{\Pi\Phi 1} = \frac{U_{[1]}}{I_{de}}, \quad Z_{\Pi[3]} = \frac{U_{[1]}}{\sqrt{3}I_{[3]}}$$

и получим окончательные выражения

$$\begin{cases} X_{\Pi\Phi 2} = \sqrt{3}Z_{\Pi[3]} \frac{\cos 30^\circ}{\cos(30^\circ + \varphi)}, \\ X_{\Pi\Phi 1} = \sqrt{3}Z_{\Pi[3]} \frac{1}{[\sin(30^\circ + \varphi) + \cos(30^\circ + \varphi) \operatorname{tg} 30^\circ]}. \end{cases} \quad (2.10)$$

Отметим, что при $\varphi = 60^\circ$ в выражении (2.10) получим следующие значения: $X_{\Pi\Phi 2} = \infty$, $X_C = X_{\Pi\Phi 1} = \sqrt{3}Z_{\Pi[3]}$, — что соответствует величине

сопротивления фазосдвигающего конденсатора в распространенной схеме включения трехфазного двигателя к однофазной сети — рис. 2.11.

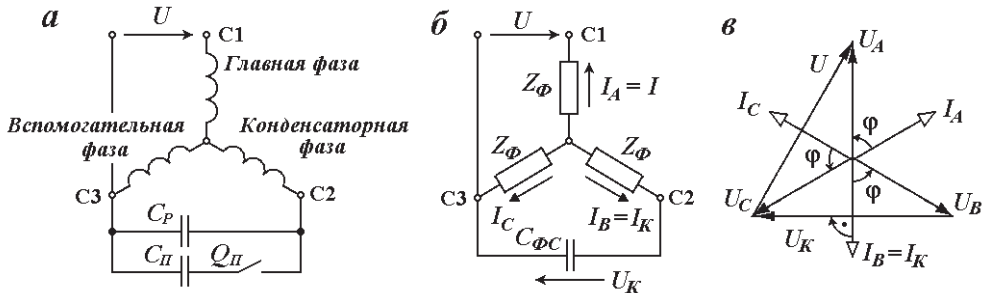


Рис. 2.11. Конденсаторное включение трехфазного асинхронного двигателя [9, 10]:
 а — схема включения; б — схема замещения; в — векторная диаграмма

2.2. Преобразователь числа фаз с реактором-делителем

2.2.1. Трехфазно-однофазный преобразователь

с реактором-делителем (симметрирующее устройство)

Одно-трехфазный преобразователь с реактором-делителем используется для симметрирования однофазных приемников, питаемых от трехфазной сети [4, 5]. В отличие от устройств, собранных по схеме Штейнметца, это устройство обладает способностью симметрировать активно-индуктивные приемники с $\cos\varphi_{\Pi} < 1$ без или с уменьшенной емкостью дополнительного устройства компенсации реактивной мощности.

Схема трехфазно-однофазного преобразователя (рис. 2.12, а) представляет собой соединение конденсатора X_K и реактора-делителя X_P . Реактор-делитель применяется в качестве делителя напряжения, поэтому его обмотка разделяется на два плеча L_1 и L_2 с числом витков w_1 и w_2 . Для обеспечения постоянства коэффициента деления напряжения, U_{AB} пропорционально отношению числа витков плеч

$$k_U = \frac{U_{AD}}{U_{DB}} = \frac{w_1}{w_2};$$

независимо от значений протекающих по ним токов, оба плеча должны быть сцеплены одним магнитным потоком Φ ($U = 4.44wf\Phi$). По этой

причине реакторы-делители выполняются с магнитопроводом. (В этом отношении реактор-делитель можно рассматривать как автотрансформатор.)

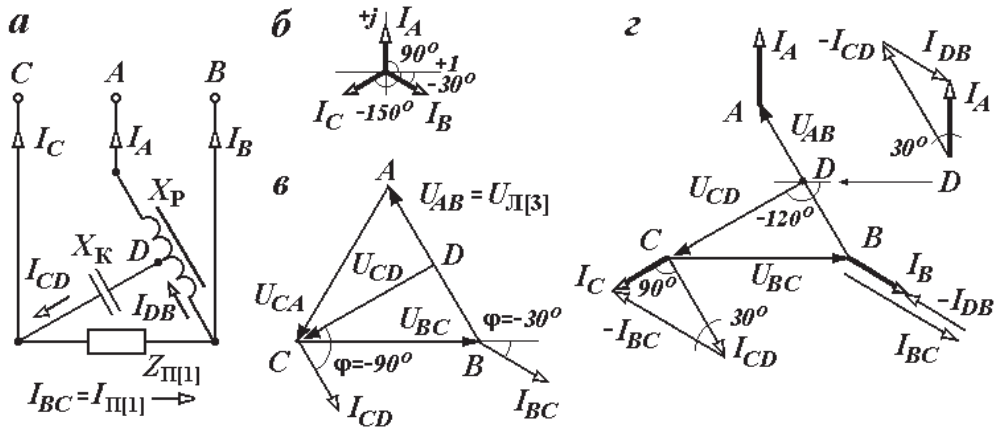


Рис. 2.12. Идеализированное СВ с реактором-делителем:
 а — схема; б, в, г — векторные диаграммы токов и напряжений при $\varphi_{\pi} = 30^\circ$

В отличие от анализа схемы Штейнметца, когда соотношения его параметров X_L , X_C , R_{π} были заданы исходно (2.1), для анализа схемы с реактором-делителем получим их сами. Для этого рассмотрим частный случай симметрирующего устройства (см. рис. 2.12, а) с равноплечим реактором ($w_1 = w_2$) при питании однофазного активно-индуктивного приемника $Z_{\pi[1]}$ с коэффициентом мощности $\cos\varphi_{\pi} = \sqrt{3}/2$ ($\varphi_{\pi} = 30^\circ$). Данное значение $\cos\varphi_{\pi}$ обеспечивает наилучшие весогабаритные показатели симметрирующего устройства с реактором-делителем [4]. Такой поиск проведем для устройства с идеальным реактором — с идеальной обмоткой ($R_L = 0$) и идеальным магнитопроводом.

Напряжения схемы. Величины напряжений на элементах симметрирующего устройства — реактора и его плеч, батареи конденсаторов, приемников — дает векторная диаграмма рис. 2.12, б:

$$U_{AB} = U_{\text{Л}[3]}; U_{BC} = U_{\text{Л}[3]}; U_{CD} = U_{\text{Л}[3]} \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\text{Л}[3]};$$

$$U_{AD} = \frac{1}{2} U_{\text{Л}[3]}; U_{DB} = \frac{1}{2} U_{\text{Л}[3]}.$$

Токи схемы. Условие симметрирования однофазного приемника, подключенного к трехфазной сети, состоит в возникновении в последней токов $I_{Л[3]}$ только прямой последовательности (см. рис. 2.12, б)

$$\dot{I}_A = I_{Л[3]} e^{j90^\circ}, \quad \dot{I}_B = I_{Л[3]} e^{-j30^\circ}, \quad \dot{I}_C = I_{Л[3]} e^{-j150^\circ}, \quad (2.10)$$

при симметричной системе линейных напряжений сети (см. рис. 2.12, в)

$$\dot{U}_{AB} = U_{Л[3]} e^{j120^\circ}, \quad \dot{U}_{BC} = U_{Л[3]} e^{j0^\circ}, \quad \dot{U}_{CA} = U_{Л[3]} e^{-j120^\circ}.$$

Согласно векторной диаграмме рис. 2.12, в, известными величинами являются углы сдвига фаз — $\varphi_{\Pi} = 30^\circ$ тока приемника I_{BC} и $\varphi_K = -90^\circ$ тока батареи конденсаторов I_{DB} . Значение тока приемника определяется по закону Ома

$$I_{\Pi[1]} = I_{BC} = \frac{U_{Л[3]}}{Z_{\Pi[1]}}, \quad (2.11)$$

а тока батареи конденсаторов I_{CD} —

$$I_{CD} = \frac{U_{CD}}{X_K}.$$

При выбранных направлениях токов (см. рис. 2.12, а) уравнения закона Кирхгофа для линейных и фазных токов в узлах A, B, C имеют следующую запись:

$$\begin{cases} \dot{I}_A = I_{Л[3]} e^{j90^\circ} = \dot{I}_{DB} - \dot{I}_{CD}, \\ \dot{I}_B = I_{Л[3]} e^{-j30^\circ} = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{DB}, \\ \dot{I}_C = I_{Л[3]} e^{-j150^\circ} = \dot{I}_{CD} - \dot{I}_{BC}. \end{cases} \quad (2.12)$$

Предположим, что выполняются условия симметрирования (2.10) для тока I_C при составляющих его фазных токах I_{BC} и I_{DB} (2.12), тогда токи I_C, I_{BC}, I_{DB} образуют прямоугольный треугольник при узле C (см. рис. 2.12, з) с углами при гипотенузе 30° и 60° . Из этого треугольника токов вытекают соотношения:

$$I_C = I_{Л[3]} = I_{BC} \sin 30^\circ = \frac{1}{2} I_{BC} = \frac{1}{2} I_{\Pi[1]},$$

$$I_{CD} = I_{BC} \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{BC} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{\Pi[1]}.$$

Определение токов I_C , I_{CD} позволяет построить треугольник токов по выражению (2.13) в точке D . Как следует из векторной диаграммы рис. 2.12, z , величина тока I_{DB} будет

$$I_{DB} = I_A = I_{\text{л[3]}} = \frac{1}{2} I_{\text{п[1]}}. \quad (2.14)$$

Сделаем проверку: найдем величину линейного тока I_B , используя значения фазных I_{BC} , I_{CD} — формулы (4.5), (4.10),

$$\begin{aligned} \dot{I}_B &= \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{DB} = I_{BC} e^{-j30^\circ} - I_{DB} e^{-j30^\circ} = \\ &= \left(1 - \frac{1}{2}\right) I_{\text{п[1]}} e^{-j30^\circ} = \frac{1}{2} I_{\text{п[1]}} e^{-j30^\circ}. \end{aligned}$$

Видно, что все линейные токи соответствуют условию симметрирования (2.13).

Таким образом, токи схемы с реактором-делителем связаны между собой следующими соотношениями:

$$I_A = I_B = I_C = I_{DB} = \frac{1}{2} I_{\text{п}}, \quad I_{CD} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{\text{п}}. \quad (2.15)$$

Сопротивления элементов схемы при $\varphi_{\text{п}} = 30^\circ$. Сопротивление батареи конденсаторов определяется по формуле

$$X_K = \frac{U_{CD}}{I_{CD}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_{CD}}{I_{\text{п[1]}}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{BC}}{I_{\text{п[1]}}} = Z_{\text{п[1]}} = \frac{\sqrt{3}}{2} R_{\text{п[1]}}.$$

Электрическая схема и схема замещения реактора-делителя приведены на рис. 2.13. Наличие неизбежных потоков рассеяния в реальном реакторе удобно оценивать с помощью величины коэффициента магнитной связи

$$k_M = \frac{X_M}{\sqrt{X_1 X_2}}, \quad (2.16)$$

где X_M — сопротивление взаимной индуктивности (рис. 2.13, б); X_1 , X_2 — индуктивные сопротивления плеч. Ниже параметры реактора будем определять для идеализированного случая с $k_M = 1$.

Согласно схеме замещения рис. 2.13, б, уравнения для напряжений плеч реактора-делителя имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{U}_{AD} = \frac{1}{2}U_{\text{Л}[3]}e^{j120^\circ} = jX_1\dot{I}_A + jX_M\dot{I}_{DB}, \\ \dot{U}_{DB} = \frac{1}{2}U_{\text{Л}[3]}e^{j120^\circ} = jX_2\dot{I}_{DB} + jX_M\dot{I}_A. \end{cases} \quad (2.17)$$

Подстановка в уравнения (2.17) значений токов I_A, I_{DB} по выражениям (2.15), (2.14) с учетом их пространственных положений по векторной диаграмме рис. 2.12, ε , позволяет переписать их относительно одной величины $I_{\text{П}[1]}$

$$\begin{cases} \frac{1}{2}U_{\text{Л}[3]}e^{j120^\circ} = jX_1 \cdot \frac{1}{2}I_{\text{П}[1]}e^{j90^\circ} + jX_M \cdot \frac{1}{2}I_{\text{П}[1]}e^{-j30^\circ}, \\ \frac{1}{2}U_{\text{Л}[3]}e^{j120^\circ} = jX_2 \cdot \frac{1}{2}I_{\text{П}[1]}e^{-j30^\circ} + jX_M \cdot \frac{1}{2}I_{\text{П}[1]}e^{j90^\circ}. \end{cases} \quad (2.18)$$

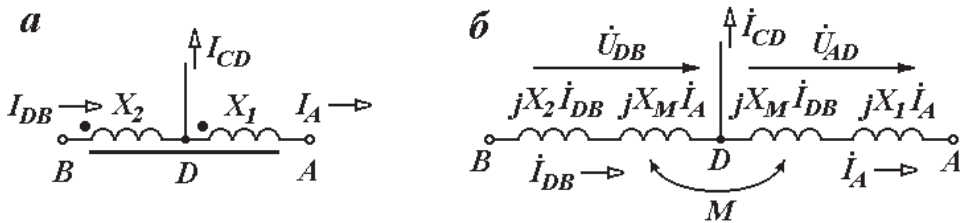


Рис. 2.13. Реактор-делитель:
а — электрическая схема; б — схема замещения

Учтем, что условия ($\varphi_{\text{П}} = 30^\circ$) и равенство (2.16) соответствуют следующему соотношению сопротивлений реактора-делителя:

$$X_1 = X_2 = X_M = X.$$

В этом случае система уравнений (2.18) резко упрощается и может быть представлена в таком виде:

$$\begin{cases} \frac{U_{\text{Л}[3]}e^{j120^\circ}}{I_{\text{П}[1]}} = Z_{\text{П}[1]}e^{j120^\circ} = Xe^{j180^\circ} + Xe^{j60^\circ}, \\ \frac{U_{\text{Л}[3]}e^{j120^\circ}}{I_{\text{П}[1]}} = Z_{\text{П}[1]}e^{j120^\circ} = Xe^{j60^\circ} + Xe^{j180^\circ}. \end{cases}$$

Решение этой системы уравнений дает следующие значения параметров реактора-делителя:

Изменение линейного тока I_B при увеличении $I_{\Pi[1]} = I_{BC}$ не изменяет его фазы и приводит только к изменению величины. Поэтому зависимость $I_B = f(I_{\Pi})$ должна быть линейной. В режиме холостого хода ($I_{\Pi} = I_{BC} = 0$), $I_B = -I_{DB}$. По мере увеличения тока однофазного приемника I_{Π} , значение линейного тока I_B снижается до нуля при $I_{\Pi[1]} = I_{BC} = I_{DB}$ — см. формулу (2.7), после чего увеличивается (см. рис. 2.14, б).

Вид нагрузочных характеристик при изменении угла $-90^\circ < \varphi_{\Pi} < +90^\circ$ сопротивления приемника $Z_{\Pi[1]}$ определим с помощью векторной диаграммы, приведенной на рис. 2.15, а. На этой векторной диаграмме годографы линейных токов I_B и I_C представлены полуокружностями с радиусом $I_{BC} = I_{\Pi[1]} = \text{const}$. Соответствующие нагрузочные характеристики СУ с реактором-делителем приведены на рис. 2.15, б.

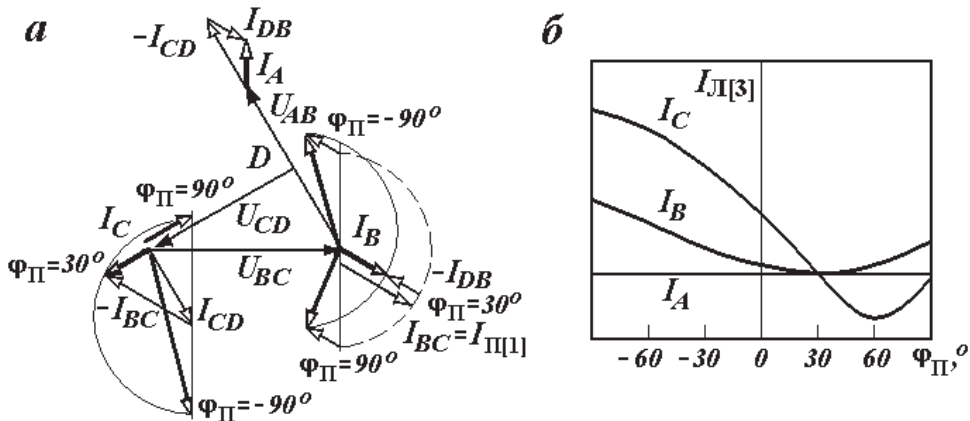


Рис. 2.15. Изменение фазы тока нагрузки ($I_{\Pi[1]} = I_{\Pi[1]ном} = \text{const}$, $\varphi_{\Pi} = \text{var}$):
а — векторная диаграмма; б — нагрузочные характеристики

2.2.2. Сопоставление симметрирующих устройств Штейнметца с реактором-делителем

В основу сравнения устройств положим значения мощностей элементов симметрирующих устройств (реакторов, батарей конденсаторов), величины которых имеют прямую связь с габаритами, расходом основных материалов и в конечном счете с их стоимостью [4]. Такое сопоставление симметрирующих устройств Штейнметца и реактора-делителя (рис. 2.16) проведем при следующих условиях: одинаковых

мощностях $S_{\Pi[1]} = U_{Л[3]} I_{\Pi[1]}$ и углах сдвига фаз однофазного приемника $\varphi_{\Pi} = 30^\circ$, напряжениях трехфазной сети $U_{Л[3]}$.

Используя уравнение (2.2) выразим фазные токи устройства через величину тока однофазного приемника с $\varphi_{\Pi} = 30^\circ$

$$I_{BC} = I_{\Pi[1]} \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{\Pi[1]}, \quad I_{AB} = I_{CA} = \frac{I_{BC}}{\sqrt{3}} = \frac{1}{2} I_{\Pi[1]}.$$

В таком случае реактивные мощности реактора Q_P и батарей конденсаторов симметрирующего Q_K и компенсирующего Q_{KV} устройств связываются с полной мощностью однофазного приемника $S_{\Pi[1]}$ по следующим соотношениям:

$$Q_P = U_{Л[3]} I_{AB} = \frac{1}{2} U_{Л[3]} I_{\Pi[1]} = \frac{1}{2} S_{\Pi[1]}, \quad (2.19)$$

$$Q_K = U_{Л[3]} I_{CA} = \frac{1}{2} U_{Л[3]} I_{\Pi[1]} = \frac{1}{2} S_{\Pi[1]},$$

$$Q_{KV} = S_{\Pi[1]} \sin 30^\circ = \frac{1}{2} S_{\Pi[1]}.$$

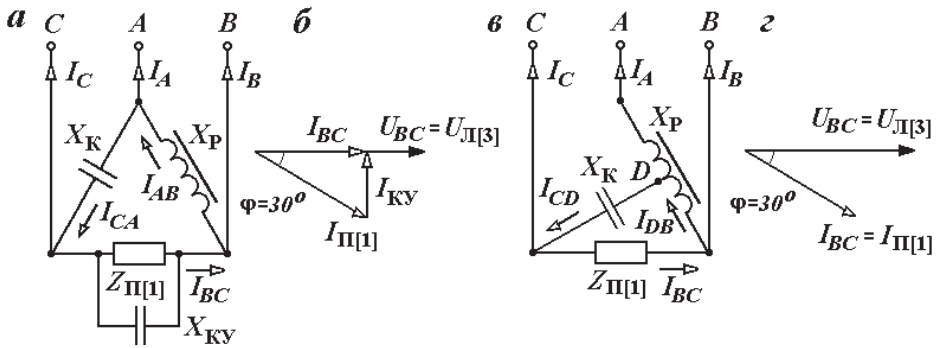


Рис. 2.16. Схемы (а, в) и векторные диаграммы (б, з) результата сопоставления устройств Штейнметца с реактором-делителем

Суммарная мощность батарей конденсаторов $Q_{\Sigma K}$ схемы Штейнметца составит

$$Q_{\Sigma K} = Q_K + Q_{KV} = S_{\Pi[1]}. \quad (2.20)$$

Для $\varphi_{\Pi} = 30^\circ$ токи симметрирующего устройства с реактором-делителем (2.15) будут

$$I_A = I_B = I_C = I_{DB} = \frac{1}{2} I_{\Pi[1]}, \quad I_{CD} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{\Pi[1]}.$$

В таком случае реактивные мощности реактора Q_P и батарей конденсаторов Q_K определяются по следующим выражениям:

$$Q_P = \frac{1}{2}U_{Л[3]}I_A + \frac{1}{2}U_{Л[3]}I_{DB} = \frac{1}{2}U_{Л[3]}I_{П[1]} = \frac{1}{2}S_{П[1]}, \quad (2.21)$$

$$Q_{\Sigma K} = Q_K = U_{CD}I_{CD} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{Л[3]} \frac{\sqrt{3}}{2}I_{П[1]} = \frac{3}{4}S_{П[1]}. \quad (2.22)$$

Мощности реакторов Q_P в обоих симметрирующих устройствах одинаковы. При равенстве напряжений и токов, веса обмоток и магнитопроводов также будут одинаковы — см. формулы (2.19), (2.21).

В отношении величины емкости батарей конденсаторов, преимущество имеет схема с реактором-делителем, в которой требуемая мощность $Q_{\Sigma K}$ составляет 0.75 от схемы Штейнметца — см. формулы (2.20), (2.22). Однако реальное преимущество может быть еще меньше, поскольку конденсаторы изготавливаются со стандартизированной шкалой номинальных напряжений, согласованной с номинальными напряжениями сетей. Поэтому при стандартных значениях трехфазной сети $U_{Л[3]}$ симметрирующего устройства, величина номинального напряжения конденсатора составит $2/\sqrt{3}U_{CD} \approx 1.16U_{CD}$. Соответственно этому установленная мощность конденсаторов увеличится и будет равна $0.87 S_{П[1]}$.

Напомним, что проведенное сопоставление весогабаритных показателей симметрирующих устройств Штейнметца с реактором-делителем проводилось для частного и наиболее выигрышного случая для устройства с реактором-делителем при $\varphi_{П[1]} = 30^\circ$. Подробный анализ сопоставления весогабаритных показателей симметрирующих устройств приведен в источнике [4], который дает следующие рекомендации:

- при $\varphi_{П[1]} < 30^\circ$ предпочтительнее симметрирующее устройство Штейнметца;
- при $\varphi_{П[1]} > 30^\circ$ — с реактором-делителем.

2.3. Параметрический источник тока (трехфазно-однофазный преобразователь тока)

Принципиальная схема параметрического источника тока (ПИТ) [4, 5] состоит из резистивного однофазного приемника $R_{\Pi[1]}$ переменной величины и двух постоянных реактивных элементов индуктивного X_{L1} и емкостного характера X_{C1} , соединенных в трехлучевую звезду (рис. 2.17, а).

Дальнейший анализ работы ПИТ проведем в предположении идеальных элементов его схемы замещения (рис. 2.17, б).

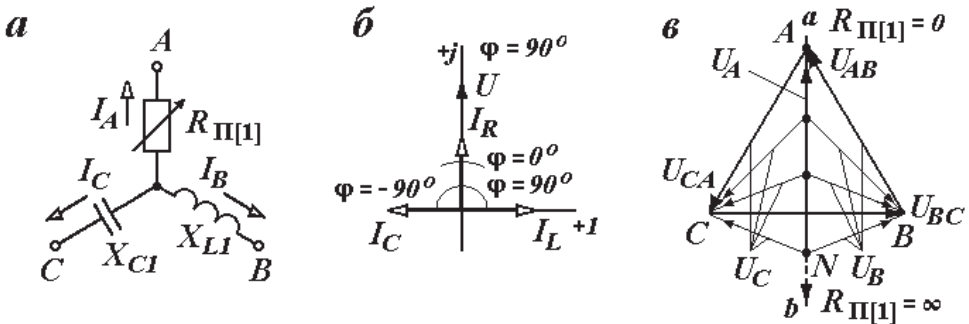


Рис. 2.17. ПИТ:

а — схема; б, в — векторные диаграммы

Величины сопротивлений реактивных элементов ПИТ должны подчиняться условию

$$X_{L1} = X_{C1} = X.$$

Равенство реактивных сопротивлений ПИТ означает и равенство величин фазных напряжений на этих элементах $U_B = U_C$. В таком случае увеличение сопротивления $R_{\Pi[1]}$ будет приводить к увеличению длины вектора U_A без изменения его направления — вдоль линии $a-b$ (рис. 2.17, в). Логично предположить, что если увеличение сопротивления приемника $R_{\Pi[1]}$ приводит к увеличению падения напряжения U_A на нем, то величина тока не должна изменяться слишком сильно или вообще будет оставаться постоянной.

Для обоснования последнего предположения приведем количественные соотношения ПИТ, для чего запишем уравнения первого закона Кирхгофа

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0 \quad (2.23)$$

и второго закона

$$\begin{cases} \dot{U}_A = \dot{U}_{AB} + \dot{U}_B, \\ \dot{U}_A = -\dot{U}_{CA} + \dot{U}_C. \end{cases} \quad (2.24)$$

В формуле (2.24) положим, что линейные напряжения трехфазной сети, питающей ПИТ, образуют строго симметричную систему

$$\dot{U}_{AB} = Ue^{j120^\circ}, \quad \dot{U}_{BC} = Ue^{-j0^\circ}, \quad \dot{U}_{CA} = Ue^{-j120^\circ}.$$

Фазные напряжения ПИТ запишем для произвольных значений R_{Π} и X

$$\dot{U}_A = R_{\Pi[1]} \dot{I}_A, \quad \dot{U}_B = jX \dot{I}_B, \quad \dot{U}_C = -jX \dot{I}_C.$$

В таком случае систему уравнений (2.24) можно представить в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{U}_A = R_{\Pi[1]} \dot{I}_A = Ue^{j120^\circ} + jX \dot{I}_B, \\ \dot{U}_A = R_{\Pi[1]} \dot{I}_A = -Ue^{-j120^\circ} - jX \dot{I}_C. \end{cases} \quad (2.25)$$

Вычтем в системе (2.25) одно уравнение из другого

$$Ue^{j120^\circ} + Ue^{-j120^\circ} + jX \dot{I}_B + jX \dot{I}_C = 0.$$

Полученное выражение перепишем следующим образом:

$$-jX(\dot{I}_B + \dot{I}_C) = U[e^{j120^\circ} + e^{-j120^\circ}]. \quad (2.26)$$

Согласно уравнению (2.23), сумму токов в левой части уравнения (2.26) заменим одним

$$-jX(\dot{I}_B + \dot{I}_C) = jX \dot{I}_A.$$

Подстановка значений экспоненциальных функций в правой части выражения (2.26)

$$e^{\pm j120^\circ} = -\cos 60 \pm j \sin 30 = -\frac{1}{2} \pm j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2},$$

дает следующее выражение:

$$U[e^{j120^\circ} + e^{-j120^\circ}] = -U.$$

Проведенные преобразования уравнения (2.26) позволяют получить выражение для тока приемника I_A

$$I_A = -\frac{U}{jX} = \frac{U}{X} e^{j90^\circ}. \quad (2.27)$$

Как следует из выражения (2.27), величина тока I_A не зависит от величины $R_{\Pi[1]}$, т. е. рассматриваемое устройство представляет собой однофазный источник тока. Дополнительным подтверждением независимости величины тока I_A от $R_{\Pi[1]}$ служат векторные диаграммы ПИТ (рис. 2.18). Эти диаграммы построены для трех значений сопротивления приемника КЗ: $R_{\Pi[1]} = 0$, $R_{\Pi[1]} = X$, $R_{\Pi[1]} = \sqrt{3}X$. Отметим, что при постоянстве тока I_A , остальные два тока I_B, I_C изменяют свое значение. Так, в режиме КЗ ($R_{\Pi[1]} = 0$) все три тока образуют симметричную систему обратной последовательности, а при $R_{\Pi[1]} = \sqrt{3}X$ — прямой. Напомним, что условие

$$R_{\Pi[1]} = \sqrt{3}X \quad (2.28)$$

полностью совпадает с условием симметрирования устройства Штейнметца.

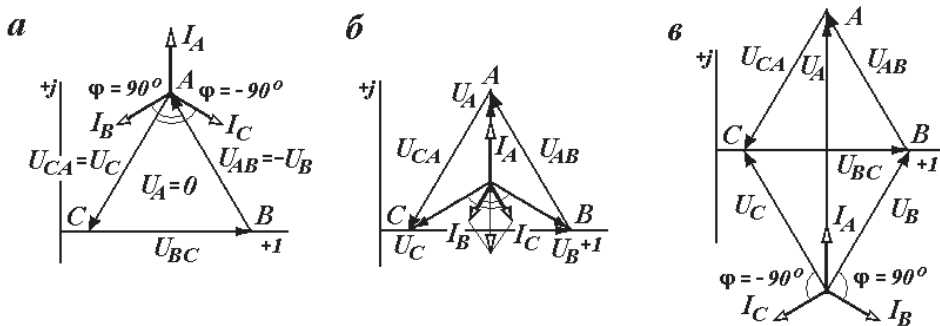


Рис. 2.18. Векторные диаграммы токов и напряжений ПИТ:

$a - R_{\Pi[1]} = 0$; $б - R_{\Pi[1]} = X$; $в - R_{\Pi[1]} = \sqrt{3}X$

Таким образом, рабочий режим ПИТ по рис. 2.17, а целесообразно выбирать вблизи точки, соответствующей условию (2.28).

Схемы реальных ПИТ. Определим требования к ПИТ для питания вакуумной дуговой печи (ВДП), конструкция которой приведена на рис. 2.19.

Во-первых, ПИТ должен обеспечивать весьма высокие значения тока — до десятков килоамперов, что делает невозможным его непосредственное подключение к сетям СН (6–35 кВ).

Во-вторых, устойчивое горение дуги в вакууме возможно только на постоянном токе, т. е. ПИТ должен обеспечивать двухкратное преобразование энергии: трехфазного тока в однофазный и однофазного переменного в постоянный.

В-третьих, технологический процесс ВДП состоит из трех существенно различающихся по величине и характеру изменения тока стадий:

- приварки электрода к огарку (остатка электрода от предыдущей плавки), осуществляемого методом прямого нагрева их стыка в режиме КЗ;
- плавки расходуемого электрода — стекания расплавленного металла в кристаллизатор и формирования в последнем слитка, состоящего из твердой — уже застывшей фазы и еще жидкой — лунки;
- выведения усадочной раковины (лунки) — плавного снижения тока дуги для затвердевания жидкой фазы без образования усадочной раковины в верхней части слитка.

Типичный график изменения тока дуги ВДП на различных стадиях технологического процесса приведен на рис. 2.20, из которого следует, что величина тока должна изменяться в очень широких пределах, т. е. ее источник питания должен быть регулируемым (позволяющим изменять значение тока).

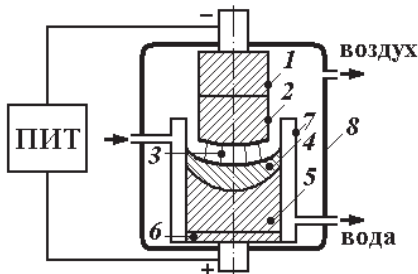


Рис. 2.19. Конструкция вакуумной дуговой печи [11]:

1 — огарок; 2 — расходуемый электрод; 3 — дуга; 4 — жидкая фаза слитка; 5 — твердая фаза слитка; 6 — поддон; 7 — кристаллизатор; 8 — оболочка ВДП

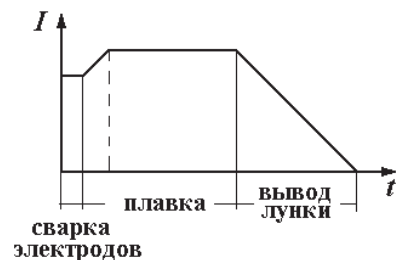


Рис. 2.20. Зависимость тока ВДП от стадии технологического процесса

Таким образом, реальная конструкция ПИТ должна обеспечивать:

- достаточно низкие значения токов, потребляемых из трехфазной сети, при весьма высоких в однофазном приемнике $R_{П(1)}$.

Этого можно достичь включением приемника $R_{\Pi[1]}$ (ВДП) в трехфазную сеть через понижающий трансформатор T (рис. 2.21, *а*), в котором величины первичного I_1 и вторичного I_2 токов связаны соотношением $I_2 = kI_1$;

- выпрямление переменного тока, для чего во вторичную обмотку трансформатора T требуется включение выпрямителя UZ (рис. 2.21, *б*). Чисто формально цепь постоянного тока можно определить как нуль-фазную систему токов. В этом случае ПИТ будет представлять собой трехфазно-нульфазный преобразователь ($m = 0$);
- широкое регулирование величины тока ВДП. Для этого трансформатор T необходимо выполнять с переменным коэффициентом трансформации — с устройством РПН, представленным на рис. 2.21, *в* переключателем Q . Однако такое устройство обеспечивает только ступенчатое регулирование напряжения. При необходимости плавного регулирования, ПИТ дополняют дросселем насыщения ($L2$ на рис. 2.21, *з*);

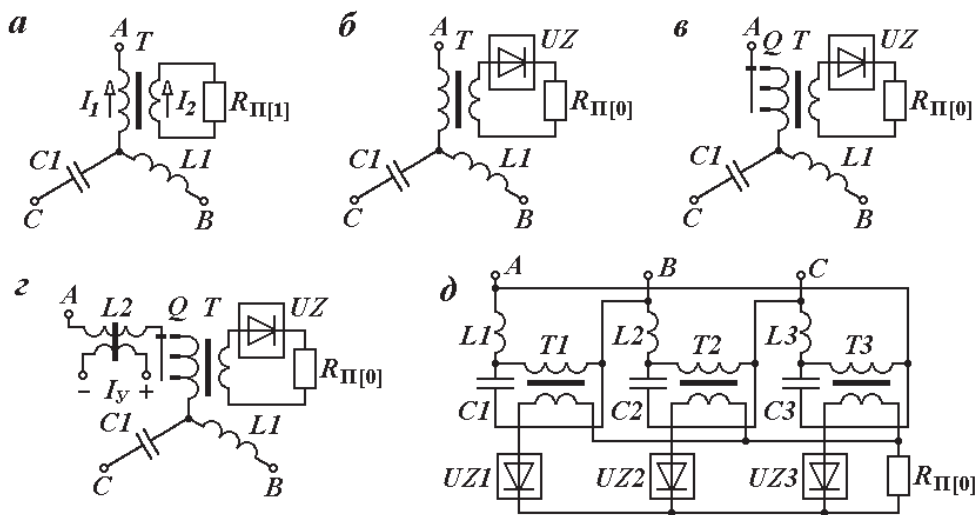


Рис. 2.21. Схемы реальных ПИТ:

а — нерегулируемого переменного тока; *б* — нерегулируемого постоянного тока; *в* — ступенчато регулируемого; *з* — плавно регулируемого; *д* — симметрирующего

- значительные мощности ПИТ; они предъявляют повышенные требования к симметрированию токов питающей сети.

Поскольку токи и напряжения нуль-фазных систем складываются алгебраически, возможно построение симметрирующего ПИТ, в котором симметрирование токов в трехфазной сети будет происходить всегда, а не только при условии (5.9). Такой ПИТ представляет собой агрегат из трех одинаковых устройств (рис. 2.21, б), включенных со смещением фаз питающей сети — рис. 2.21, д.

2.4. Трехфазное параметрическое симметро-компенсирующее устройство

У несимметричных трехфазных активно-индуктивных приемников есть два отрицательных свойства: несимметрия фазных сопротивлений и низкий коэффициент мощности. В таких случаях желательно одновременное снижение несимметрии токов и повышение коэффициента мощности — применения симметро-компенсирующих устройств. Наиболее полно теория таких устройств рассмотрена в книгах [6, 12].

Рассмотрим частную задачу симметрирования токов и компенсации реактивной мощности несимметричных приемников в трехпроводных сетях. Например, такая задача возникает при эксплуатации электродинамических сепараторов — установок, предназначенных для сортировки бытовых и промышленных отходов в целях выделения лома цветных металлов [13]. Суть сепарации состоит в создании существенно различающихся усилий, действующих на частицы с различными величинами электропроводности. Создание таких сил возможно при помещении разделяемой смеси в движущееся магнитное поле. Индуктор движущегося магнитного поля и каждая проводящая частица образуют линейную индукционную машину (рис. 2.22). Одна из возможных конструкций электродинамического сепаратора приведена на рис. 2.23.

Особенность таких сепараторов как приемников электрической энергии состоит в значительной несимметрии токов, а также у них низкие значения коэффициента мощности [14]. Так, в «Промышлен-

ной энергетике» [13] приведены следующие данные электродинамического сепаратора КМ-203 М:

- полная потребляемая мощность ЛИМ (кВ·А) — 112;
- средний ток фазы обмотки (А) — 168;
- отклонение фазных токов от среднего (%) — 11;
- коэффициент мощности установки — 0.05.

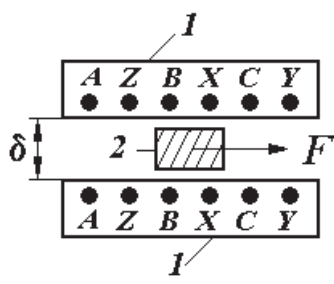


Рис. 2.22. Устройство электродинамического сепаратора:

1 — индуктор ЛИМ; 2 — проводящая частица

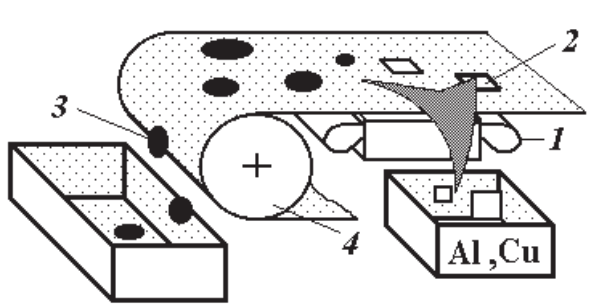


Рис. 2.23. Конструкция электродинамического сепаратора:

1 — индуктор ЛИМ; 2 — проводящие частицы;
3 — непроводящие частицы; 4 — транспортер

2.4.1. Схема симметри-компенсирующего устройства

Симметри-компенсирующее устройство предназначено:

- для симметрирования токов трехфазной сети, питающей несимметричный трехфазный приемник (с различными значениями сопротивлений фаз Z_{Π});
- повышения коэффициента мощности трехфазной сети, питающей несимметричный трехфазный приемник (с различными значениями фазных коэффициентов мощности $\cos\varphi$).

В этом отношении данное устройство можно рассматривать как преобразователь несимметричной трехфазной системы токов в симметричную. Схема замещения и векторная диаграмма такого способа компенсации приведены на рис. 2.24.

Возможно два различных режима работы такой схемы — симметричной и пофазной компенсации реактивной мощности [15]. Определим особенности этих способов компенсации.

Для схемы рис. 2.24 линейные токи сети I_A, I_B, I_C определяются как сумма линейных токов ЛИМ I_{AD}, I_{BD}, I_{CD} и токов батареи конденсаторов I_{AK}, I_{BK}, I_{CK}

$$\begin{cases} \dot{I}_{AD} + \dot{I}_{AK} = \dot{I}_A, \\ \dot{I}_{BD} + \dot{I}_{BK} = \dot{I}_B, \\ \dot{I}_{CD} + \dot{I}_{CK} = \dot{I}_C. \end{cases} \quad (2.29)$$

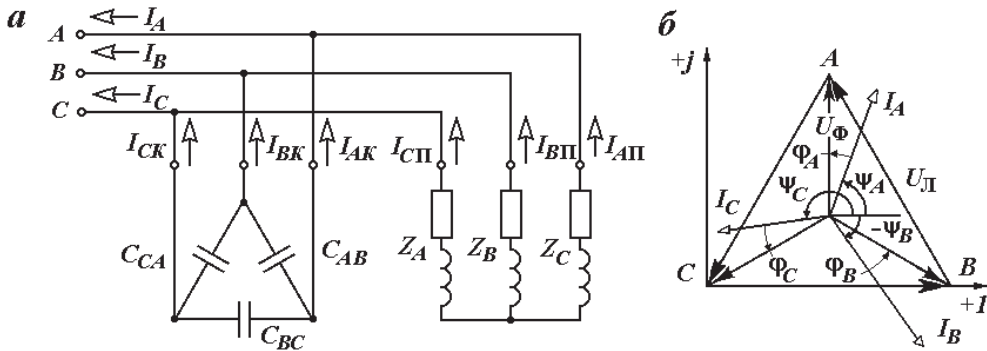


Рис. 2.24. Симметро-компенсирующее устройство:
а — схема; б — векторная диаграмма

Линейные токи конденсаторной батареи I_{AK}, I_{BK}, I_{CK} нетрудно выразить через фазные I_{AB}, I_{BC}, I_{CA}

$$\begin{cases} \dot{I}_{AK} = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}, \\ \dot{I}_{BK} = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}, \\ \dot{I}_{CK} = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}, \end{cases} \quad (2.30)$$

которые при заданной (и симметричной) системе линейных напряжений можно определить по формулам

$$\begin{cases} \dot{I}_{AB} = \underline{a} U_{\text{Л}} \underline{Y}_{AB}, \\ \dot{I}_{BC} = U_{\text{Л}} \underline{Y}_{BC}, \\ \dot{I}_{CA} = \underline{a}^2 U_{\text{Л}} \underline{Y}_{CA}, \end{cases} \quad (2.31)$$

где \underline{a} — поворотный множитель, $\underline{a} = e^{j120^\circ}$; $\underline{Y}_{AB}, \underline{Y}_{BC}, \underline{Y}_{CA}$ — комплексные проводимости фаз AB, BC, CA (в общем случае различные) конденсаторной батареи, $\underline{Y}_{\Phi} = 0 + jB_{\Phi} = j\omega C_{\Phi}$; $U_{\text{Л}}$ — линейное напряжение сети.

После преобразования уравнений (2.29)–(2.31) получаем систему уравнений электрического состояния схемы по рис. 2.24 в виде

$$\begin{cases} -\underline{a}U_{\text{Л}}\underline{Y}_{AB} + \underline{a}^2U_{\text{Л}}\underline{Y}_{CA} + \dot{I}_A = \dot{I}_{\text{АД}}, \\ -U_{\text{Л}}\underline{Y}_{BC} + \underline{a}U_{\text{Л}}\underline{Y}_{AB} + \dot{I}_B = \dot{I}_{\text{ВД}}, \\ -\underline{a}^2U_{\text{Л}}\underline{Y}_{CA} + U_{\text{Л}}\underline{Y}_{BC} + \dot{I}_C = \dot{I}_{\text{СД}}. \end{cases} \quad (2.32)$$

Отметим, что одно из уравнений системы (2.32) линейно зависимое, поскольку суммы фазных токов всех частей схемы (индуктора ЛИМ, батареи конденсаторов, сети) равны нулю.

Итак, установившиеся электрические процессы в схеме по рис. 2.24 описываются системой двух уравнений, например,

$$\begin{cases} -\underline{a}U_{\text{Л}}\underline{Y}_{AB} + \underline{a}^2U_{\text{Л}}\underline{Y}_{CA} + \dot{I}_A = \dot{I}_{\text{АД}}, \\ -U_{\text{Л}}\underline{Y}_{BC} + \underline{a}U_{\text{Л}}\underline{Y}_{AB} + \dot{I}_B = \dot{I}_{\text{ВД}} \end{cases} \quad (2.33)$$

и отдельным уравнением, определяемым после решения системы (2.33),

$$\dot{I}_C = -\dot{I}_A - \dot{I}_B. \quad (2.34)$$

Полученные соотношения (2.32)–(2.34) используем для анализа различных способов компенсации реактивной мощности индуктора ЛИМ.

2.4.2. Симметричная компенсация реактивной мощности несимметричных трехфазных приемников

Симметричная компенсация реактивной мощности осуществляется трехфазной конденсаторной батареей с одинаковыми емкостями во всех фазах ($\underline{Y}_{AB} = \underline{Y}_{BC} = \underline{Y}_{CA} = \underline{Y}_{\Phi}$). В практическом плане такой способ является наиболее распространенным и удобным. Для его описания рассмотрим систему уравнений (2.32), которая распадается на три независимых

$$\begin{aligned} \dot{I}_A &= U_{\text{Л}}(\underline{a} - \underline{a}^2)j\omega C_{\Phi} + \dot{I}_{\text{АП}}, \\ \dot{I}_B &= U_{\text{Л}}(1 - \underline{a})j\omega C_{\Phi} + \dot{I}_{\text{ВП}}, \\ \dot{I}_C &= U_{\text{Л}}(\underline{a}^2 - 1)j\omega C_{\Phi} + \dot{I}_{\text{СП}}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Здесь заданными величинами являются напряжение сети $U_{\text{Л}}$, фазная емкость C_{Φ} конденсаторной батареи и токи индуктора ЛИМ, а искомыми — токи сети и коэффициенты мощности в каждой фазе.

Недостатками симметричной компенсации являются: неодинаковая степень компенсации в различных фазах и несимметрия фазных токов. Причем последний недостаток может становиться фактором, ограничивающим возможности компенсации реактивной мощности.

Подтверждением этих особенностей симметричной компенсации ЛИМ служат рис. 2.25–2.26, на которых приведены результаты исследований, проведенных для двух лабораторных моделей ЛИМ. Обе модели имели одинаковый индуктор и различались по величине относительного воздушного зазора $\delta/\tau = \infty$ для открытого индуктора, $\delta/\tau = 0.05$ — с обратным магнитопроводом. Экспериментальные данные для этих индукторов приведены в табл. 2.1, а на рис. 2.25 приведены зависимости значений фазных $\cos\varphi$ от величины компенсирующей емкости, полученные по уравнениям (2.35). Видно, что величины $\cos\varphi$ в отдельных фазах всегда различны, причем наиболее близкие их значения достигаются в области наибольших значений $\cos\varphi$ фазы a (входной фазы ЛИМ), когда фаза c (средняя фаза ЛИМ) находится уже в состоянии перекомпенсации. Поскольку работа с опережающими (емкостными) токами нежелательна для питающего трансформатора, то целесообразно ограничиваться только положительными значениями углов φ во всех фазах. Однако, если для открытого ЛИМ такое условие вполне приемлемо, то для ЛИМ с обратным магнитопроводом при малых воздушных зазорах (рис. 2.25, б) приводит к значительному различию фазных коэффициентов мощностей, например, при полной компенсации средней фазы ($\cos\varphi_c = 1.0$) во входной фазе $\cos\varphi_a = 0.93$, а в выходной фазе $\cos\varphi_b = 0.49$.

Таблица 2.1

Экспериментальные данные открытого индуктора ЛИМ67-Т2–39/40-ОШ [15]

$U_{л}, В$	$I_{\phi}, А$	$U_{\phi}, В$	$P_{\phi}, Вт$	$\varphi, ^\circ$	$\cos\varphi, д. е.*$	$\psi, ^\circ$
Открытый индуктор						
48	0.40	30.2	7.00	54.0	0.59	32.5
	0.43	27.6	4.25	70.0	0.34	-98.0
	0.35	26.3	3.75	67.0	0.39	142.5
Индуктор с обратным магнитопроводом $\delta = 2$ мм						
78	0.40	48.4	9.00	61.3	0.48	24.0
	0.42	45.9	1.75	85.0	0.09	-111.0
	0.31	41.4	3.00	76.7	0.23	133.0

* д. е. — деления единицы.

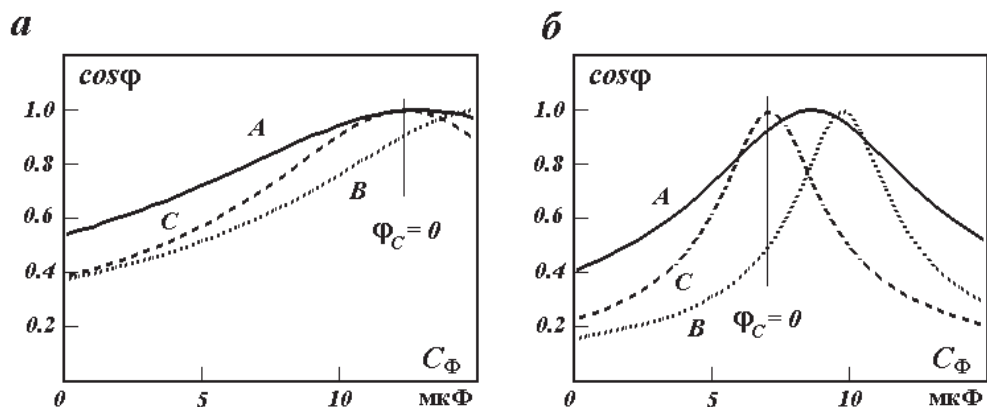


Рис. 2.25. Зависимости $\cos\varphi = f(C_\Phi)$ [15]:
 а — открытый индуктор; б — с обратным магнитопроводом

Влияние симметричной компенсации реактивной мощности на несимметрию фазных токов сети можно проследить по рис. 2.26 (расчет — линии, эксперимент — точки). Для количественной оценки несимметрии токов использовался коэффициент $k_{I2} = I_{(2)}/I_{(1)}$ (отношение токов обратной $I_{(2)}$ и прямой $I_{(1)}$ последовательностей). Указанные зависимости свидетельствуют, что увеличение коэффициента мощности ($\cos\varphi$) при симметричной компенсации приводит к увеличению несимметрии токов (k_{I2}).

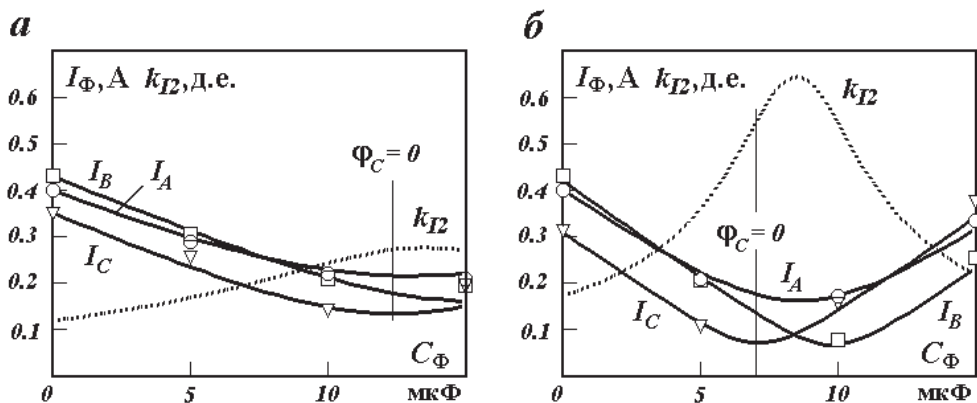


Рис. 2.26. Зависимости $I_\Phi, k_{I2} = f(C_\Phi)$ [15]:
 а — открытый индуктор; б — с обратным магнитопроводом

2.4.3. Пофазная компенсация реактивной мощности несимметричных трехфазных приемников

Пофазная компенсация реактивной мощности предполагает различные значения фазных емкостей для получения одинаковых величин коэффициента мощности во всех фазах. Формальным условием пофазной компенсации будет равенство углов сдвига фаз токов и напряжений сети

$$\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi. \quad (2.36)$$

В этом случае в системе уравнений (2.33) неизвестными величинами будут фазные проводимости конденсаторной батареи \underline{Y}_{AB} , \underline{Y}_{BC} , \underline{Y}_{CA} и линейные токи сети \dot{I}_A , \dot{I}_B , \dot{I}_C , а заданными — токи индуктора и требуемые значения угла сдвига фаз φ . Понятно, что система (2.33) не может быть разрешена непосредственно, поскольку число неизвестных превышает число уравнений. Однако учтем следующие соображения.

Во-первых, фазные проводимости конденсаторной батареи могут быть только мнимой величиной $jB_\varphi = j\omega C_\varphi$, поэтому их представление в виде полной комплексной проводимости \underline{Y}_φ в системе (2.33) является избыточным.

Во-вторых, комплексная запись токов сети $\dot{I}_\Delta = I_\Delta e^{i\psi}$ скрывает в себе две величины: модуль тока I_Δ и его аргумент (начальную фазу ψ). При заданной системе питающих напряжений, начальные фазы токов ψ могут быть выражены через одну величину — угол сдвига фаз φ

$$\begin{cases} \psi_A = 90^\circ - \varphi, \\ \psi_B = -30^\circ - \varphi, \\ \psi_C = -150^\circ - \varphi. \end{cases}$$

Кроме того, мы вправе наложить дополнительное условие — равенства модулей фазных токов сети

$$I_A = I_B = I_C = I_\Delta.$$

Перечисленные условия соответствуют требованию совмещения компенсации реактивной мощности ЛИМ и симметрирования токов сети и понижают число неизвестных в уравнениях (2.33) до четырех — емкостные проводимости B_{AB} , B_{BC} , B_{CA} и модуль тока сети I_Δ . Отме-

тим, что все неизвестные становятся действительными величинами, что позволяет преобразовать систему (2.33) к системе четырех линейных алгебраических уравнений с действительными коэффициентами

$$\left\{ \begin{array}{l} +\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{Л}}B_{AB} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{Л}}B_{CA} + \sin(\varphi)I_{\text{Л}} = \text{Re } I_{\text{АП}}, \\ +\frac{1}{2}U_{\text{Л}}B_{AB} - \frac{1}{2}U_{\text{Л}}B_{CA} + \cos(\varphi)I_{\text{Л}} = \text{Im } I_{\text{АП}}, \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{Л}}B_{AB} + \cos(30^\circ + \varphi)I_{\text{Л}} = \text{Re } I_{\text{ВП}}, \\ -\frac{1}{2}U_{\text{Л}}B_{AB} - U_{\text{Л}}B_{BC} - \sin(30^\circ + \varphi)I_{\text{Л}} = \text{Im } I_{\text{ВП}}. \end{array} \right. \quad (2.37)$$

Основные свойства пофазной компенсации прослеживаются по характеристикам, приведенным на рис. 2.27–2.29 [15].

На рис. 2.27 приведены зависимости фазных токов сети от емкости конденсаторов (линии — расчет, светлые точки — эксперимент). Для сравнения на этих же рисунках зачерненными точками указаны токи индуктора ЛИМ. Видно, что экспериментальные значения фазных токов сети достаточно близки к расчетным, а небольшое различие токов в фазах объясняется отличием используемых в опыте емкостей от расчетных.

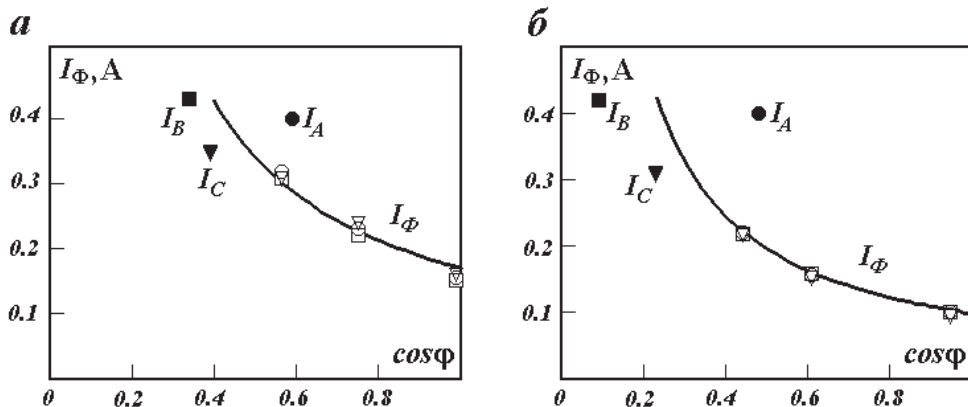


Рис. 2.27. Зависимости $I_{\Phi} = f(\cos \varphi)$:

а — открытый индуктор; *б* — с обратным магнитопроводом

На рис. 2.28 приведены зависимости компенсирующих емкостей от заданного коэффициента мощности. Здесь обращает на себя внимание появление областей с отрицательной емкостью C_{CA} , что соответствует индуктивному (реакторному) компенсирующему устройству в этой фазе. Очевидно, применение смешанных индуктивно-емкостных устройств нецелесообразно, поэтому применение емкостной пофазной компенсации имеет нижнюю границу коэффициентов мощности (например, на рис. 2.28, *a* $\cos\varphi_{MIN} = 0.54$, на рис. 2.28, *б* $\cos\varphi_{MIN} = 0.36$).

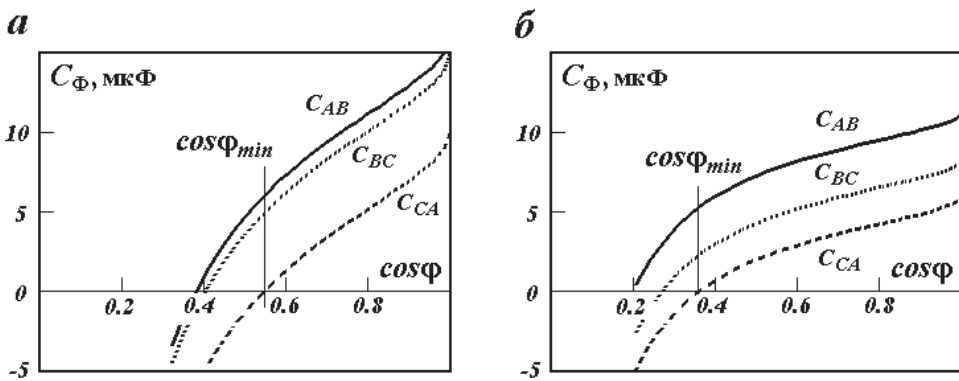


Рис. 2.28. Зависимости $C_{\Phi} = f(\cos\varphi)$:

a — открытый индуктор; *б* — с обратным магнитопроводом

Предполагаемым недостатком пофазной компенсации является необходимость точного подбора фазных емкостей, что осложняет ее практическое применение. Поэтому были проведены исследования свойств пофазной компенсации при приближенном выполнении условия (2.36). Эти исследования состояли в расчете фазных емкостей для заданного $\cos\varphi$ по формулам (2.37), округления их значений таким образом, чтобы компенсирующее устройство могло быть составлено из батарей конденсаторов одинаковой емкости C_K . Далее проводилось экспериментальное определение фазных токов, коэффициентов мощности и коэффициента несимметрии токов для полученных значений емкостей.

Некоторые результаты этих исследований [15] для индуктора с открытым зазором представлены в табл. 2.2, где приведены три варианта составления батареи конденсаторов с единичной емкостью 2.0;

3.0 и 5.0 мкФ. В этой таблице в числителе указаны расчетные значения по формулам (2.37), в знаменателе — экспериментальные. Как следует из табл. 2.2, все варианты дают вполне приемлемые результаты — отличие значений фазных коэффициентов мощностей от заданного (0.75) не превышает 8%, а коэффициент несимметрии токов в два раза ниже, чем у индуктора ЛИМ без компенсации.

Таким образом, выполненное исследование показало [15], что путем подбора емкости компенсирующих конденсаторов в отдельных фазах установки электродинамической сепарации возможно решение сразу двух задач: повышения коэффициента мощности и симметрирования линейных токов.

Таблица 2.2

Сопоставление данных точной и приближенной пофазной симметрирующей компенсации

C_K , мкФ	Фаза	C_Φ , мкФ	I_Φ , А	$\cos\varphi$, д. е.	k_D , д. е.
2.0	A	10.15/5·2.0	0.227/0.229	0.75/0.74	0.030
	B	9.08/4·2.0	0.227/0.240	0.75/0.73	
	C	4.24/2·2.0	0.227/0.234	0.75/0.70	
3.0	A	10.15/3·3.0	0.227/0.248	0.75/0.69	0.043
	B	9.08/3·3.0	0.227/0.230	0.75/0.70	
	C	4.24/1·3.0	0.227/0.245	0.75/0.73	
5.0	A	10.15/2·5.0	0.227/0.227	0.75/0.78	0.041
	B	9.08/2·5.0	0.227/0.212	0.75/0.76	
	C	4.24/1·5.0	0.227/0.214	0.75/0.80	

ГЛАВА 3.

Трансформаторные трехфазно-двухфазные преобразователи числа фаз

3.1. Трехфазно-двухфазный трансформаторный преобразователь по схеме Скотта

Для определенности дальнейшего изложения рассмотрим случай преобразования трехфазного тока в двухфазный, т. е. примем сторону трехфазного тока первичной, а сторону двухфазного вторичной. При анализе работы этого устройства будем полагать трансформаторы идеальными.

Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Скотта (*Scott*) представляет собой трансформаторный агрегат, состоящий из двух однофазных трансформаторов $T1$ и $T2$ (рис. 3.1, *а, б*) [2, 16].

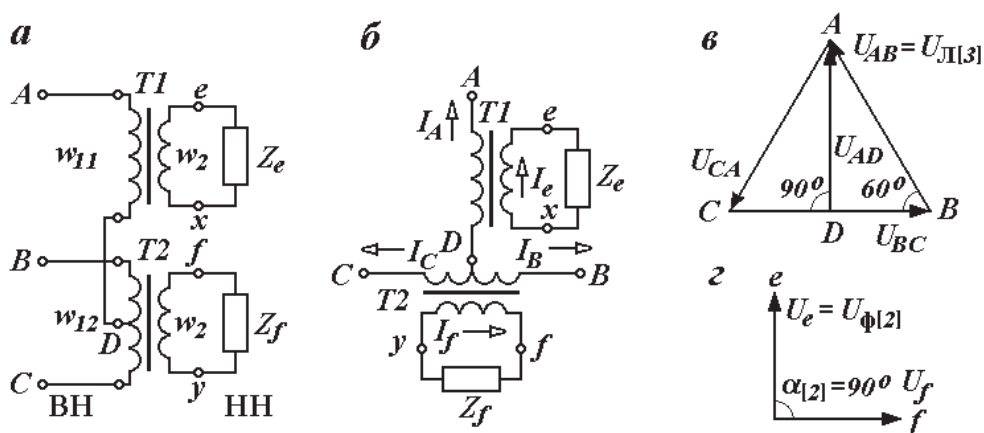


Рис. 3.1. Схемы (*а, б*) и векторные диаграммы (*в, г*) напряжений трехфазно-двухфазного преобразователя по схеме Скотта

Магнитопроводы трансформаторов выполняются одинаковыми геометрическими размерами (одинаковыми сечениями стержней). Трансформатор $T1$ называют высотным, $T2$ — базовым. Первичная обмотка (w_{12}) базового трансформатора $T2$ разделена на два одинаковых плеча ($w_{12}/2$) со средней точкой D , соединенной с концом первичной обмотки (w_{11}) высотного трансформатора $T1$. Вторичные обмотки трансформаторов имеют одинаковое число витков (w_2).

Первичные и вторичные напряжения. Для получения двухфазной системы напряжений ($\alpha_{[2]} = 90^\circ$) на вторичных обмотках преобразователя Скотта, векторы первичных напряжений трансформаторов $T1$ и $T2$ должны быть сдвинуты относительно друг друга на 90° . Как следует из векторной диаграммы рис. 3.1, *в*, такой сдвиг фаз обеспечивается, если первичные напряжения U_{BC} , U_{AD} базового и высотного трансформаторов составляют основание и высоту равностороннего треугольника ABC векторов линейных напряжений симметричной трехфазной сети $U_{\text{Л}[3]}$,

$$U_{BC} = U_{\text{Л}[3]}, \quad (3.1)$$

$$U_{AD} = U_{\text{Л}[3]} \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\text{Л}[3]}. \quad (3.2)$$

При одинаковых сечениях магнитопроводов трансформаторов $T1$ и $T2$, целесообразно иметь в них и одинаковые магнитные потоки Φ_0 (величины индукции магнитного поля), что достигается в результате следующего соотношения чисел витков первичных обмоток (формулы (3.1) и (3.2))

$$\frac{w_{11}}{w_{12}} = \frac{U_{AD}}{U_{BC}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866. \quad (3.3)$$

В свою очередь равенство магнитных потоков обоих трансформаторов, при равенстве чисел витков их вторичных обмоток ($w_e = w_f = w_2$), обуславливает и равенство величин вторичных напряжений ($U_{\text{Ф}[2]} = 4.44w_2f\Phi_0$)

$$U_e = U_f = U_{\text{Ф}[2]}.$$

Таким образом, трансформаторное устройство по рис. 3.1, *а* преобразует симметричную трехфазную систему напряжений в несимметричную двухфазную систему

$$\dot{U}_e = \dot{U}_f e^{j90^\circ}.$$

Коэффициент трансформации преобразователя. Для трехфазно-двухфазного преобразователя коэффициент трансформации следует определять как отношение линейного (номинального) напряжения трехфазной сети $U_{Л[3]}$ к фазному напряжению двухфазной сети $U_{Ф[2]}$ (в данном случае номинальному, поскольку в двухфазной сети приемники включаются только на фазное напряжение)

$$k = \frac{U_{Л[3]}}{U_{Ф[2]}} = \frac{w_{12}}{w_2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{w_{11}}{w_2}. \quad (3.4)$$

Первичные и вторичные токи при симметричном режиме работы ($Z_e = Z_f$). В симметричном режиме работы вторичные токи равны и сдвинуты относительно друг друга на 90° подобно вторичным напряжениям (3.4)

$$\dot{I}_e = \dot{I}_f e^{j90^\circ} \rightarrow (I_{2\Phi} = I_e = I_f). \quad (3.5)$$

Значения первичных токов для этого режима найдем используя уравнения МДС высотного и базового трансформаторов

$$\begin{cases} w_{11} \dot{I}_A + w_2 \dot{I}_e = 0, \\ \frac{w_{12}}{2} \dot{I}_B - \frac{w_{12}}{2} \dot{I}_C + w_2 \dot{I}_f = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

и уравнение первого закона Кирхгофа для узла в точке D (см. рис. 3.1)

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0. \quad (3.7)$$

Исключение вторичных токов и w_{11} в системе уравнений (3.6) с учетом равенств (3.5) и (3.3) преобразует ее в одно уравнение

$$w_{12} \dot{I}_B - w_{12} \dot{I}_C - \frac{\sqrt{3}}{2} w_{12} \dot{I}_A e^{-j90^\circ} = 0. \quad (3.8)$$

Объединение уравнений (3.8) и (3.7) составляет систему уравнений относительно только первичных фазных токов $I_{1\Phi}$ (I_A, I_B, I_C)

$$\begin{cases} \dot{I}_B - \dot{I}_C = \frac{\sqrt{3}}{2} \dot{I}_A e^{-j90^\circ}, \\ \dot{I}_B + \dot{I}_C = -\dot{I}_A, \end{cases} \quad (3.9)$$

решение которой дает следующие значения трехфазных токов первичной стороны преобразователя фаз:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{1\Phi} e^{j0^\circ}, \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{1\Phi} e^{-j120^\circ}, \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{1\Phi} e^{j120^\circ}. \quad (3.10)$$

Как следует из формул (3.10), при симметричной нагрузке вторичной (двухфазной) цепи преобразователя, первичные токи (трехфазные) образуют трехфазную симметричную систему токов $I_{1\Phi}$ прямой последовательности (рис. 3.2, в).

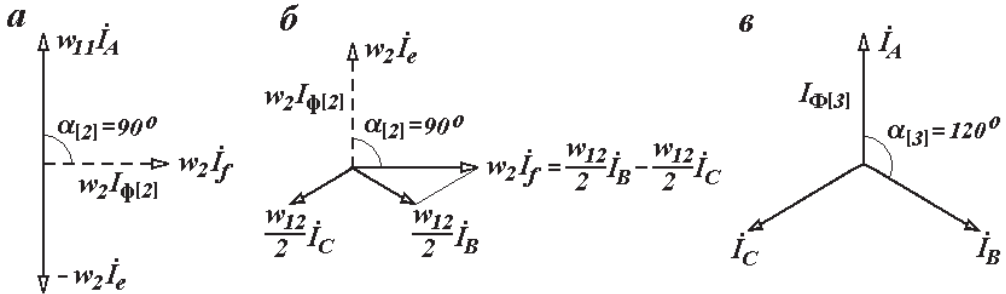


Рис. 3.2. МДС и первичные токи преобразователя Скотта при симметричной нагрузке вторичной цепи:

а — МДС высшего трансформатора; б — МДС базового трансформатора; в — векторная диаграмма первичных токов

Первичные и вторичные токи при несимметричном режиме работы. При несимметрии двухфазных нагрузок (как по величине, так и по характеру) величины вторичных токов определяются по выражениям (3.9), однако уже не соответствуют условию (3.5). Для этого случая величины первичных токов могут быть найдены в результате совместного решения уравнений (3.6), (3.7)

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} w_{12} \dot{I}_A = -w_2 \dot{I}_e, \\ w_{12} \dot{I}_B - w_{12} \dot{I}_C = -w_2 \dot{I}_f, \\ \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0. \end{cases}$$

Весогабаритные показатели преобразователя Скотта. Сделаем оценку расхода основных материалов (меди и стали) преобразователя, сравнивая его с трехфазным трансформатором такой же мощности. Для оценки этих показателей целесообразно принять в качестве объекта для сравнения трехфазный трансформатор Y/Y с плоским трехстерж-

невым магнитопроводом (как наиболее совершенного в этом отношении устройства).

Сравнение весогабаритных показателей устройств с различной конструкцией (в нашем случае с различными конструкциями магнитопроводов) представляет собой крайне сложную задачу поиска двух оптимально спроектированных устройств и имеет различные решения для различных мощностей, напряжений и т. д. Однако инженерная практика показывает действенность грубых, неточных решений (лучше иметь приближенное решение, чем никакого). Поэтому, не претендуя на точность, попытаемся получить чисто оценочные результаты.

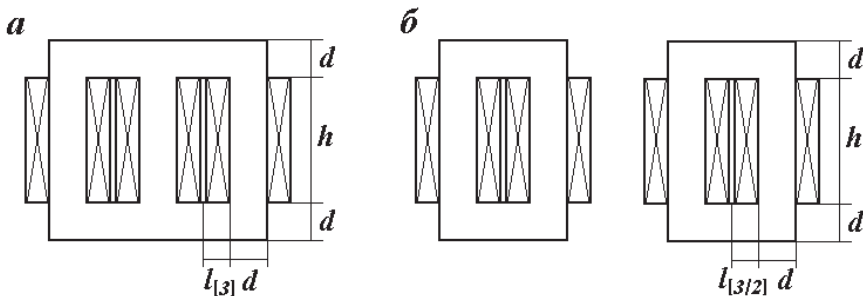


Рис. 3.3. Конструкции:

a — трехфазного трансформатора; *б* — преобразователя Скотта

Согласно М. Видмару [17], вес активных материалов G однотипных трансформаторов связан с его мощностью, приходящейся на один стержень магнитопровода $S_{СТ}$, т. е. расход материалов g определяется по следующему выражению:

$$g = \frac{G}{S_{СТ}} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S_{СТ}}}.$$

При одинаковых мощностях S трехфазного трансформатора ($S_{СТ} = S/3$ — рис. 3.3, *a*) и преобразователя Скотта — два однофазных трансформатора ($S_{СТ} = S/4$ — рис. 3.3, *б*), получим

$$\frac{g_{[2]}}{g_{[3]}} = \sqrt[4]{\frac{S_{СТ[3]}}{S_{СТ[2]}}} = \sqrt[4]{\frac{4}{3}} = 1.08,$$

т. е. преобразователь Скотта требует на 8% большего расхода активных материалов, чем трехфазный трансформатор.

Более точную частную оценку проведем для трансформатора и преобразователя при равенстве:

- мощностей трансформатора $S_{[3]}$ и преобразователя $S_{[3/2]}$;
- первичных напряжений U_L ;
- электромагнитных нагрузок — индукции в стали B и плотности тока в меди J ;
- сечений стержней магнитопроводов (условие необязательное, принимаемое для упрощения сравнения).

Запишем площадь сечения $\Pi_{\Sigma[3/2]}$ (на одну сторону) всех обмоток преобразователя Скотта как сумму произведений чисел витков обмоток на сечение одного витка ($\Pi_{1[3/2]}$ — первичной, $\Pi_{2[3/2]}$ — вторичной)

$$\Pi_{\Sigma[3/2]} = w_{11}\Pi_{1[3/2]} + w_{12}\Pi_{1[3/2]} + 2w_2\Pi_{2[3/2]} . \quad (3.11)$$

При одинаковой плотности тока, сечения проводников обмоток пропорциональны их токам, что позволяет выразить в уравнении (3.11) $\Pi_{2[3/2]}$ через величину $\Pi_{1[3/2]}$, используя первое уравнение системы (3.6),

$$I_e = \frac{w_{11}}{w_2} I_A \Rightarrow \Pi_{2[3/2]} = \frac{w_{11}}{w_2} \Pi_{1[3/2]} .$$

Последующая замена в выражении (3.11) величины w_{12} через w_{11} с помощью соотношения (3.3) позволяет представить полное сечение меди преобразователя в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Pi_{\Sigma[3/2]} &= w_{11}\Pi_{1[3/2]} + \frac{2}{\sqrt{3}}w_{11}\Pi_{1[3/2]} + 2w_2\frac{w_{11}}{w_2}\Pi_{1[3/2]} = \\ &= \frac{2+3\cdot\sqrt{3}}{\sqrt{3}}w_{11}\Pi_{1[3/2]} . \end{aligned} \quad (3.12)$$

Подобным образом определим площадь сечения обмоток трехфазного трансформатора $\Pi_{\Sigma[3]}$ с числом витков в фазе w_3 и сечением проводника $\Pi_{[3]}$. Для упрощения последующих преобразований, не влияющих на конечный результат, дополнительно примем следующее исполнение трехфазного трансформатора: коэффициент трансформации $k=1$, схема соединения обмоток Y/Y . Для такого трансформатора

$$\Pi_{\Sigma[3]} = 6w_3\Pi_{[3]} . \quad (3.13)$$

В полученных выражениях сечений обмоток (3.12), (3.13) величины чисел витков определяются первичными фазными напряжениями, сечения проводников — фазными токами.

При равенстве номинальных (линейных) напряжений, выражения для фазных напряжений высотного трансформатора U_{AD} (3.2), принятого за основу для сравнения,

$$U_{AD} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\text{Л}} = 4.44 w_{11} f B \Pi_{CT}$$

и трехфазного трансформатора $U_{\Phi[3]}$

$$U_{\Phi[3]} = \frac{U_{\text{Л}}}{\sqrt{3}} = 4.44 w_3 f B \Pi_{CT}$$

дают следующее соотношение чисел витков:

$$w_3 = \frac{2}{3} w_{11}.$$

Соотношения для токов (сечений проводников) получим сравнением мощностей трехфазного трансформатора

$$S_{[3]} = 3 U_{\Phi} I_{\Phi[3]} = \sqrt{3} U_{\text{Л}} I_{\Phi[3]}$$

и преобразователя Скотта

$$S_{[3/2]} = U_{AD} I_{\Phi[3/2]} + U_{BC} I_{\Phi[3/2]} = \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + 1 \right] U_{\text{Л}} I_{\Phi[3/2]}.$$

Приравнивая величины мощностей, получим соотношение первичных токов, что при равных величинах плотности тока дает соотношение между сечениями проводников первичных обмоток трехфазного трансформатора $\Pi_{1[3]}$ и преобразователя $\Pi_{1[3/2]}$

$$I_{\Phi[3]} = \frac{2 + \sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{3}} I_{\Phi[3/2]} \Rightarrow \Pi_{1[3]} = \frac{2 + \sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{3}} \Pi_{1[3/2]}.$$

Полученные соотношения между числами витков и сечениями проводников (3.12), (3.13) преобразователя Скотта и трехфазного трансформатора дают следующее значение отношения сечений обмоток (расхода меди):

$$\begin{aligned} \frac{\Pi_{\Sigma[3/2]}}{\Pi_{\Sigma[3]}} &= \frac{2 + 3 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{w_{11} \Pi_{1[3/2]}}{6 w_3 \Pi_{1[3]}} = \frac{2 + 3 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3 w_{11} 2 \cdot \sqrt{3} \Pi_{1[3/2]}}{12 w_{11} \cdot (2 + \sqrt{3}) \Pi_{1[3/2]}} = \\ &= \frac{2 + 3 \cdot \sqrt{3}}{4 + 2 \cdot \sqrt{3}} \approx 0.96. \end{aligned}$$

Таким образом, частная оценка дает, наоборот, снижение веса обмотки преобразователя Скотта по сравнению с трехфазным трансформатором на 4%. Однако учтем, что грубый анализ дает сравнение полных весов трансформаторов (магнитопровода и обмоток), а уточненный — только весов обмоток.

3.2. Трансформаторные преобразователи по схеме Кюблера

3.2.1. Трехфазно-двухфазный преобразователь

Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Кюблера (*Kübler*) [2, 3, 18] выполняется с плоским трехстержневым магнитопроводом обычного трехфазного трансформатора (с одинаковым сечением всех трех стержней). Первичная сторона преобразователя симметрична и представляет собой три одинаковые фазные обмотки (w_1), соединяемые обычно в звезду (соединение в треугольник также возможно, но увеличивает стоимость преобразователя). Вторичная сторона несимметрична и состоит из трех равновитковых обмоток (w_{21}), соединенных в треугольник, и двух дополнительных обмоток (w_{22}), размещенных на среднем стержне вместе с одной из обмоток треугольника (рис. 3.4, *а*, *б*). Для этой схемы соединения вторичных обмоток уместно использовать название «треугольник с продолженным основанием» (рис. 3.4, *б*). Подобное определение позволяет именовать части вторичной обмотки сторонами треугольника w_{21} и продолжениями его основания w_{22} .

Вторичные напряжения. Суть преобразования фаз в этом устройстве очевидна из векторной диаграммы вторичных напряжений (рис. 3.4, *в*).

Симметричная система трехфазных напряжений $U_{\phi[3]}$, трансформированная из первичной цепи (равносторонний треугольник *abc* со сторонами $U_{\phi[3]}$), дополняется двумя однофазными напряжениями U_{Π} , образуя равнобедренный треугольник напряжений *ned* двухфазной системы (со сторонами $U_{\phi[2]}$ и основанием $U_{\Pi} + U_{\phi[3]} + U_{\Pi}$). При углах сдвига фаз трехфазной $\alpha_{[3]} = 120^\circ$ и двухфазной $\alpha_{[2]} = 90^\circ$ систем напряжений, соотношения между составляющими вторичных напряжений $U_{\phi[2]}$, U_{Π} , $U_{\phi[3]}$ выражаются в соответствии со следующими равенствами (рис. 3.4, *в*):

$$U_{\Phi[2]} \sin 45^\circ = U_{\Phi[3]} \sin 60^\circ,$$

$$U_{\Pi} = U_{\Phi[2]} \cos 45^\circ - U_{\Phi[3]} \cos 60^\circ.$$

что позволяет определить напряжения $U_{\Phi[2]}$, U_{Π} через величину $U_{\Phi[3]}$

$$U_{\Phi[2]} = U_{\Phi[3]} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \approx 1.23 U_{\Phi[3]}, \quad (3.14)$$

$$U_{\Pi} = U_{\Phi[3]} \cdot \frac{\sqrt{3}-1}{2} \approx 0.37 U_{\Phi[3]}. \quad (3.15)$$

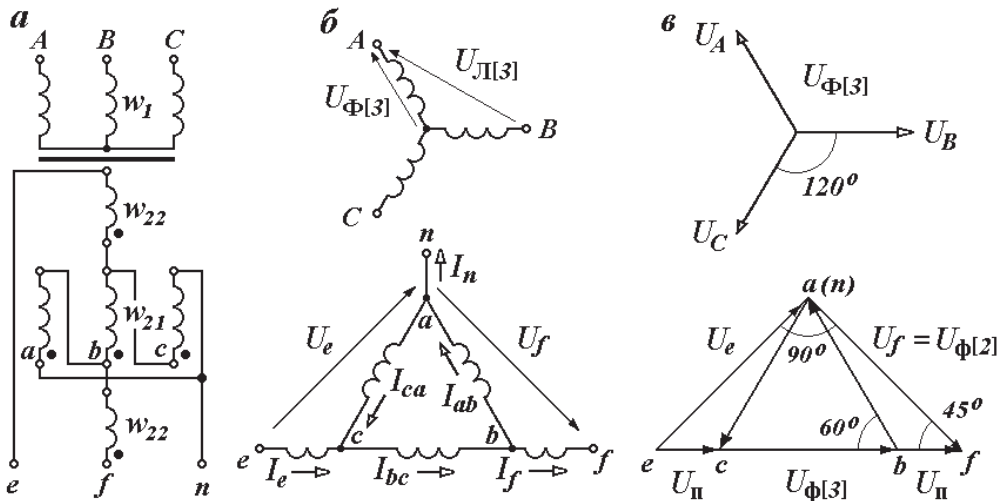


Рис. 3.4. Трехфазно-двухфазный преобразователь Кюблера:
а, б — схемы; в — векторные диаграммы напряжений

Соотношения чисел витков частей вторичной обмотки. При одинаковых магнитных потоках в стержнях магнитопровода, величины напряжения пропорциональны числам витков, поэтому в соответствии с уравнением (3.15) число витков треугольника w_{21} и продолжений его основания w_{22} будут связаны по следующему равенству

$$w_{22} = \frac{\sqrt{3}-1}{2} w_{21} \approx 0.37 w_{21}.$$

Коэффициент трансформации. В практическом смысле коэффициент трансформации преобразователя k следует определять как от-

ношение линейного (номинального) напряжения трехфазной сети $U_{Л3}$ к фазному (в данном случае номинальному) напряжению двухфазной сети $U_{Ф2}$

$$k = \frac{U_{Л[3]}}{U_{Ф[2]}}. \quad (3.16)$$

Однако величина k представляет собой основной конструктивный параметр трансформаторного устройства, определяемый числами витков первичной и вторичной обмоток. Ввиду несимметрии вторичных обмоток преобразователя, коэффициент трансформации удобно находить в виде соотношения чисел витков симметричных частей первичной и вторичной обмоток (w_1 — первичной звезды и w_{21} — вторичного треугольника), пропорциональных фазным напряжениям трехфазных систем ($U_{Ф[3]}$ и $U_{Ф[3]}$). Используя уравнение (3.14) перепишем выражение коэффициента трансформации (3.16) относительно трехфазных напряжений

$$k = \frac{U_{Л[3]}}{U_{Ф[2]}} = \frac{\sqrt{2}U_{Л[3]}}{\sqrt{3}U_{Ф[3]}},$$

что, при соединении первичных обмоток в звезду ($U_{Л[3]} = \sqrt{3}U_{Ф[3]}$), дает следующие его значения:

$$k_{Y/\Delta} = \frac{U_{Л[3]}}{U_{Ф[2]}} = \sqrt{2} \frac{U_{Ф[3]}}{U_{Ф[3]}} = \sqrt{2} \frac{w_1}{w_{21}} \approx 1.42 \frac{w_1}{w_{21}},$$

а при соединении в треугольник ($U_{Л[3]} = U_{Ф[3]}$) —

$$k_{\Delta/\Delta} = \frac{U_{Л[3]}}{U_{Ф[2]}} = \frac{\sqrt{2} U_{Ф[3]}}{\sqrt{3} U_{Ф[3]}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{w_1}{w_{21}} \approx 0.87 \frac{w_1}{w_{21}}.$$

Токи вторичной обмотки при симметричном режиме работы ($Z_e = Z_f$). Как следует из электрической схемы преобразователя (см. рис. 3.4, *в*), в его вторичной цепи возникают токи, замыкающиеся внутри треугольника I_{ab} , I_{ca} , I_{bc} (трехфазной системы), протекающие в продолжениях его основания I_d , I_e (двухфазной системы), которые связаны между собой уравнениями первого закона Кирхгофа для узлов c и b (см. рис. 3.4, *б*)

$$\begin{cases} \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ca} = \dot{I}_f, \\ \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab} = \dot{I}_e. \end{cases} \quad (3.17)$$

В рассматриваемом случае (симметричном режиме) токи двухфазной системы равны $I_d = I_e = I_{\Phi[2]}$. В силу симметрии вторичной цепи относительно узла a , можно предположить, что токи боковых сторон ab и ca треугольника abc также одинаковы $I_{ab} = I_{ca} = I_{\Phi[3]}$. Поскольку токи треугольника индуцируются трехфазной системой напряжений, углы сдвига фаз между ними должны составлять 120° . Следовательно, симметричному режиму работы преобразователя соответствуют соотношения вторичных токов

$$\begin{cases} \dot{I}_f = \dot{I}_e e^{j90^\circ}, \\ \dot{I}_{ca} = \dot{I}_{ab} e^{j120^\circ}. \end{cases} \quad (3.18)$$

Графическое решение систем уравнений (3.17), (3.18) приведено в виде векторной диаграммы вторичных токов (рис. 3.5, a), из которой несложно получить следующие соотношения между составляющими вторичных токов:

$$\begin{cases} I_{\Phi[2]} = I_{\Phi[3]} \frac{\sin 60^\circ}{\sin 45^\circ} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{\Phi[3]} \approx 1.23 I_{\Phi[3]}, \\ I_{n[2]} = \sqrt{2} I_{\Phi[2]} = \sqrt{3} I_{\Phi[3]} \approx 1.73 I_{\Phi[3]}, \\ I_{bc} = I_{\Phi[3]} \left[\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cos 45^\circ - \cos 60^\circ \right] = \frac{\sqrt{3}-1}{2} I_{\Phi[3]} \approx 0.37 I_{\Phi[3]}. \end{cases} \quad (3.19)$$

МДС первичной и вторичной обмоток. Для определения структуры токов преобразователя в симметричном режиме работы, используем уравнения МДС всех трех стержней магнитопровода

$$\begin{cases} w_1 I_{\Phi[3]} = w_1 I_A = w_{21} I_{ab} = w_{21} I_{\Phi[3]}, \\ w_1 I_{\Phi[3]} = w_1 I_B = w_{21} I_{bc} + 2w_{22} I_{\Phi[2]} \cos 45^\circ, \\ w_1 I_{\Phi[3]} = w_1 I_C = w_{21} I_{ca} = w_{21} I_{\Phi[3]}. \end{cases} \quad (3.20)$$

Векторная диаграмма вторичных МДС преобразователя, соответствующая системе (3.20), показана на рис. 3.5, b . Видно, что вторичные МДС образуют симметричную трехфазную систему, следовательно, и первичные токи симметричны (рис. 3.5, $в$).

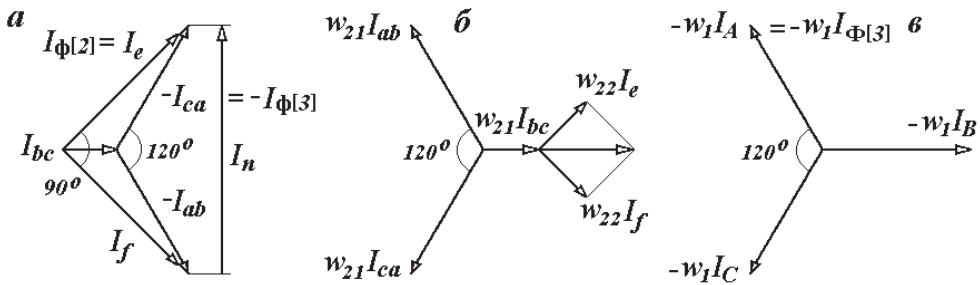


Рис. 3.5. Вторичные токи и МДС преобразователя Кюблера при симметричной нагрузке вторичной цепи

a — векторные диаграммы вторичных токов; *б* — МДС вторичных токов; *в* — МДС первичных токов

Весогабаритные показатели преобразователя Кюблера. Сделаем оценку расхода основных материалов (меди и стали) преобразователя, сравнивая его с трехфазным трансформатором такой же мощности. Сопоставление проведем для устройств с одинаковыми электромагнитными нагрузками — равными величинами индукции в стали B и плотности тока в меди J . Равенство индукций соответствует одинаковым размерам стержней магнитопроводов — их высоте и диаметру. В таком случае в первом приближении можно принять и равенство средних диаметров их обмоток. Следовательно, объемы обмоток будут пропорциональны их числам витков

$$\begin{aligned} \frac{V_{[3/2]}}{V_{[3]}} &= \frac{3w_1I_{\Phi[3]} + 2w_{21}I_{\Phi[3]} + w_{21}I_{bc} + 2w_{22}I_{\Phi[2]}}{6w_{21}I_{\Phi[3]}} = \\ &= \frac{3 + 2 + \frac{\sqrt{3}-1}{2} + 2 \cdot \frac{\sqrt{3}-1}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}}{6} \approx 1.04, \end{aligned} \quad (3.21)$$

т. е. объем обмотки всего лишь на 4% больше, чем у обычного трехфазного трансформатора.

3.2.2. Совмещенные трансформаторные преобразователи числа фаз на основе схемы Кюблера

Особенностью схемы Кюблера является наличие во вторичной цепи обмоток, соединенных треугольником и создающих симметричную систему трехфазных напряжений. Очевидно, подключение дополни-

тельных выводов к вершинам вторичного треугольника позволяет получить устройство, объединяющее свойства обычного понижающего трехфазного трансформатора и трехфазно-двухфазного преобразователя (рис. 3.6). Такое решение позволяет одновременно питать как трехфазные, так и двухфазные потребители.

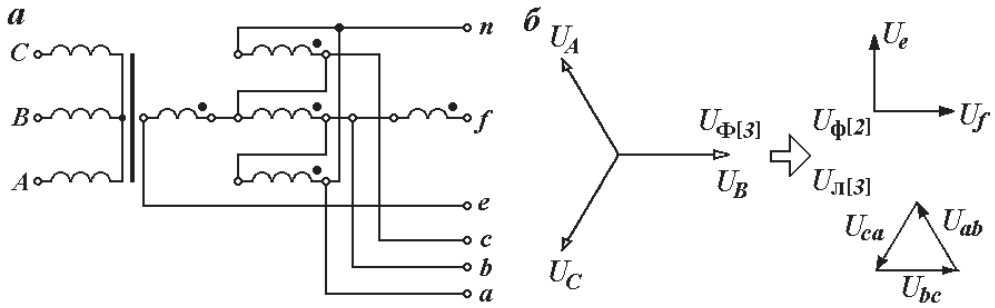


Рис. 3.6. Совмещенный трехфазно-трехфазный и двухфазный трансформаторный преобразователь:

a — схема; *б* — векторные диаграммы

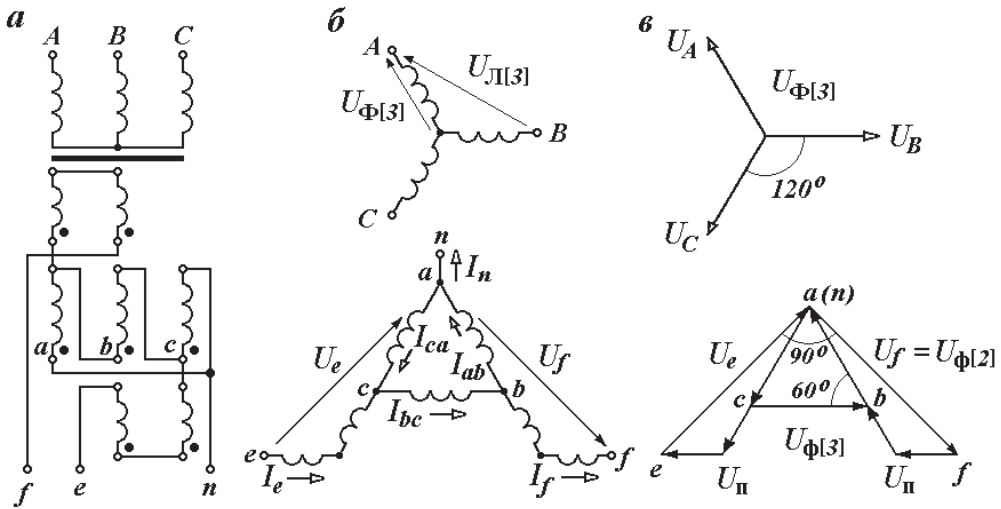


Рис. 3.7. Усовершенствованный трехфазно-трехфазный и двухфазный трансформаторный преобразователь:

a — схема; *б* — векторные диаграммы

Однако в чистом виде схема Кюблера по рис. 3.6 ограничена жестким соотношением величин вторичных напряжений двухфазной

и трехфазной систем $U_{\text{ф}[2]} \approx 1.23U_{\text{ф}[3]}$ — см. формулу (3.14). Тем не менее эта схема может служить основой совмещенного преобразователя для любого соотношения выходных напряжений двух $U_{\text{ф}[2]}$ и трехфазной $U_{\text{ф}[3]}$ систем.

Очевидно, для изменения соотношения (3.14) в ту или иную сторону, вторичную сторону схемы Кюблера — треугольник с продолженным основанием необходимо дополнить еще двумя обмотками, размещенными на боковых стержнях магнитопровода. Схемы соединений таких преобразователей можно описать как звезда/треугольник с неполным зигзагом в основании. Пример такой схемы $U_{\text{ф}[2]} > 1.23U_{\text{ф}[3]}$ приведен на рис. 3.7.

Отметим, что схема рис. 3.7 положена в основу симметрирующего трансформатора ТМТНЖСМ-25000/110У1 для электрифицированных железных дорог переменного тока России производства завода УЭТМ [19]. Такой трансформатор преобразует энергию трехфазной сети 110 кВ в двухфазные системы 94 и 27.5 кВ (тяговые), а также в трехфазную 10 кВ (собственных нужд подстанций). Применение таких трансформаторов позволяет увеличить расстояние между тяговыми подстанциями в 4–6 раз.

3.2.3. Трехфазно-двухфазный преобразователь по модифицированной схеме Кюблера

В книгах [20, 21] приведена модифицированная схема трехфазно-двухфазного преобразователя. Авторами [20, с. 211] отмечается достоинство модифицированной схемы Кюблера: «К преимуществам модифицированной схемы [Кюблера] по сравнению с исходной (в которой на стержне фазы B расположено четыре катушки) относится то обстоятельство, что трансформатор является трехобмоточным, что требует меньшего расхода материалов на его изготовление». Однако это предположение спорно, поскольку в исходной схеме Кюблера по рис. 3.4 обмотки разных фаз имеют различное сечение (3.19) и простое сопоставление числа обмоток неправомерно. По данной причине определим величины токов, чисел витков модифицированного преобразователя Кюблера по рис. 3.8, *a*, *б* [22, 23].

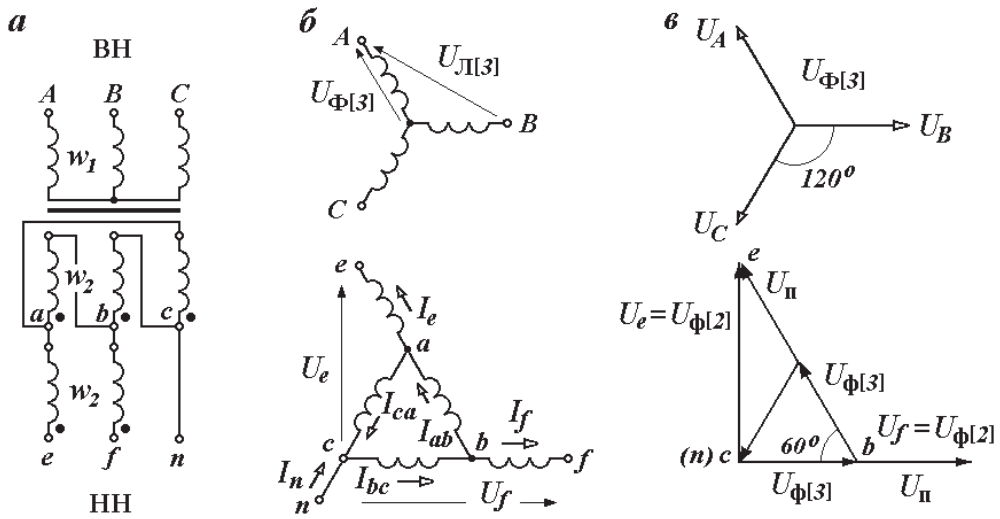


Рис. 3.8. Трехфазно-двухфазный преобразователь по модифицированной схеме Кюблера:
 а, б — схемы; в — векторные диаграммы напряжений

Первичная сторона преобразователя симметрична и представляет собой три одинаковые фазные обмотки (w_1), соединяемые в звезду.

Вторичная сторона несимметрична и состоит из пяти равновитковых обмоток (w_2), три из которых соединяются в треугольник, две — образуют продолжения сторон треугольника.

Магнитопровод преобразователя трехстержневой с одинаковым сечением стержней.

Так же как и в исходной схеме Кюблера (см. рис. 3.4), вторичная обмотка состоит из трех обмоток, соединенных в треугольник, и двух дополнительных обмоток с одинаковым числом витков (w_2). Отличием является размещение последних не на одном, среднем, стержне магнитопровода, а на двух, крайних (см. рис. 3.8, а). Такую схему соединения вторичных обмоток можно назвать «треугольник с неполными продолженными сторонами» (рис. 3.8, б).

Коэффициент трансформации. Как следует из векторной диаграммы рис. 3.8, в, напряжения вторичного треугольника $U_{\Phi[3]}$ равны напряжениям продолжений сторон U_{Π}

$$U_{\Phi[3]} = U_{\Pi},$$

что дает следующее соотношение между величинами фазных напряжений двухфазной системы $U_{\Phi[2]}$ и напряжением симметричного плеча $U_{\Phi[3]}$:

$$U_{\Phi[2]} = 2U_{\Phi[3]} \sin 60^\circ = \sqrt{3}U_{\Phi[3]}.$$

В таком случае коэффициент трансформации модифицированного преобразователя Кюблера (при соединении первичных обмоток в звезду) будет

$$k_{Y/\Delta} = \frac{U_{\text{л}[3]}}{U_{\Phi[2]}} = \frac{\sqrt{3}U_{\Phi[3]}}{\sqrt{3}U_{\Phi[3]}} = \frac{w_1}{w_2}.$$

Токи и намагничивающие силы преобразователя. Согласно схеме преобразователя (см. рис. 3.8, б), составим уравнения фазных МДС

$$\begin{cases} w_1 \dot{I}_A = w_2 \dot{I}_{ab} + w_2 \dot{I}_e, \\ w_1 \dot{I}_B = w_2 \dot{I}_{bc} + w_2 \dot{I}_f, \\ w_1 \dot{I}_C = w_2 \dot{I}_{ca}. \end{cases} \quad (3.22)$$

Последнее уравнение (3.22) перепишем в виде

$$w_1 I_{\Phi[3]} = w_2 I_{ca}.$$

Далее составим уравнения первого закона Кирхгофа для вторичной обмотки

$$\begin{cases} \dot{I}_e = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}, \\ \dot{I}_f = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}, \\ \dot{I}_n = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}. \end{cases} \quad (3.23)$$

Графическое решение систем (3.22), (3.23) приведено на рис. 3.9. Используя векторную диаграмму рис. 3.9, в несложно получить следующие соотношения между вторичными токами:

$$\begin{cases} I_{\phi[2]} = I_e = I_f = I_{ca} \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{ca} \approx 0.86 I_{ca}, \\ I_{ab} = I_{ca} \cos 60^\circ = \frac{1}{2} I_{ca} = 0.5 I_{ca}, \\ I_{bc} = I_f - I_{ab} = \frac{\sqrt{3}-1}{2} I_{ca} \approx 0.37 I_{ca}, \\ I_{n[2]} = I_{ca} \cos 15^\circ + I_{bc} \cos 45^\circ = \left[\frac{\sqrt{3}+1}{2 \cdot \sqrt{2}} + \frac{\sqrt{3}-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right] I_{ca} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{ca} \approx 1.22 I_{ca}. \end{cases}$$

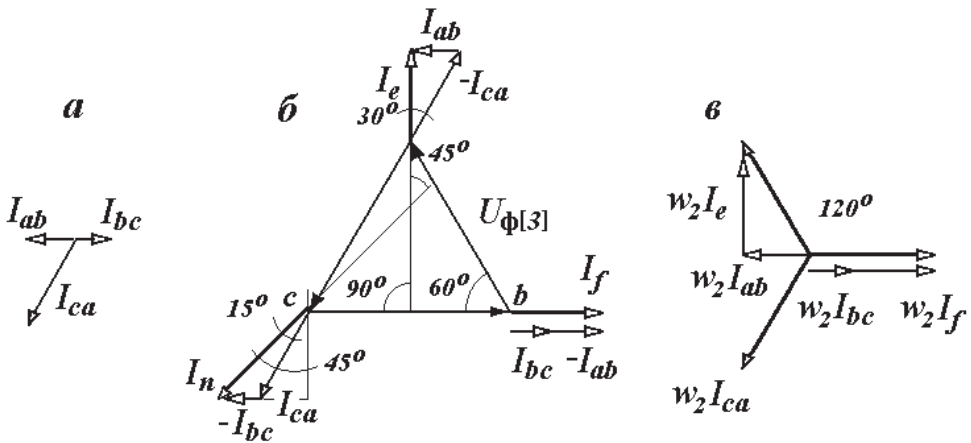


Рис. 3.9. Вторичные токи и МДС модифицированного преобразователя Кюблера при симметричной нагрузке вторичной цепи:

a — векторные диаграммы вторичных токов; *б* — векторная диаграмма токов и напряжений; *в* — МДС вторичных токов

Для практических целей удобно выразить токи вторичных обмоток через значения фазных токов

$$\begin{cases} I_{ca} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{\phi[2]} \approx 1.16 I_{\phi[2]}, \\ I_{ab} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{\phi[2]} \approx 0.58 I_{\phi[2]}, \\ I_{bc} = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}} I_{\phi[2]} \approx 0.42 I_{\phi[2]}, \\ I_{n[2]} = \sqrt{2} I_{\phi[2]} \approx 1.42 I_{\phi[2]}. \end{cases} \quad (3.24)$$

Как видно из системы уравнений (3.24), все фазные токи вторичного треугольника имеют различные значения. Это обстоятельство усложняет конструкцию преобразователя.

Весогабаритные показатели модифицированного преобразователя Кюблера. Определим отношение объемов обмоток трансформаторного преобразователя фаз и трехфазного трансформатора с одинаковыми габаритами магнитопроводов

$$\begin{aligned} \frac{V_{[3/2]}}{V_{[3]}} &= \frac{3w_1 I_{\Phi[3]} + w_2 I_{ab} + w_2 I_{bc} + w_2 I_{ca} + 2w_2 I_{\Phi[2]}}{6w_{21} I_{\Phi[3]}} = \\ &= \frac{3 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} + \frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}} + 2 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}}{6} \approx 1.13. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Как следует из равенства (3.25), объем обмотки преобразователя фаз на 13 % больше, чем у обычного трехфазного трансформатора.

Отметим также, что увеличение объема обмоток неизбежно приводит к увеличению размеров окна магнитопровода и, как следствие, к увеличению его веса. Соответственно для преобразователя фаз в целом увеличение веса активных материалов будет несколько больше 13 %.

Выше было показано, что преобразователь по исходной схеме Кюблера (см. рис. 3.4, а) имеет значительно лучшие весогабаритные показатели $V_{[2/3]} / V_{[3]} = 1.04$ — см. формулу (3.21).

Таким образом, модифицированная схема Кюблера (см. рис. 3.8, а) в весогабаритных показателях значительно проигрывает исходной схеме (см. рис. 3.4, а), и предположение, высказанное в журнале [20], необоснованно.

3.3. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь фаз по схеме Зоннса

Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Зоннса (*Sonnns*) [2, 3, 24] выполняется с объединенной магнитной системой, образованной плоским трехстержневым магнитопроводом, при предельно простой схеме соединения обмоток Y/Δ (рис. 3.10, а, б). Однако такая простота преобразователя достигается благодаря несимметрич-

ной конструкции его магнитной и электрической частей. Так, первичная (трехфазная) обмотка имеет в средней фазе меньшее число витков w_{12} , чем в крайних w_{11} . Соотношение чисел витков w_{12} и w_{11} подбирается таким образом, что бы фазные напряжения трехфазной обмотки $U_{\Phi [3]}$ образовывали несимметричную звезду с углами сдвига фаз $\alpha_{[3]}$, равными $90^\circ, 135^\circ, 135^\circ$ (рис. 3.10, в). Два фазных напряжения U_A и U_C , сдвинутых на 90° , трансформируются в двухфазную систему напряжений U_f и U_e (рис. 3.10. в, г).

Вторичная обмотка, равновитковая (с одинаковым числом витков w_2 во всех фазах), соединяется в треугольник.

Магнитная система преобразователя несимметрична: средний стержень выполняется с сечением в $\sqrt{2}$ раз больше, чем крайние. Последнее обстоятельство представляет собой определенные технологические сложности при изготовлении преобразователя.

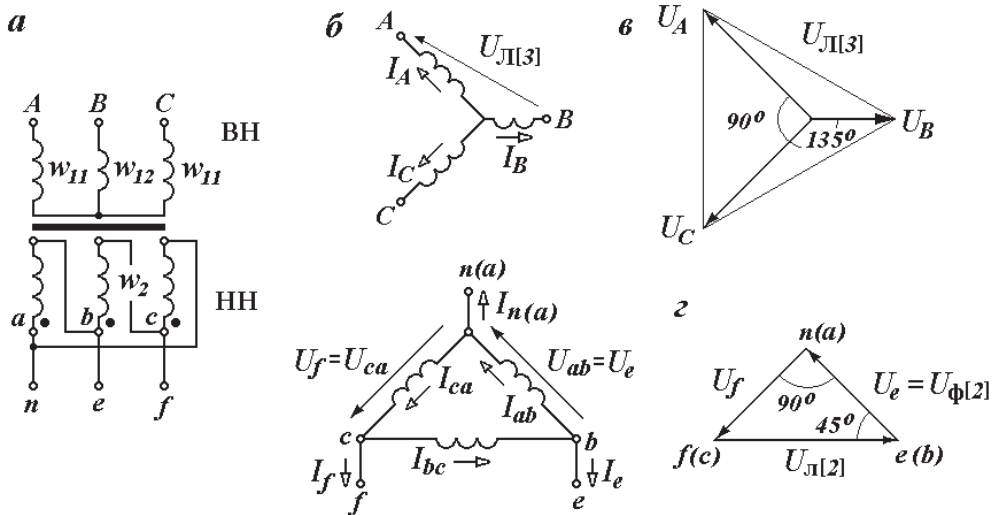


Рис. 3.10. Схемы и векторные диаграммы напряжений трехфазно-двухфазного преобразователя по схеме Зоннса

Основные соотношения этого преобразователя получим исходя из того, что вторичная обмотка должна создавать двухфазную систему напряжений. По этой причине начнем с вторичных напряжений.

Вторичные напряжения. Как следует из векторной диаграммы рис. 3.10, г, линейное $U_{л[2]}$ и фазные $U_{\Phi[2]}$ напряжения составляют равнобедренный треугольник с углом при вершине 90° , т. е.

$$U_{л[2]} = \sqrt{2}U_{ф[2]}. \quad (3.26)$$

При одинаковой величине индукции B в стержнях магнитопровода эти напряжения определяются по следующим выражениям

$$U_{ф[2]} = 4.44w_2f\Pi_K B, \quad (3.27)$$

$$U_{л[2]} = 4.44w_2f\Pi_C B, \quad (3.28)$$

где Π_K — сечение крайних стержней; Π_C — сечение среднего стержня.

Очевидно, одновременное выполнение равенств (3.26)–(3.28) возможно при следующем соотношении между сечениями стержней магнитопровода:

$$\Pi_{CT2} = \sqrt{2}\Pi_{CT1}.$$

Первичные напряжения. Используя векторную диаграмму рис. 3.10, *в*, свяжем величины фазных напряжений U_A , U_B , U_C с величиной линейного $U_{л[3]}$

$$U_A = U_C = \frac{1}{2}U_{л[3]} \frac{1}{\sin 45^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_{л[3]}, \quad (3.29)$$

$$U_B = U_{л[3]} \sin 60^\circ - U_{л[3]} \frac{1}{2} = \frac{\sqrt{3}-1}{2}U_{л[3]}. \quad (3.30)$$

Однако эти напряжения определяются по числу витков w_{11} и w_{12}

$$U_A = U_C = 4.44w_{11}f\Pi_K B, \quad (3.31)$$

$$U_B = 4.44w_{12}f\sqrt{2}\Pi_K B. \quad (3.32)$$

Выражения (3.29)–(3.32) позволяют представить отношение несимметричных фазных напряжений U_A , U_C и U_B в следующем виде:

$$\frac{U_B}{U_A} = \frac{U_B}{U_C} = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \frac{w_{12}}{w_{11}}.$$

Полученное выражение дает соотношение чисел витков первичной обмотки

$$w_{12} = \frac{\sqrt{3}-1}{2}w_{11} \approx 0.37w_{11}. \quad (3.33)$$

Коэффициент трансформации преобразователя. Выражения (3.29), (3.31) позволяют получить выражение для линейного напряжения трехфазной системы

$$U_{л[3]} = 4.44w_{11}f\sqrt{2}\Pi_K B.$$

Согласно выражению (3.27) фазное напряжение двухфазной системы будет

$$U_{ф[2]} = 4.44w_2f\Pi_K B.$$

Приведенные выше выражения $U_{л[3]}$ и $U_{ф[2]}$ дают следующее значение коэффициента трансформации преобразователя Зоннса:

$$k_{Y/\Delta} = \frac{U_{л[3]}}{U_{ф[2]}} = \sqrt{2} \frac{w_{11}}{w_2} \approx 1.42 \frac{w_{11}}{w_2}.$$

МДС и токи преобразователя при симметричной нагрузке. Предположим, что первичные токи I_A, I_B, I_C образуют симметричную систему $I_{ф[3]}$ (рис. 3.11, а).

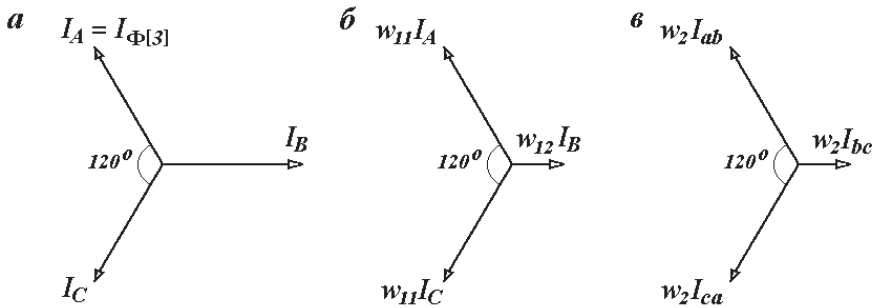


Рис. 3.11. Векторные диаграммы первичных токов и МДС обмоток трехфазно-двухфазного преобразователя по схеме Зоннса

Далее запишем уравнения фазных МДС первичных и вторичных обмоток

$$\begin{cases} w_{11}\dot{I}_A = w_2\dot{I}_{ab}, \\ w_{11} \cdot \frac{\sqrt{3}-1}{2}\dot{I}_B = w_2\dot{I}_{bc}, \\ w_{11}\dot{I}_C = w_2\dot{I}_{ca}, \end{cases} \quad (3.34)$$

из которых следует, что эти МДС представляют собой несимметричные системы (см. рис. 3.11, б, в).

Согласно схеме рис. 3.10, б, вторичные токи преобразователя связаны между собой в соответствии с уравнениями

$$\begin{cases} \dot{I}_n = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}, \\ \dot{I}_e = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}, \\ \dot{I}_f = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}, \\ \dot{I}_n + \dot{I}_e + \dot{I}_f = 0. \end{cases} \quad (3.35)$$

Графическое решение системы (3.35) приведено на рис. 3.12. Видно, что исходному предположению о симметричности трехфазной системы первичных токов (см. рис. 3.11, а), соответствует уравновешенная двухфазная система вторичных токов (рис. 3.12, б). Очевидно, справедливо и обратное утверждение: симметричная нагрузка двухфазной системы ($\underline{Z}_e = \underline{Z}_f$) приводит к равномерной загрузке трехфазной системы.

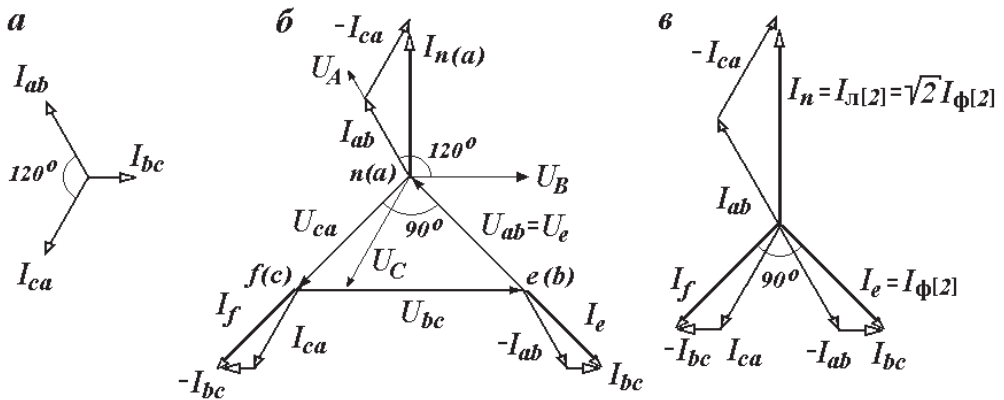


Рис. 3.12. Векторные диаграммы преобразователя Зоннса:

а — токов вторичной обмотки; б — токов и напряжений; в — двухфазной системы токов

Соотношения между вторичными токами преобразователя при симметричной нагрузке. Помимо графического определения вторичных токов преобразователя, получим количественные соотношения между ними, необходимые для выбора сечения проводников обмотки и их выводов. Для этого используем второе и третье уравнения системы (3.35), в которых величины вторичных токов I_{ab} , I_{bc} , I_{ca} выразим через величины первичных I_A , I_B , I_C согласно уравнениям (3.34)

$$\begin{cases} \dot{I}_e = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab} = \frac{w_{11}}{w_2} \left[\frac{\sqrt{3}-1}{2} \dot{I}_B - \dot{I}_A \right], \\ \dot{I}_f = \dot{I}_e e^{-j90^\circ} = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc} = \frac{w_{11}}{w_2} \left[\dot{I}_C - \frac{\sqrt{3}-1}{2} \dot{I}_B \right]. \end{cases} \quad (3.36)$$

Вычтем второе уравнение (3.36) из первого, в результате чего получим

$$\dot{I}_e (1 - e^{-j90^\circ}) = \frac{w_{11}}{w_2} [(\sqrt{3}-1)\dot{I}_B - \dot{I}_A - \dot{I}_C]. \quad (3.37)$$

При симметричной нагрузке $-\dot{I}_A - \dot{I}_C = \dot{I}_B$, т. е. уравнение (3.37) преобразуется к следующему:

$$\sqrt{2} \dot{I}_e e^{j45^\circ} = \frac{w_{11}}{w_2} [(\sqrt{3}-1)\dot{I}_B + \dot{I}_B] = \frac{w_{11}}{w_2} \sqrt{3} \dot{I}_B, —$$

окончательно получим

$$\dot{I}_e = \frac{w_{11}}{w_2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \dot{I}_B e^{-j45^\circ}. \quad (3.38)$$

Используя выражения (3.34) и (3.38), получим значения вторичных токов относительно первичных $I_A = I_B = I_C = I_{\Phi[3]}$

$$\begin{cases} I_{ab} = I_{ca} = \frac{w_{11}}{w_2} I_{\Phi[3]}, \\ I_{bc} = \frac{w_{11}}{w_2} \cdot \frac{\sqrt{3}-1}{2} I_{\Phi[3]}, \\ I_e = I_f = \frac{w_{11}}{w_2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{\Phi[3]} \end{cases}$$

или относительно вторичных $I_e = I_f = I_{\Phi[2]}$

$$\begin{cases} I_{bc} = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{6}} I_{\Phi[2]} \approx 0.30 I_{\Phi[2]}, \\ I_{ab} = I_{ca} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{\Phi[2]} \approx 0.82 I_{\Phi[2]}. \end{cases}$$

Конструкция магнитопровода преобразователя Зоннса. Различное сечение среднего и крайних стержней магнитопровода преобразователя числа фаз усложняет его конструкцию. Так, на рис. 3.13 приведены два варианта набора шихтованных пакетов стержней магнитопровода:

- с крайними стержнями круглого сечения и среднего — овального (рис. 3.13, *а*);
- с крайними стержнями овального сечения и среднего — круглого (рис. 3.13, *б*);

Различная форма сечения стержней магнитопровода преобразователя предполагает и соответствующую форму сечений обмоток — круглую или овальную.

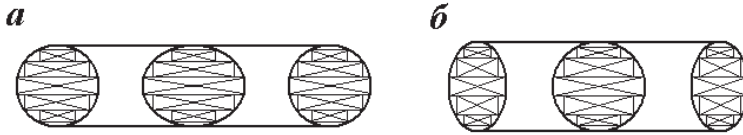


Рис. 3.13. Возможные конструкции магнитопровода Зоннса:

а — с овальным средним стержнем; *б* — с овальными крайними стержнями

Весогабаритные показатели преобразователя Зоннса. Как и в предыдущих случаях, в качестве объекта сравнения преобразователя возьмем трехфазный силовой трансформатор такой же мощности при одинаковых электромагнитных нагрузках индукции B и плотности тока J . Однако различная конструкция магнитопроводов преобразователя и силового трансформатора делают задачу сравнения неоднозначной. Как следует из уравнения трансформаторной ЭДС $E = U = 4.44wfB\Pi$, ее одно и то же значение может быть получено при различных сочетаниях числа витков обмотки w и сечения стержня магнитопровода Π .

Для возможности сопоставления трехфазно-двухфазных преобразователей с другими типами (Кюблера и др.) примем условие равенства объемов магнитопроводов — преобразователя Зоннса и трехфазного трансформатора. При этом данное условие будем понимать приближенно как равенство сумм сечений стержней магнитопроводов

$$2\Pi_K + \Pi_C = 3\Pi_T = \left[2 + \sqrt{2}\right]\Pi_K = 3\Pi_T,$$

где Π_K , Π_C — сечения крайних и среднего стержней преобразователя; Π_T — сечение стержня трехфазного трансформатора.

В этом случае сечения стержней трехфазного трансформатора будут на 14 % больше, чем крайних стержней преобразователя,

$$П_T = \frac{2 + \sqrt{2}}{3} П_K \approx 1.14 П_K. \quad (3.39)$$

Для определения расхода меди сопоставим число витков первичной обмотки трехфазного трансформатора w_1 и крайних обмоток преобразователя w_{11} . С этой целью запишем отношение напряжений обмоток крайних стержней преобразователя U_A , U_C и фазного напряжения трансформатора $U_{\Phi[3]}$

$$\begin{aligned} \frac{U_A}{U_{\Phi[3]}} = \frac{U_C}{U_{\Phi[3]}} &= \frac{4.44 w_{11} f B П_K}{4.44 w_1 f B П_T} = \\ &= \frac{4.44 w_{11} f B П_K}{4.44 w_1 f B \cdot \frac{2 + \sqrt{2}}{3} П_K} = \frac{3 w_{11}}{w_1 \cdot (2 + \sqrt{2})}. \end{aligned}$$

Величины U_A , U_C преобразователя определены по соотношению (9.5), а фазного напряжения трансформатора — $U_{\Phi[3]} = U_{Л[3]} / \sqrt{3}$, тогда,

$$w_{11} = \frac{(2 + \sqrt{2})}{\sqrt{6}} w_1 \approx 1.40 w_1. \quad (3.40)$$

Подставляя в уравнение (3.33) выражение (3.40), получим

$$w_{12} = \frac{\sqrt{3} - 1}{2} w_{11} = \frac{\sqrt{3} - 1}{2} \cdot \frac{2 + \sqrt{2}}{\sqrt{6}} w_1 \approx 0.52 w_1.$$

Различное сечение $П_K$ и $П_C$ стержней преобразователя обуславливает различную длину витка обмоток l . В первом приближении (для витка в виде окружности радиуса r) справедливы соотношения

$$П = \pi r^2, \quad l = 2\pi r, \quad l \sim \sqrt{П}.$$

Используя выражение (3.39), установим связь между длинами витков преобразователя l_K , l_C и трансформатора l_T

$$l_T = \sqrt{\frac{2 + \sqrt{2}}{3}} l_K \approx 1.07 l_K,$$

$$l_C = \sqrt[4]{2} l_K \approx 1.19 l_K.$$

Приведенные соображения позволяют представить отношение объемов обмоток преобразователя Зоннса и трехфазного трансформатора в следующем виде:

$$\frac{V_{[3/2]}}{V_{[3]}} = \frac{2w_{11}l_K I_{\Phi[3]} + w_{12}l_C I_{\Phi[3]} + w_2 [l_K I_{ab} + l_C I_{ca} + l_K I_{bc}]}{6w_1 l_T I_{\Phi[3]}}$$

или с учетом уравнения (9.13)

$$\begin{aligned} \frac{V_{[3/2]}}{V_{[3]}} &= \frac{2 \cdot [2w_{11}l_K + w_{12}l_C] I_{\Phi[3]}}{6w_1 l_T I_{\Phi[3]}} = \\ &= \frac{2 \cdot [2 \cdot 1.40 + 0.52 \cdot 1.19]}{6 \cdot 1.07} \approx 1.065. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Таким образом, объем обмотки преобразователя фаз по схеме Зоннса на 6.5% больше, чем у обычного трехфазного трансформатора.

Отметим, что приведенный анализ является весьма приближенным, поскольку в нем не учтены различия в весах ярем, размеров окон магнитопроводов, преобразователя числа фаз и трехфазного силового трансформатора. По этой причине результат, полученный в выражении (3.41) представляет собой нижнюю границу соотношения весогабаритных показателей преобразователей числа фаз и силового трехфазного трансформатора.

3.4. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Леблана

Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Леблана (*Le Blanc*) [3, 20] выполняется с плоским трехстержневым магнитопроводом обычного трехфазного трансформатора (с одинаковым сечением всех трех стержней). Первичная сторона преобразователя симметрична и представляет собой три одинаковые обмотки (w_1), соединяемые в звезду. Вторичная сторона несимметрична и состоит из пяти разноразвитковых обмоток. На одном крайнем стержне размещена одна вторичная обмотка с числом витков w_{21} , на среднем и другом крайнем — располагаются по две обмотки с числами витков w_{22} и w_{23} (рис. 3.14, а, б).

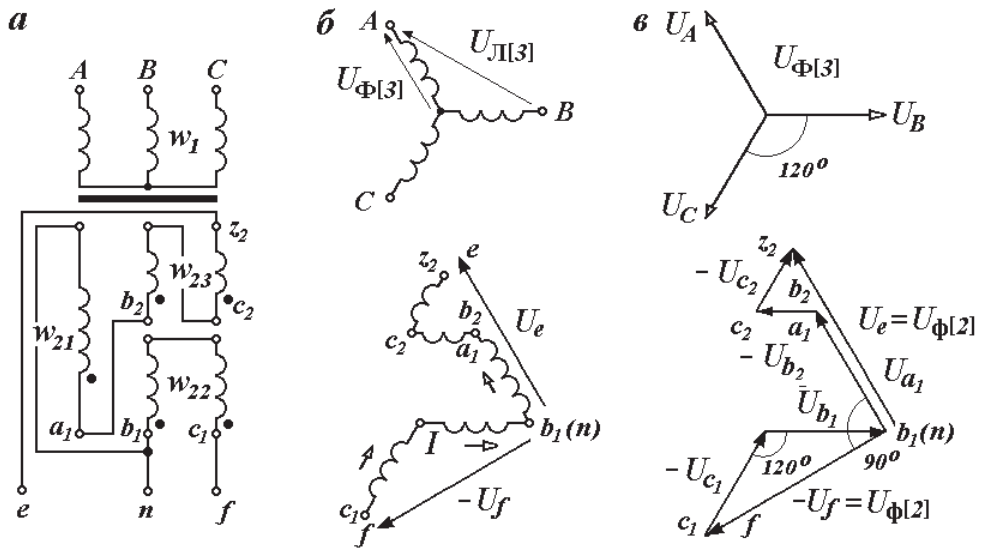


Рис. 3.14. Трехфазно-двухфазный преобразователь Леблана:
а, б — схемы; в — векторные диаграммы напряжений

Особенностью преобразователя Леблана является последовательное соединение вторичных обмоток, образующих двухфазную систему, что предполагает равенство сечений проводников всех вторичных обмоток.

Возможность преобразования трехфазной системы напряжений в двухфазную такой схемы показывает векторная диаграмма рис. 3.14, в. Отметим, что векторная диаграмма напряжений рис. 3.14, в может быть получена при различном соотношении чисел витков w_{21} , w_{22} и w_{23} . По этой причине соотношения чисел витков вторичной обмотки определим используя соотношения МДС преобразователя.

Намагничивающие силы обмоток преобразователя. На рис. 3.15 приведена схема соединений вторичных обмоток с указанными условно-положительными направлениями токов. Для принятых направлений токов, уравнения МДС преобразователя будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} w_1 \dot{I}_A = w_{21} \dot{I}_e, \\ w_1 \dot{I}_B = -w_{22} \dot{I}_f - w_{23} \dot{I}_e, \\ w_1 \dot{I}_C = w_{22} \dot{I}_f - w_{23} \dot{I}_e. \end{cases} \quad (3.42)$$

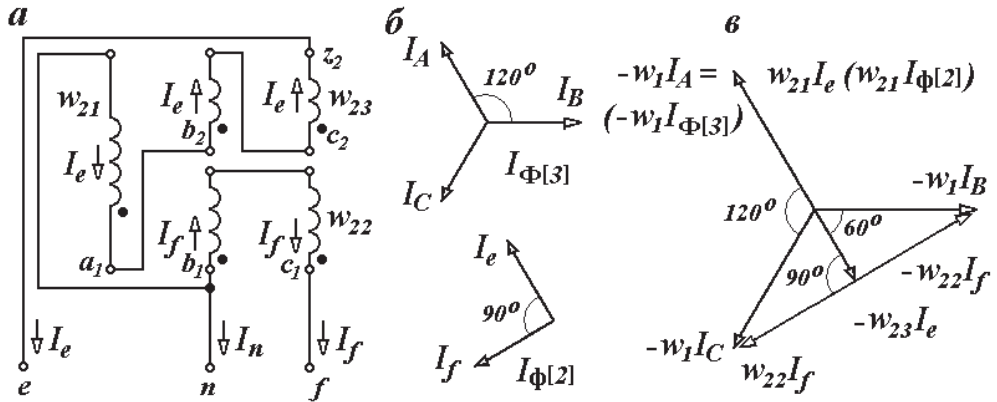


Рис. 3.15. Трехфазно-двухфазный преобразователь Леблана:
a — схема; *б* — векторная диаграмма токов; *в* — векторная диаграмма МДС

Система уравнений (3.42) позволяет найти соотношения чисел витков вторичной обмотки, обеспечивающие полное симметрирование токов трехфазной стороны ($I_A = I_B = I_C$) при симметричной нагрузке двухфазной ($I_e = I_f$). Соответствующие этим условиям диаграммы первичных и вторичных токов приведены на рис. 3.15, б. Соотношения (3.42) и векторная диаграмма токов рис. 3.15, б позволяют построить векторную диаграмму МДС — рис. 3.15, в. Векторная диаграмма МДС дает равенства

$$w_{22} = w_{21} \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} w_{21} \approx 0.87, \quad (3.43)$$

$$w_{23} = w_{21} \cos 60^\circ = \frac{1}{2} w_{21} = 0.50. \quad (3.44)$$

Вторичные напряжения. Проведем проверку полученных соотношений чисел витков (3.43), (3.44) путем сравнения величин фазных напряжений двухфазной системы

$$U_{\Phi[2]} = U_e = 4.44(w_{21} + w_{23})f\Phi = \frac{3}{2} \cdot 4.44w_{21}f\Phi, \quad (3.45)$$

$$U_{\Phi[2]} = U_f = 4.44\sqrt{3}w_{22}f\Phi = w_{23} = \frac{3}{2} \cdot 4.44w_{21}f\Phi. \quad (3.46)$$

Таким образом, соотношения чисел витков (3.43), (3.44) соответствуют равенству величин вторичных напряжений $U_e = U_f$.

Коэффициент трансформации. Используя выражения для вторичных напряжений (3.45), (3.46) найдем

$$k = \frac{U_{\text{Л3}}}{U_{\text{Ф2}}} = \frac{4.44w_1 f \Phi}{\frac{3}{2} \cdot 4.44w_{21} f \Phi} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_1}{w_{21}} \approx 0.67 \frac{w_1}{w_{21}}.$$

Весогабаритные показатели преобразователя Леблана. Соотнесем объемы обмоток преобразователя $V_{[3/2]}$ и трехфазного силового трансформатора $V_{[3]}$ с одинаковыми магнитопроводами

$$\begin{aligned} \frac{V_{[3/2]}}{V_{[3]}} &= \frac{(w_{21} + 2w_{22} + 2w_{23})I_{\text{Ф2}} + 3w_1 I_{\text{Ф3}}}{6w_1 I_{\text{Ф3}}} = \\ &= \frac{\left(1 + 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + 2 \cdot \frac{1}{2}\right) w_{21} I_{\text{Ф2}} + 3w_1 I_{\text{Ф3}}}{6w_1 I_{\text{Ф3}}} = \\ &= \frac{\left(\frac{2}{3} \cdot \frac{4 + 2 \cdot \sqrt{3}}{2} + 3\right) w_1 I_{\text{Ф3}}}{6w_1 I_{\text{Ф3}}} = \frac{\frac{2}{3} \cdot \frac{4 + 2 \cdot \sqrt{3}}{2} + 3}{6} \approx 1.24. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Как следует из выражения (3.47), вес обмоток преобразователя Леблана на 24 % больше, чем у трехфазного трансформатора.

Кроме того, заполнение окон магнитопровода преобразователя получается неравномерным, поскольку на среднем и правом стержнях число витков больше, чем на левом (см. рис. 3.14, а):

$$w_{22} + w_{23} = \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2} \right] w_{21} = \frac{\sqrt{3} + 1}{2} w_{21} \approx 1.37 w_{21}.$$

3.5. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Вудбриджа

Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Вудбриджа [25] представляет собой агрегат, состоящий из двух трансформаторных единиц — трехфазной $T1$ и однофазной $T2$ (рис. 3.16). Особенностью

преобразователя Вудбриджа является двухступенчатое получение двухфазной системы напряжений: трехфазная единица создает два не равных напряжения, сдвинутых на 90° , однофазная единица выравнивает их величины.

Первая единица — обычный трехфазный трехобмоточный трансформатор. Первичные трехфазные равновитковые (w_{11}) обмотки соединяются в звезду (рис. 3.16, а). Вторичные обмотки соединяются в два треугольника с различными группами соединений — 1 и 11. Число витков и сечения проводников всех фаз вторичных обмоток одинаково и равно соответственно w_{12} и Π_2 . Основания треугольников соединяются параллельно (рис. 3.16, б).

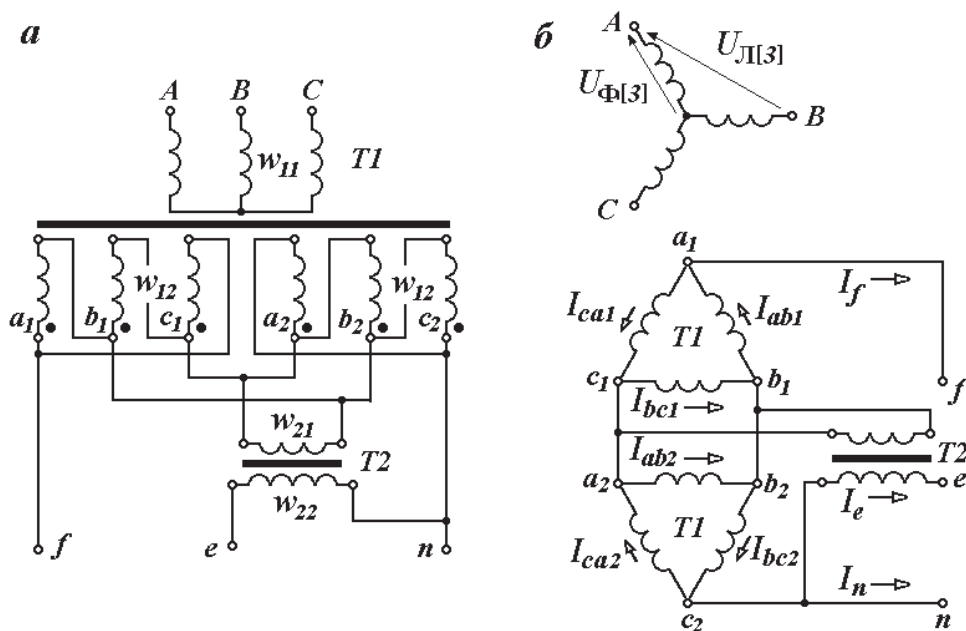


Рис. 3.16. Схемы трехфазно-двухфазного преобразователя Вудбриджа:
а — соединений; б — топологическая

Магнитопровод трехфазного трансформатора $T1$ агрегата выполняется с плоским трехстержневым магнитопроводом (с одинаковым сечением всех трех стержней).

Вторая единица — обычный однофазный повышающий трансформатор. Числа витков — w_{21} и w_{22} . Мощность однофазного трансформатора $T2$ составляет половину трехфазного $T1$.

Вторичные напряжения. Способ получения двухфазной системы напряжений с помощью трехфазной единицы $T1$ представлен на векторной диаграмме рис. 3.17, *a*. Согласно этой диаграмме, напряжения U_f и U_e' двухфазной системы трансформатора $T1$ не равны друг другу и соотносятся между собой как

$$U_f = 2 \cos 60^\circ U_{\Phi[3]} = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\Phi[3]} = \sqrt{3} U_e'. \quad (3.48)$$

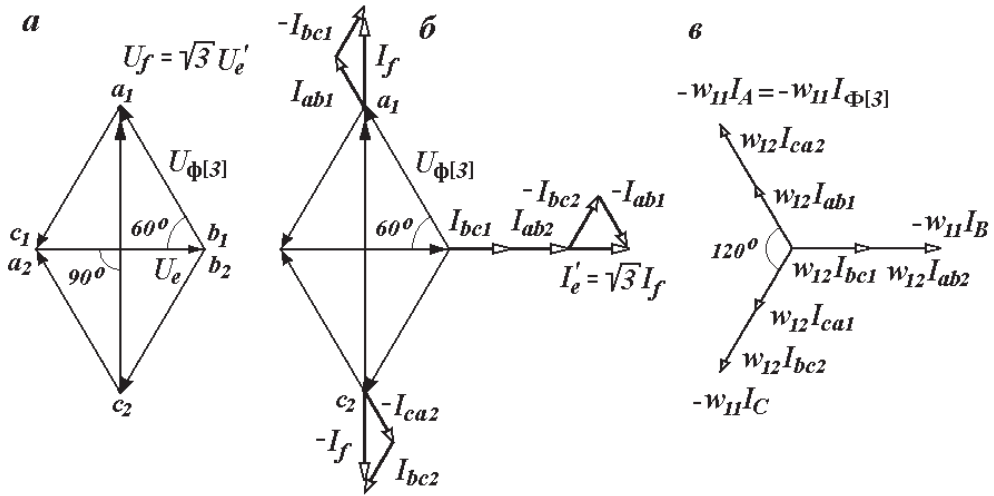


Рис. 3.17. Векторные диаграммы преобразователя Вудбриджа:

a — вторичных напряжений; *b* — вторичных токов; *c* — МДС

Для выравнивания величин напряжений двухфазной системы трехфазного трансформатора $T1$ используется однофазный трансформатор $T2$ с первичным напряжением U_e' и вторичным — U_e

$$U_e = U_f = \sqrt{3} U_e'. \quad (3.49)$$

Вторичные токи трансформатора $T1$ при симметричной нагрузке ($Z_e = Z_f$). Соотношения токов двухфазной системы I_e, I_f и трехфазной $I_{\Phi[3]}$ трансформатора $T1$ определяются по уравнениям первого закона Кирхгофа для узлов вторичных треугольников $a_1 \dots c_2$ схемы рис. 3.16, *b*

$$\begin{cases} \dot{I}_f = \dot{I}_{ab1} - \dot{I}_{ca1}, \\ \dot{I}_f = \dot{I}_{ca2} - \dot{I}_{bc2}, \\ \dot{I}'_e = \dot{I}_{bc1} - \dot{I}_{ab1} + \dot{I}_{ab2} - \dot{I}_{bc2}, \\ \dot{I}'_e = \dot{I}_{ca1} + \dot{I}_{bc1} + \dot{I}_{ab2} + \dot{I}_{bc2}. \end{cases} \quad (3.50)$$

Векторная диаграмма вторичных токов трансформатора $T1$, соответствующих уравнениям (3.50), в симметричном режиме ($\underline{Z}_e = \underline{Z}_f$) показана на рис. 3.17, б.

МДС преобразователя. Уравнения МДС трехфазной единицы приведены ниже

$$\begin{cases} w_{11} \dot{I}_A = w_{12} [\dot{I}_{ab1} + \dot{I}_{ca2}], \\ w_{11} \dot{I}_B = w_{12} [\dot{I}_{bc1} + \dot{I}_{ab2}], \\ w_{11} \dot{I}_C = w_{12} [\dot{I}_{ca1} + \dot{I}_{bc2}]. \end{cases}$$

Векторная диаграмма МДС для симметричного режима показана на рис. 3.17, в.

Коэффициенты трансформации. Выражения для вторичных напряжений (3.48), (3.49), дают следующие значения коэффициентов трансформации трехфазной k_1 и однофазной k_2 единиц агрегата:

$$k_1 = \frac{U_{л[3]}}{U_{ф[2]}} = \frac{U_{л[3]}}{U_f} = \frac{\sqrt{3}U_{ф[3]}}{\sqrt{3}U_{ф[3]}} = \frac{w_{11}}{w_{12}},$$

$$k_2 = \frac{U_e}{U'_e} = \frac{w_{21}}{w_{22}} = \sqrt{3} \approx 1.73.$$

Весогабаритные показатели преобразователя. Применение в преобразователе Вудбриджа двух трансформаторов $T1$ и $T2$ (рис. 3.18, а) приводит к полуторакратному увеличению его объема по сравнению с обычным трехфазным трансформатором.

Увеличение объема основных материалов — меди и стали — отчасти компенсируется технологической простотой преобразователя. Повышение весогабаритных показателей преобразователя Вудбриджа возможно при замене однофазного трансформатора $T2$ (рис. 3.18, а) автотрансформатором (рис. 3.18, б). Отношение проходной $S_{пр}$ (передаваемой) и индукционной $S_{и}$ (определяющей расход основных ма-

териалов) мощности автотрансформатора связано с величиной коэффициента трансформации k [26, 27]

$$\frac{S_{И}}{S_{ПР}} = \frac{k-1}{k}.$$

Для автотрансформатора $T2$ преобразователя это отношение составляет

$$\frac{S_{И}}{S_{ПР}} = \frac{k_2-1}{k_2} = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}} \approx 0.42.$$

Принимая установленную мощность трехфазной единицы преобразователя $S_{П1}$ равной обычному трехфазному трансформатору S_T , сопоставим величины установленной мощности преобразователя и трехфазного трансформатора

$$S_{П} = S_{П1} + S_{П2} = \left[1 + 0.5 \frac{S_{И}}{S_{ПР}} \right] S_T \approx 1.21 S_T.$$

Таким образом, применение автотрансформатора в составе преобразователя позволяет улучшить его весогабаритные показатели.

Схема с трансформатором позволяет получать как связанные двухфазные системы (рис. 3.18, *в*), так и несвязанные (рис. 3.18, *г*), а с автотрансформатором — только несвязанные.

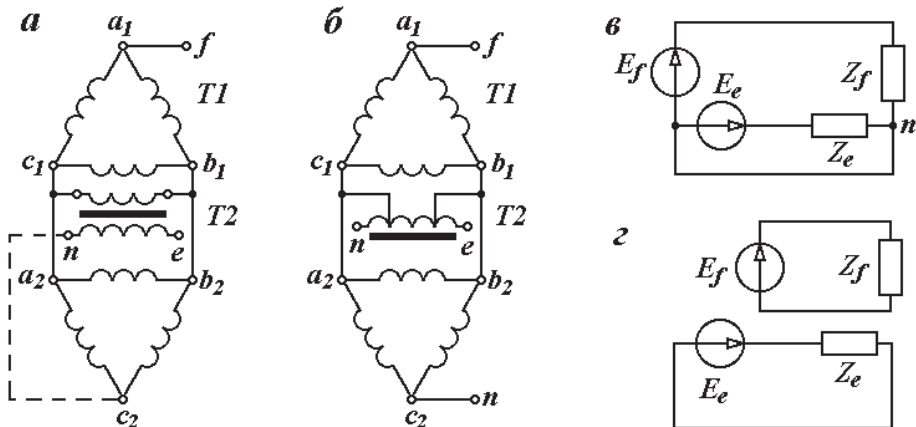


Рис. 3.18. Варианты построения преобразователя Вудбриджа:

а — с однофазным трансформатором; *б* — с однофазным автотрансформатором;
в — связанная двухфазная система; *г* — несвязанная

3.6. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Ворфоломеева

Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Ворфоломеева выполняется с плоским трехстержневым магнитопроводом обычного трехфазного трансформатора (с одинаковым сечением всех трех стержней) [28]. Первичная сторона преобразователя симметрична и представляет собой три одинаковые фазные обмотки (w_1), соединяемые в звезду. Вторичная сторона несимметрична и состоит из двух равновитковых обмоток (w_{21}), размещаемых на крайних стержнях магнитопровода, и двух обмоток (w_{22}), размещенных на среднем стержне (рис. 3.19, *a, б*). Обмотки крайних стержней (w_{21}) соединяются последовательно с одной из обмоток среднего стержня (w_{22}).

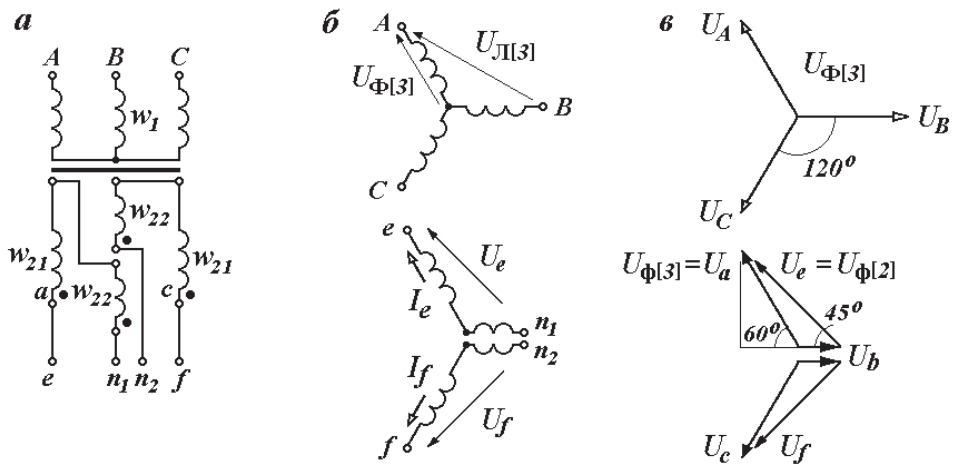


Рис. 3.19. Трехфазно-двухфазный преобразователь Ворфоломеева:

a, б — схемы; *в* — векторные диаграммы напряжений

Вторичные напряжения. Получение двухфазной системы напряжений поясняется с помощью векторной диаграммы вторичных напряжений (рис. 3.19, *в*). Двухфазная система напряжений $U_{\Phi[2]}$ образуется сложением векторов напряжений обмоток крайних фаз $U_a = U_c = U_{\Phi[3]}$ и обмоток средней фазы U_b . При углах сдвига фаз трехфазной $\alpha_{[3]} = 120^\circ$ и двухфазной $\alpha_{[2]} = 90^\circ$ систем напряжений, соотношения между со-

ставляющими вторичных напряжений $U_{\Phi[2]}$, U_b , $U_{\Phi[3]}$ выражаются в соответствии со следующими равенствами (рис. 3.19, в):

$$\begin{aligned} U_{\Phi[2]} \sin 45^\circ &= U_{\Phi[3]} \sin 60^\circ, \\ U_b &= U_{\Phi[2]} \cos 45^\circ - U_{\Phi[3]} \cos 60^\circ, \text{ —} \end{aligned}$$

что позволяет определить напряжения $U_{\Phi[2]}$, U_b через величину $U_{\Phi[3]}$

$$U_{\Phi[2]} = \frac{\sin 60^\circ}{\sin 45^\circ} U_{\Phi[3]} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{\Phi[3]} \approx 1.23 U_{\Phi[3]}, \quad (3.51)$$

$$U_b = \frac{\sqrt{3}-1}{2} U_{\Phi[3]} \approx 0.37 U_{\Phi[3]}. \quad (3.52)$$

Соотношения чисел витков частей вторичной обмотки. Величины вторичных напряжений пропорциональны числам витков, поэтому в соответствии с выражением (3.52) число витков обмоток крайних стержней w_{21} и среднего w_{22} будут связаны следующим равенством

$$w_{22} = \frac{\sqrt{3}-1}{2} w_{21} \approx 0.37 w_{21}.$$

Коэффициент трансформации. Коэффициент трансформации преобразователя k определим как отношение линейного (номинального) напряжения трехфазной сети $U_{Л[3]}$ к фазному (в данном случае номинальному) напряжению двухфазной сети $U_{\Phi[2]}$

$$k = \frac{U_{Л[3]}}{U_{\Phi[2]}}. \quad (3.53)$$

Из-за несимметрии вторичных обмоток преобразователя $w_{21} \neq w_{21}$, коэффициент трансформации удобно находить в виде соотношения чисел витков симметричных частей первичной и вторичной обмоток (w_1 — первичной звезды и w_{21}), пропорциональных фазным напряжениям трехфазных систем ($U_{\Phi[3]}$ и $U_{\Phi[3]}$). Используя уравнение (3.51), перепишем выражение коэффициента трансформации (3.53) относительно трехфазных напряжений

$$k = \frac{U_{Л[3]}}{U_{\Phi[2]}} = \frac{\sqrt{2} U_{Л[3]}}{\sqrt{3} U_{\Phi[3]}},$$

что при соединении первичных обмоток в звезду ($U_{Л[3]} = \sqrt{3} U_{\Phi[3]}$) дает следующие его значения:

$$k_{Y/\Delta} = \frac{U_{\Delta[3]}}{U_{\Phi[2]}} = \sqrt{2} \frac{U_{\Phi[3]}}{U_{\Phi[2]}} = \sqrt{2} \frac{w_1}{w_{21}} \approx 1.42 \frac{w_1}{w_{21}}.$$

Токи вторичной обмотки при симметричном режиме работы ($Z_e = Z_f$). Особенностью этого преобразователя фаз является равенство токов во всех частях вторичных обмоток (w_{21} и w_{22})

$$I_f = I_e = I_{\Phi[2]}.$$

МДС первичной и вторичной обмоток. Покажем, что, при симметричной нагрузке вторичной — двухфазной — стороны преобразователя ($I_f = I_e = I_{\Phi[2]}$), токи первичной стороны образуют трехфазную симметричную систему прямой последовательности. С этой целью составим уравнения закона полного тока для контуров, охватывающих два соседних стержня магнитопровода ($A-B$ и $B-C$):

$$\begin{cases} w_1 \dot{I}_A + w_{21} \dot{I}_e - w_1 \dot{I}_B - w_{22} \dot{I}_e - w_{22} \dot{I}_f = 0, \\ w_1 \dot{I}_C + w_{21} \dot{I}_f - w_1 \dot{I}_B - w_{22} \dot{I}_e - w_{22} \dot{I}_f = 0. \end{cases}$$

Эти уравнения преобразуем в виде равенства первичных F_1 и вторичных F_2 МДС (рис. 3.20)

$$\begin{cases} F_{1AB} = w_1 \dot{I}_A - w_1 \dot{I}_B = -w_{21} \dot{I}_e + w_{22} \dot{I}_e + w_{22} \dot{I}_f = F_{2ef}, \\ F_{1BC} = w_1 \dot{I}_C - w_1 \dot{I}_B = -w_{21} \dot{I}_f + w_{22} \dot{I}_e + w_{22} \dot{I}_f = F_{2fe}. \end{cases}$$

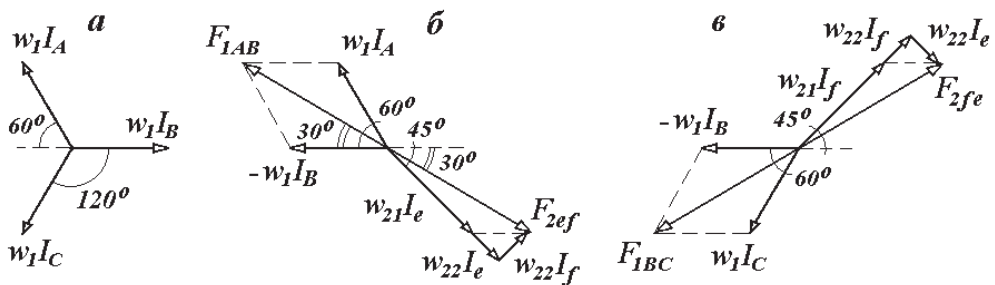


Рис. 3.20. Трехфазно-двухфазный преобразователь Ворфоломеева:

- a* — векторная диаграмма МДС первичных обмоток;
- б, в* — векторные диаграммы МДС

ГЛАВА 4.

Трансформаторные умножители числа фаз в выпрямительных агрегатах

4.1. Теоретические положения

4.1.1. Типы и свойства статических выпрямителей

Выпрямительный агрегат — мощный преобразователь электрической энергии трехфазного переменного тока в постоянный. Типовая структурная схема мощного выпрямительного агрегата приведена на рис. 4.1, которая состоит из следующих электротехнических устройств:

- трехфазной сети ВН переменного синусоидального тока $A1$;
- вентильного трансформатора (или трансформаторного агрегата) $A2$, понижающего значения величины переменного напряжения до необходимого уровня;
- выпрямителя $A3$, преобразующего переменный ток в выпрямленный пульсирующий ток;
- сглаживающего фильтра $A4$, снижающего пульсации выпрямленного тока (преобразователя пульсирующего тока в постоянный);
- приемника энергии постоянного тока $A5$.

При одной и той же структурной схеме вентильного агрегата, его свойства в значительной степени будут зависеть от конкретного исполнения каждого его элемента ($A1$ – $A4$). При этом различное исполнение одного элемента приводит к изменению работы других

его элементов. По этой причине для понимания работы вентиляного агрегата в целом ниже приводятся краткие сведения об его основных элементах — вентильном трансформаторе, выпрямителе и сглаживающем фильтре.

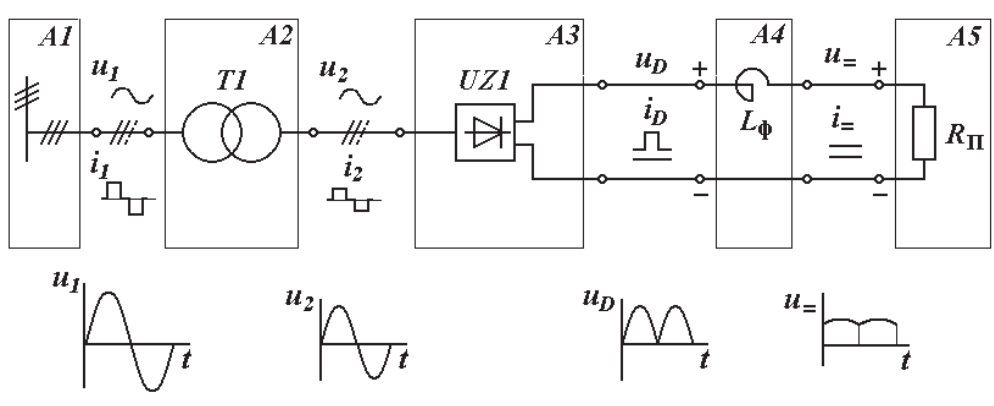


Рис. 4.1. Структурная схема мощного выпрямительного агрегата

Статический выпрямитель — ключевой (вакуумный или полупроводниковый) преобразователь электрической энергии переменного тока в энергию выпрямленного (однаправленного и пульсирующего во времени).

Типы статических выпрямителей классифицируются по многим признакам, среди которых назовем основные [29–31]:

- по способу работы (однотактные и двухтактные);
- схеме соединения вентилей (лучевые или мостовые);
- числу фаз питающей сети переменного тока (однофазные $m_1 = 1$, трехфазные $m_1 = 3$);
- структуре (простые и сложные, состоящие из нескольких простых m_2 -фазных выпрямителей).

По способу работы выпрямителя (реализуемые в виде различных схем соединения вентилей) выпрямители делят:

- на однотактные, в которых, выпрямленный ток протекает во время только одного полупериода питающей сети переменного тока $T/2$ (рис. 4.2, а);
- двухтактные, в которых выпрямленный ток протекает во время обоих полупериодов сети переменного тока (рис. 4.2, б).

По виду схемы соединения вентилей выпрямители делят:

- на лучевые, обеспечивающие однотактный режим работы вентилей;
- мостовые, обеспечивающие двухтактный режим работы вентилей.

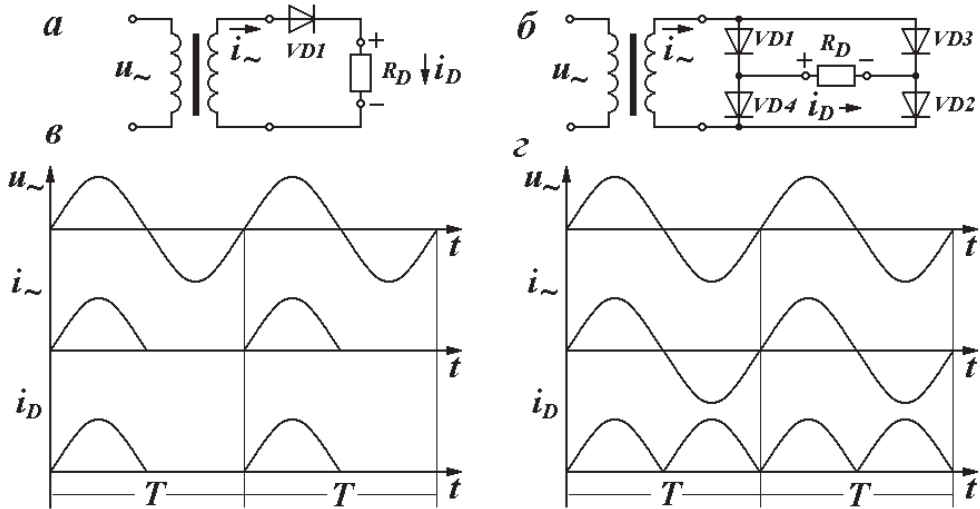


Рис. 4.2. Типы выпрямителей:

a, б — принципиальные схемы; *в, г* — временные зависимости напряжения $u(t)$, тока сети $i(t)$, выпрямленных токов $i_D(t)$, напряжений $u_D(t)$, мгновенных мощностей $p_D(t)$

Поскольку терминология способов работы и схем выпрямителей попарно совпадает (однотактные — лучевые, двухтактные — мостовые), ниже будем использовать только последние определения — лучевые или мостовые выпрямители.

Каждая схема выпрямления имеет свои достоинства и недостатки:

- в лучевых (однотактных) схемах в каждый момент времени ток проходит только через один вентиль, что обеспечивает более низкое падение напряжения и низкие потери;
- в мостовых (двухтактных) выпрямителях ток в каждый момент времени проходит через два вентиля. Достоинство этого типа выпрямителя состоит в двухкратном увеличении числа пульсации выпрямленного тока i_d по сравнению с однотактным.

По структуре выпрямителя:

- простые (лучевые или мостовые того или иного числа фаз);
- сложные (составленные из нескольких простых выпрямителей).

4.1.2. Сглаживающие фильтры мощных вентиляных агрегатов

Для снижения пульсаций выпрямленного тока используются индуктивные и емкостные фильтры — рис. 4.3 [29–31]. Отметим, что в мощных выпрямительных агрегатах с низким вторичным напряжением $U_2 \leq 1$ кВ и высокими значениями токов $I_2 = 10 \dots 100$ кА используются исключительно индуктивные фильтры. Это объясняется тем, что реактивная мощность индуктивного фильтра составляет $Q_L = \omega L I^2$, а у емкостного — $Q_C = \omega C U^2$. Следовательно, при больших токах и низких напряжениях индуктивный фильтр будет иметь малые значения индуктивности L , а емкостный — большую емкость C . Для снижения величины пульсаций необходимо обеспечить заряд емкости за малое время, что вызовет необходимость большой величины импульсного тока заряда (рис. 4.3, з) и увеличит потери в диодах и обмотках трансформатора. Кроме того, поскольку величины индуктивности L и емкости C напрямую связаны с их габаритами и стоимостью, применение индуктивных фильтров в таких агрегатах становится предпочтительным.

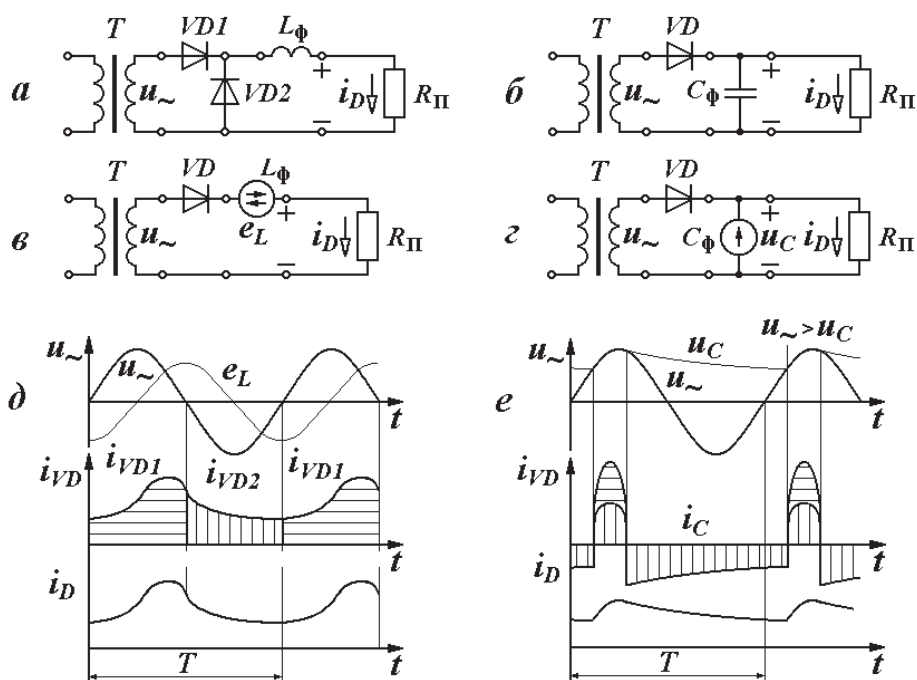


Рис. 4.3. Принципиальные схемы выпрямителей и диаграммы напряжений и токов:

а, б — с индуктивным фильтром; в, з — с емкостным

Сглаживающее действие индуктивного фильтра состоит в увеличении времени протекания выпрямленного тока по сравнению с полупериодом напряжения сети (рис. 4.3, б). Наличие индуктивности приводит к увеличению времени нарастания и спада тока в нагрузке, в результате чего кривая выпрямленного тока i_D и ток вторичной обмотки трансформатора будут отличаться от кривой напряжения. Очевидно, что, при бесконечно большой индуктивности фильтра, ток i_D не будет прерываться в течение всего периода сети T , его форма будет приближаться к прямой, а форма тока вторичной обмотки — к прямоугольной.

4.1.3. Особенности мощных вентильных трансформаторов

Основной особенностью работы вентильных трансформаторов является значительная несинусоидальность токов вторичной обмотки, питающей выпрямителя, и, как следствие, — первичной. Поэтому к выпрямительным трансформаторам предъявляются дополнительные требования: наряду с основным назначением силового трансформатора — преобразованием параметров энергии переменного синусоидального тока (величин напряжения и тока), они должны обеспечивать и должное качество потребляемой из сети электроэнергии, т. е. при несинусоидальном вторичном токе создавать первичный ток близкий к синусоидальному.

Как отмечалось выше, наличие индуктивного фильтра приводит к тому, что вторичный ток вентильного трансформатора становится несинусоидальным и его форма приближается к прямоугольной. Для идеального трансформатора справедливо равенство нулю суммы МДС первичной и вторичной обмоток, причем в каждый момент времени

$$w_1 i_1 + w_2 i_2 = 0, \quad (4.1)$$

поэтому при прямоугольной форме вторичного тока, первичный ток вентильного трансформатора будет иметь такую же форму.

Таким образом, для питающей сети такой вентильный трансформатор с ($m_1 = m_2$) представляет собой источник высших гармоник тока и, как следствие, высших гармоник напряжения.

Кроме того, возникновение высших гармоник тока приводит к возникновению реактивной мощности искажения, что увеличивает пол-

ную мощность вентиляльного трансформатора S_T по сравнению с активной мощностью выпрямителя P_D .

Таким образом, подавление высших гармоник тока в выпрямительных агрегатах приводит к двойному действию: улучшению качества электроэнергии питающей сети и повышению весогабаритных показателей S_T/P_D вентиляльных трансформаторов выпрямительных агрегатов. Одновременное разрешение этих недостатков состоит в таком построении вентиляльного трансформатора, которое при значительной несинусоидальности вторичных токов будет давать незначительную несинусоидальность первичных. Возможность такого пути заложена в уравнении МДС трансформатора (4.1). Так, для трехобмоточного идеального трансформатора T (рис. 4.4, *a*), первичная МДС равна сумме МДС вторичной и третичной обмоток

$$w_1 i_1 = -w_2 i_2 - w_3 i_3.$$

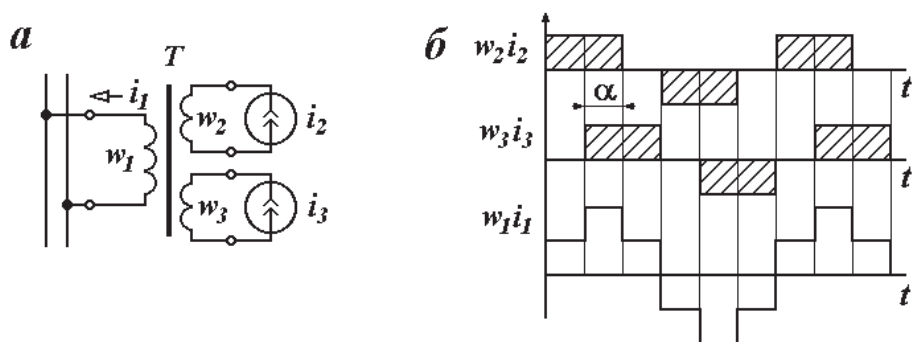


Рис. 4.4. Изменение формы первичного тока трансформатора относительно формы вторичных:

a — схема преобразования; *б* — временные диаграммы МДС

Предположим, что вторичный i_2 и третичный i_3 токи имеют прямоугольную форму, но при этом сдвинуты относительно друг друга по фазе на некоторый угол α (см. рис. 4.4, *б*). В таком случае первичная МДС приобретет уже другую — двухступенчатую — форму. Очевидно, увеличивая число вторичных обмоток и уменьшая угол сдвига фаз α их токов, можно формировать сложную многоступенчатую форму первичного тока, приближающуюся к синусоидальной.

Отметим, что переход от прямоугольной формы первичного тока к многоступенчатой снижает амплитуды низших гармоник, но увели-

чивает амплитуду высших. Однако такое смещение спектра в область высших гармоник очень благоприятно, поскольку в этом случае даже небольшая индуктивность питающей сети представляет собой фильтр низших гармоник.

Подведем итоги. Для получения вентильного трансформатора с пониженной несинусоидальностью первичного тока необходимо увеличивать число вторичных обмоток, векторы напряжений которых должны образовывать систему напряжений с числом фаз, большим, чем число фаз питающей сети,

$$m_2 > m_1.$$

Полученное соотношение между числом фаз первичной и вторичной обмоток для вентильных трансформаторов позволяет определять их как умножители фаз.

Большее число обмоток мощных вентильных трансформаторов по сравнению с силовыми обуславливает целесообразность введения других названий их обмоток. Вместо «первичная» обмотка будем использовать «сетевая» (подключенная к трехфазной сети переменного тока промышленной частоты); «вторичная, третичная и т. д.» (питающие выпрямители) будем использовать «вентильные». Так, на рис. 4.4, *a* обмотки трансформатора *T*, обозначенные числами витков *w*, будут: с w_1 — сетевой; а обмотки с w_2, w_3 — вентильными.

4.1.4. Определение мощности искажений

Для определения удельных энергетических показателей устройств переменного синусоидального тока [1, 30] используются три величины мощности: полная $S = UI$; активная $P = UI \cos \varphi$; реактивная $Q = UI \sin \varphi$, где U, I — действующие величины синусоидальных кривых напряжения и тока; φ — угол сдвига фаз между этими кривыми. Между собой мощности связаны следующим соотношением [30]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}.$$

При несинусоидальной форме кривых тока и напряжения (наличии высших гармоник), структура мощностей усложняется и появляется дополнительная составляющая — мощность искажений $Q_{\text{иск}}$ [32].

Действительно, из определения средних за период активной и реактивной мощностей как суммы мощностей всех гармоник

$$P = \sum_{v=0}^{\infty} U_v I_v \cos \varphi_v = \sum_{v=0}^{\infty} P_v,$$

$$Q = \sum_{v=0}^{\infty} U_v I_v \sin \varphi_v = \sum_{v=0}^{\infty} Q_v,$$

а полной как произведение действующих значений тока и напряжения

$$S = UI = \sqrt{\sum_{v=0}^{\infty} U_v^2 \sum_{v=0}^{\infty} I_v^2},$$

следует

$$S \neq \sqrt{P^2 + Q^2}.$$

Это неравенство обнаруживает дополнительную составляющую — мощность искажений, обусловленную наличием высших гармоник тока и напряжения

$$Q_{\text{ИСК}} = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}. \quad (4.2)$$

4.1.5. Разложение ступенчатых функций в ряд Фурье

Приведенные выше (в п. 4.1.3), умозрительные соображения о необходимости увеличения числа фаз вентиляльных обмоток в целях уменьшения высших гармоник тока требуют количественной оценки. Для этого используем метод разложения функций в ряд Фурье.

Произвольная функция на периоде $T = 2\pi$ может быть представлена рядом Фурье [32]

$$i(t) = A_0 + \sum_{v=1}^{\infty} B_v \sin(v\omega t) + \sum_{v=1}^{\infty} C_v \cos(v\omega t),$$

коэффициенты которого определяются по следующим соотношениям:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t) d\vartheta; \quad B_v = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \sin(v\vartheta) d\vartheta; \quad C_v = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \cos(v\vartheta) d\vartheta.$$

Разберем особенности представления с помощью ряда Фурье ступенчатых функций. Для начала рассмотрим симметричный относи-

тельно начала координат одноступенчатый импульс шириной $\vartheta = 120^\circ$ и амплитудой I_m (рис. 4.5, *a*). В этом случае, в силу четности такой функции, будут присутствовать только косинусоидальные (нечетные) составляющие ряда Фурье ($\nu = 1, 3, 5, \dots$)

$$i_1(t) = C_\nu \sin \nu \omega t.$$

Обратим внимание, что условие четности такого разложения $i(-\theta) = i(+\theta)$ соблюдается не только на периоде T (360°), но и на его половине $-i(-90^\circ) = i(+90^\circ)$. Это обстоятельство позволяет взять в качестве периода разложения полупериод функции $T/2$ (180°).

Поскольку первичный ток три раза изменяет свое значение в течение полупериода $T/2$ (рис. 4.5, *a*), коэффициент C_ν будет представлен в виде суммы трех интегралов

$$\begin{aligned} C_\nu &= \frac{2}{\pi} \int_{-90^\circ}^{90^\circ} i_2 \cos(\nu \vartheta) d\vartheta = \\ &= \frac{2}{\pi} \left[\int_{-90^\circ}^{-60^\circ} 0 \cos(\nu \vartheta) d\vartheta + \int_{-60^\circ}^{60^\circ} I_m \cos(\nu \vartheta) d\vartheta + \int_{60^\circ}^{90^\circ} 0 \cos(\nu \vartheta) d\vartheta \right] = \\ &= \frac{2I_m}{\pi \nu} \sin(\nu \vartheta) \Big|_{-60^\circ}^{60^\circ} = \frac{2I_m}{\pi \nu} [\sin(\nu 60^\circ) - \sin(-\nu 60^\circ)], \end{aligned}$$

из которой следует выражение для коэффициента C_ν

$$C_\nu = \frac{4I_m}{\pi \nu} \sin(\nu 60^\circ). \quad (4.3)$$

Отметим, что полученная формула (4.3) представляет собой частный случай более общего — коэффициента C_ν [32] для разложения одноступенчатых разнополярных импульсов произвольной ширины $\beta\lambda$

$$C_\nu = \frac{4I_m}{\pi \nu} \sin \frac{\nu \beta \pi}{2} \quad (\nu = 1, 3, 5, \dots). \quad (4.4)$$

Следовательно, ток такой формы может быть представлен бесконечным рядом Фурье следующего вида:

$$i(t) = \frac{4I_m}{\pi} \left[\sin \frac{\beta \pi}{2} \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\beta \pi}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\beta \pi}{2} \cos 5\omega t + \dots \right].$$

Далее рассмотрим симметричный двухступенчатый импульс с шириной ступенек 60° (см. рис. 4.5, б). Здесь также будут присутствовать только косинусоидальные нечетные составляющие ряда Фурье ($\nu = 1, 3, 5, \dots$).

В отличие от предыдущего примера, условие $i(-90^\circ) = i(90^\circ)$ не соблюдается, поскольку в этих точках ток изменяется скачком от $-I_m/2$ до $+I_m/2$. Поэтому для разложения двухступенчатой функции в ряд Фурье необходимо принять полный период разложения $T = 360^\circ$ $i(-180^\circ) = i(180^\circ)$. В этом случае коэффициент C_ν определяется уже с помощью семи интегралов

$$\begin{aligned}
 C_\nu &= \frac{2}{\pi} \int_{-180^\circ}^{180^\circ} i_2 \cos(\nu\vartheta) d\vartheta = \\
 &= \frac{2I_m}{\pi} \left[- \int_{-180^\circ}^{-150^\circ} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta - \int_{-150^\circ}^{-90^\circ} \frac{1}{2} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta + \right. \\
 &+ \int_{-90^\circ}^{-30^\circ} \frac{1}{2} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta + \int_{-30^\circ}^{30^\circ} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta + \int_{30^\circ}^{90^\circ} \frac{1}{2} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta + \\
 &\left. - \int_{90^\circ}^{150^\circ} \frac{1}{2} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta - \int_{150^\circ}^{180^\circ} \cos(\nu\vartheta) d\vartheta \right].
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Опуская промежуточные преобразования, получим результат решения уравнения (4.5) в следующем виде:

$$C_\nu = \frac{4I_m}{\pi} \left[\frac{1}{2\nu} \sin(\nu 30^\circ) + \frac{1}{\nu} \sin(\nu 90^\circ) + \frac{1}{2\nu} \sin(\nu 150^\circ) \right].$$

Используя соотношение $\sin(\nu 30^\circ) = \sin(\nu 150^\circ)$, получим окончательное выражение для коэффициента C_ν тока по рис. 4.5, б:

$$C_\nu = \frac{4I_m}{\pi\nu} \left[\sin(\nu 30^\circ) + \sin(\nu 90^\circ) \right] \quad (\nu = 1, 3, 5, \dots). \tag{4.6}$$

Еще один пример симметричного относительно начала координат одноступенчатого импульса с различными амплитудами в положительной и отрицательной областях (см. рис. 4.5, в). Различие форм положительной и отрицательной частей периодической функции свидетельствует о наличии в ней четных гармоник.

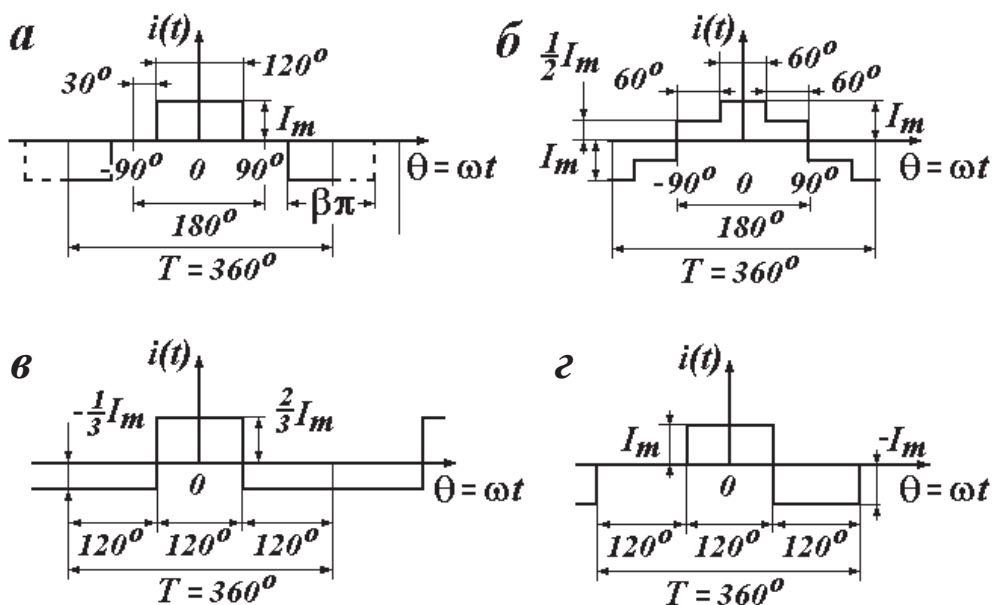


Рис. 4.5. Типичные формы идеализированного первичного тока вентильных трехфазных трансформаторов

Величина коэффициента C_v для кривой рис. 4.5, в определяется по следующему интегралу:

$$\begin{aligned}
 C_v &= \frac{1}{2\pi} \int_{-180^\circ}^{180^\circ} i_2 \cos(v\vartheta) d\vartheta = \\
 &= \frac{1}{2\pi} I_m \left[- \int_{-180^\circ}^{-60^\circ} \frac{1}{3} \cos(v\vartheta) d\vartheta + \int_{-60^\circ}^{60^\circ} \frac{2}{3} \cos(v\vartheta) d\vartheta - \int_{60^\circ}^{180^\circ} \frac{1}{3} \cos(v\vartheta) d\vartheta \right] = \\
 &= \frac{1}{2\pi} I_m \left[-\sin(-v60^\circ) + \sin(-v180^\circ) \right].
 \end{aligned}$$

Опуская промежуточные преобразования, получим следующее выражение коэффициента C_v для кривой тока по рис. 4.5, в

$$C_v = \frac{1}{\pi v} I_m \sin(v60^\circ) \quad (v = 1, 2, 3, 4, 5, \dots) \quad (4.7)$$

Следующий пример — несимметричный знакопеременный одноступенчатый импульс с одинаковыми амплитудами положительной и отрицательной частей (см. рис. 4.5, *з*). Здесь также будут присутствовать четные и нечетные высшие гармоники. Для такой функции выражение для коэффициента C_v определяется по следующему интегралу:

$$\begin{aligned} C_v &= \frac{1}{2\pi} \int_{-180^\circ}^{180^\circ} i_2 \cos(v\vartheta) d\vartheta = \\ &= \frac{1}{2\pi} I_m \left[\int_{-60^\circ}^{60^\circ} \cos(v\vartheta) d\vartheta - \int_{60^\circ}^{180^\circ} \cos(v\vartheta) d\vartheta \right] = \\ &= \frac{1}{2\pi v} I_m \left[\sin(v60^\circ) - \sin(-v60^\circ) - \sin(v180^\circ) + \sin(v60^\circ) \right], \end{aligned}$$

или в окончательном виде

$$C_v = \frac{3}{2\pi v} I_m \sin v60^\circ \quad (v = 1, 2, 3, 4, 5, \dots). \quad (4.8)$$

4.1.6. Умножение числа фаз с помощью трансформаторов

Умножение числа фаз с помощью трансформаторов (трансформаторных агрегатов) возможно двумя способами [3, 7, 33, 34]:

- путем применения многообмоточных трехфазных трансформаторов;
- применения трансформаторных преобразователей числа фаз.

По первому способу многофазная вторичная система напряжений ($m_2 > 3$) образуется сложением нескольких трехфазных систем напряжений соответствующего числа вентильных обмоток, векторы которых сдвинуты относительно друг друга на некоторый угол α . В этом случае число фаз вторичной системы напряжений всегда кратно числу фаз первичной обмотки ($m_2 = km_1$). По второму — умножение числа фаз обеспечивается самим трансформаторным преобразователем. Этот способ позволяет получать систему напряжений с числом фаз некратным числу фаз сети ($m_2 \neq km_1$).

Получение симметричной 6-фазной системы напряжений (первый способ). На рис. 4.6, *а* приведена схема трехобмоточного трансформатора с двумя вентильными обмотками (НН), соединенными в звезду.

При этом у первой вентильной обмотки в общую точку — нейтраль — объединяются концы обмоток, а у второй — начала. Таким образом, фазные напряжения этих обмоток будут сдвинуты друг относительно друга на 180° , т. е. будут находиться в противофазе (рис. 4.6, б, в). Соединение нейтралей обеих вентильных обмоток позволяет получить связанную симметричную лучевую шестифазную соединенную систему фазных напряжений с углом $\alpha = 60^\circ$ (рис. 4.6, г).

На рис. 4.7, а приведена схема двухобмоточного трансформатора с вентильной обмоткой, соединенной в треугольник с промежуточными отпайками в каждой фазе (а и d, b и e, c и f). Напряжения между этими отпайками образует кольцевую шестифазную соединенную систему линейных напряжений с углом $\alpha = 60^\circ$ (рис. 4.7, в).

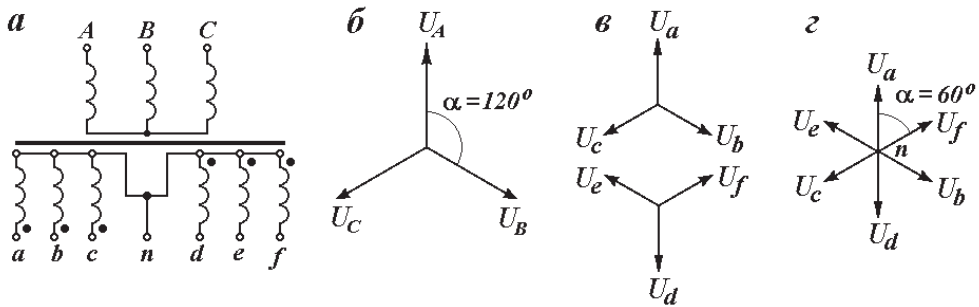


Рис. 4.6. Трехфазно-шестифазный преобразователь $Y/Y_0-0/Y_0-6$:

а — принципиальная схема; б — векторная диаграмма первичных напряжений; в — векторные диаграммы вторичных напряжений; г — соединенной шестифазной системы напряжений

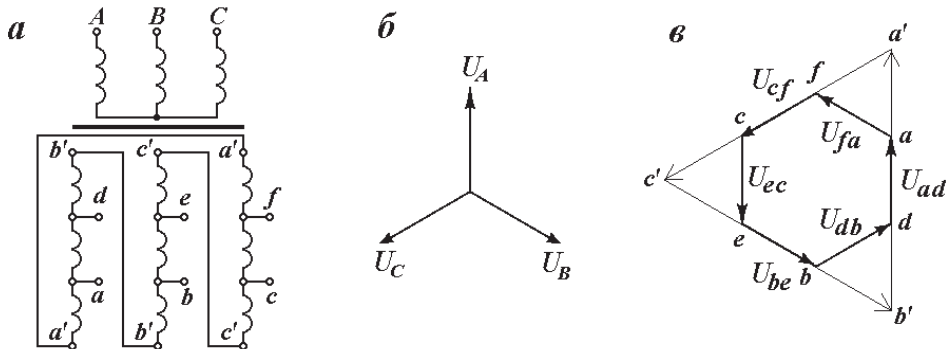


Рис. 4.7. Трехфазно-шестифазный преобразователь $Y/Y_0-0/Y_0-6$:

а — принципиальная схема; б — векторная диаграмма первичных напряжений; в — соединенной шестифазной системы напряжений

Получение квазисимметричной 6-фазной системы напряжений (первый способ). На рис. 4.8, *a* показана схема трехобмоточного трансформатора с двумя обмотками НН, одна из которых соединена в звезду, другая — в треугольник. Для обеспечения равенства линейных напряжений НН, числа витков этих обмоток должны соотноситься между собой следующим образом: $w_{\Delta} = \sqrt{3}w_Y$. Как видно из рис. 4.8, *б, в, з*, линейные напряжения обеих обмоток сдвинуты относительно друг друга на углы $\alpha_1 = 30^\circ$ и $\alpha_2 = 90^\circ$.

Таким образом, рассматриваемое устройство позволяет получить только несвязанную квазисимметричную шестифазную систему линейных напряжений (рис. 4.8, *з*).

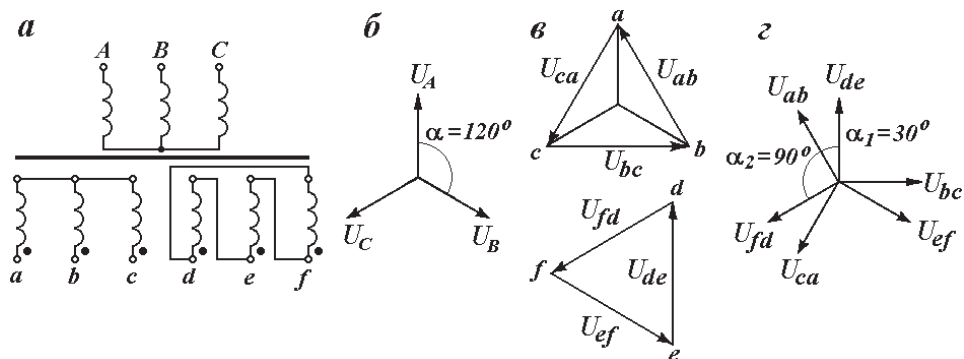


Рис. 4.8. Трехфазно-шестифазный преобразователь $Y/Y_0-0/\Delta-1$:

a — принципиальная схема; *б* — векторная диаграмма первичных напряжений; *в* — векторные диаграммы напряжений вентильных обмоток Y и Δ ; *з* — векторная диаграмма вторичной несоединенной шестифазной системы напряжений

Получение симметричной 4-фазной системы напряжений (второй способ). Симметричная 4-фазная система напряжений реализуется незначительным изменением трехфазно-двухфазных преобразователей числа фаз (Скотта, Кюблера и др.). Например, на рис. 4.9, *a* приведена схема преобразователя Скотта, в которой вторичные (двухфазные) обмотки ac , bd разделены на два одинаковых плеча (an_1 , cn_1 и bn_2 , dn_2 с числом витков w_{21}). При симметричной трехфазной системе напряжений на первичных обмотках трансформаторного агрегата $T1-T2$ (рис. 4.9, *б*), во вторичных будут возникать четыре однофазные системы U_a, U_c, U_b, U_d относительно средних точек n_1 и n_2 (рис. 4.9, *в*). Для каждой из вторичных обмоток трансформаторов $T1-ac$, $T2-bd$, векторы однофазных напряжений (U_a и U_c, U_b и U_d) сдвинуты относитель-

но друг друга на 180° , а между различными обмотками (U_a и U_b , U_c и U_d) — на 90° . Очевидно, что электрическое объединение средних точек вторичных обмоток n_1 и n_2 в общую нейтральную точку n приведет к образованию связанной четырехфазной симметричной лучевой системы напряжений (рис. 4.9, в).

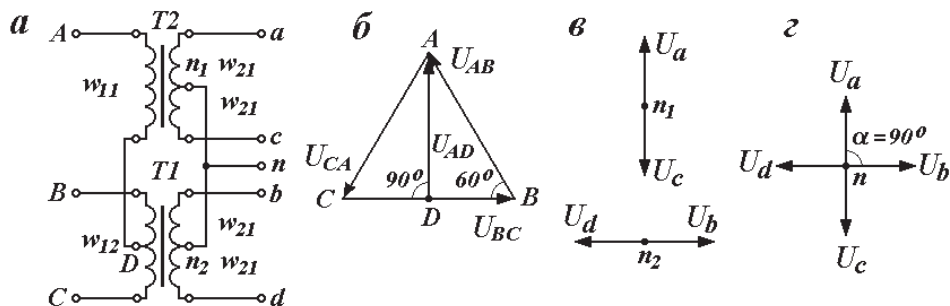


Рис. 4.9. Трехфазно-четырефазный преобразователь по схеме Скотта:
 а — принципиальная схема; б — векторная диаграмма первичных напряжений;
 в — вторичных напряжений; г — векторная диаграмма вторичной соединенной
 четырехфазной системы напряжений

Приведенные выше примеры показывают возможность увеличения числа фаз с помощью многообмоточных трехфазных трансформаторов и трансформаторных агрегатов. При этом умножение числа фаз основывается на применении различных схем соединения вторичных (вентильных) обмоток с различными начальными фазами напряжений — группами соединения.

Также отметим, что способ формирования многофазных систем (симметричных или квазисимметричных) зависит от типа применяемых выпрямителей — лучевых или мостовых.

Для определенности дальнейшего изложения, ниже приведем краткие сведения об этих понятиях из базовых курсов электрических машин [26, 27] и силовой электроники [29, 30, 31].

4.1.7. Группы соединений обмоток трехфазных трансформаторов

Группой соединений обмоток трансформатора называется угол между векторами линейных напряжений обмоток ВН и НН, выраженный в делениях часового циферблата [26, 27]. При определении группы

соединения, векторы линейных напряжений уподобляют стрелкам часового циферблата, причем вектор линейного напряжения обмотки ВН принимают за минутную (длинную) стрелку, установленную на цифру 12(0), а вектор соответствующего линейного напряжения обмотки НН (например, $U_{AB} - U_{ab}$) принимают за часовую (короткую) стрелку, показывающую группу соединения в часах (углах кратных 30°).

Для определения группы соединения трехфазного трансформатора необходимо: сначала построить векторные диаграммы фазных напряжений $U_{ВН}$ и $U_{НН}$, а затем — линейных. Далее найти угол между соответствующими друг другу линейными напряжениями обмоток ВН и НН (например, U_{AB} и U_{ab}).

В качестве примера определения группы соединений рассмотрим трансформаторы со схемами соединения обмоток Y/Y (рис. 4.10) и Y/Δ (рис. 4.11).

При построении диаграммы фазных напряжений необходимо учитывать, что векторы фазных напряжений первичной и вторичной обмоток, лежащих на одном стержне:

- имеют одинаковое направление при совмещении начал катушек (обозначенных точками) и начал фаз (A, B, C, a, b, c) — рис. 4.10, а;
- имеют противоположное направление при совмещении начал катушек (обозначенных точками) и концов фаз (X, Y, Z, x, y, z) — рис. 4.10, б.

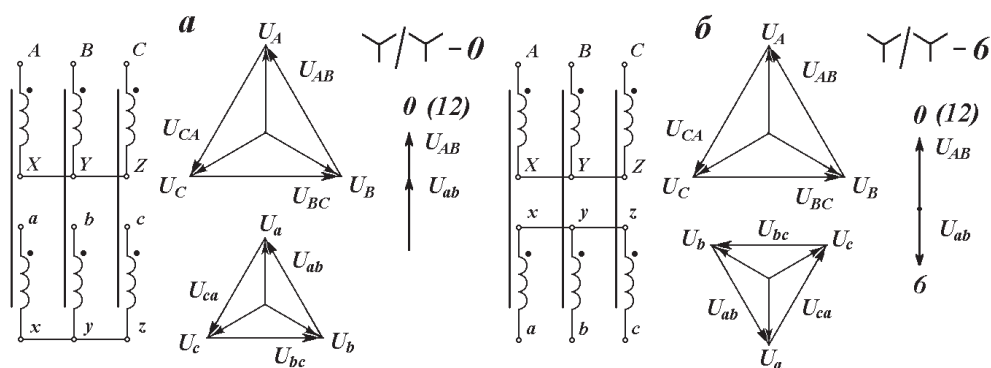


Рис. 4.10. Изменение групп соединений перестановкой начал и концов вторичных обмоток для схем соединений Y/Y :

а — $Y/Y-0$; б — $Y/Y-6$

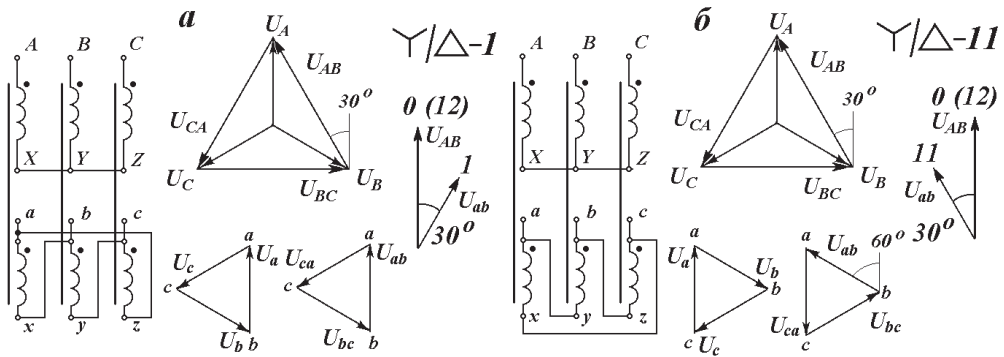


Рис. 4.11. Изменение групп соединений различной перестановкой начал и концов вторичных обмоток для схем соединений Y/Δ :

$a - Y/\Delta-1$; $b - Y/\Delta-11$

При построении диаграммы линейных напряжений необходимо строго соблюдать принятые условно-положительные направления их векторов (примем положительное направление от второго индекса к первому, например, положительное направление вектора U_{ab} от точки a к b). Последнее замечание особенно важно для соединения в треугольник, где направление векторов линейных напряжений может совпадать с фазными (рис. 4.11, *a*), а может быть встречным (рис. 4.11, *б*).

Приведенные примеры показывают, что при одинаковых схемах соединения первичной обмотки трехфазного трансформатора, различные схемы соединения вторичных обмоток Y или Δ позволяют смещать векторы вторичных напряжений относительно первичных на различную величину угла (кратную 30°), т. е. получать многофазные системы напряжений с помощью нескольких вторичных обмоток.

Важно отметить следующие моменты.

В трехфазных силовых трансформаторах группа соединений — всегда целое число (угол сдвига напряжений ВН и НН всегда кратен 30°).

В вентильных трансформаторах применяются более сложные схемы соединений обмоток, позволяющие получать дробные схемы соединений (с углами некратными 30°). Однако применение десятичных дробей в этом случае требует пояснений (1 ч = 60 мин), поэтому далее обозначение дробных групп соединений будем обозначать следующим образом: целая часть — часы (30°), дробная часть (после десятичной точки) — доля часа (30°). Например, группа соединения, обозначенная числом 1.5, соответствует углу сдвига фаз напряжений ВН и НН $\alpha = 30^\circ + 15^\circ = 45^\circ$.

4.1.8. Определение коэффициентов трансформации (фазного и линейного) трехфазных трансформаторов

Для однофазного силового трансформатора коэффициент трансформации понимается как функциональный (во сколько раз это устройство изменяет значения напряжений) и конструктивный (какое соотношение чисел витков первичной и вторичной обмоток для этого требуется)

$$k = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_2}.$$

В трехфазных цепях выделяют два вида напряжений источников и приемников: фазное и линейное, — соотношение между которыми зависит от схемы соединения их фаз. Возможность различных схем соединений первичных и вторичных обмоток трехфазного трансформатора обуславливает введение двух величин коэффициента трансформации: фазного k_Φ и линейного k_L .

Линейный коэффициент трансформации k_L имеет чисто функциональный (практический) смысл как отношение первичных и вторичных номинальных (линейных) напряжений

$$k_L \approx \frac{U_{1Л}}{U_{2Л}} = \frac{U_{1НОМ}}{U_{2НОМ}} \rightarrow \begin{cases} = w_1/w_2 - Y/Y, \Delta/\Delta\dots, \\ \neq w_1/w_2 - Y/\Delta, \Delta/Y\dots \end{cases}'$$

Поэтому при одинаковых числах витков первичной и вторичной обмоток, величина линейного коэффициента трансформации будет также зависеть от сочетания схем соединения обмоток.

Фазный коэффициент трансформации k_Φ определяет основное конструктивное соотношение трансформатора — отношение чисел витков первичной и вторичной обмоток и не зависит от схем соединения обмоток

$$k_\Phi = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_{1\Phi}}{U_{2\Phi}}. \quad (4.9)$$

Для силовых трансформаторов со схемами соединений Y/Y , Δ/Y отношение величин k_Φ и k_L выражается константами 1 или $\sqrt{3}$. Однако в вентильных применяются и другие схемы соединения обмоток, в которых их соотношения определяются более сложными — функциональными зависимостями.

4.1.9. Схемы соединения обмоток вентильных трансформаторов

В отличие от силовых трансформаторов, в вентильных трехфазных трансформаторах применяется большее число схем соединений обмоток [3, 7, 27, 33, 34]:

- звезда (рис. 4.12, а);
- звезда с выведенной нейтральной точкой (рис. 4.12, б);
- треугольник (рис. 4.12, в);
- зигзаг (равноплечий, неравноплечий, двойной) с выведенной нейтральной точкой (рис. 4.12, г);
- треугольник с продолженными сторонами (рис. 4.12, д).

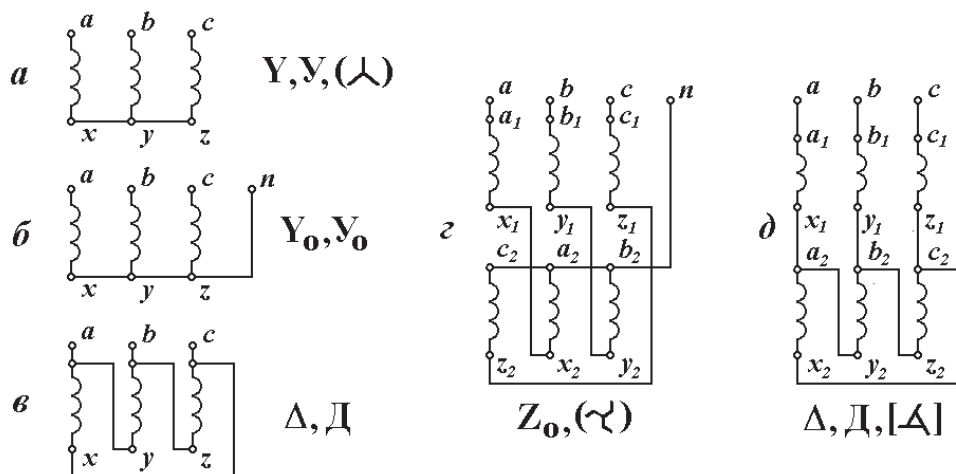


Рис. 4.12. Схемы соединения обмоток трехфазных вентильных трансформаторов и их условные обозначения

Такое многообразие применяемых схем объясняется тем, что общепринятые схемы соединений Y, Δ позволяют получать угол сдвига фаз между первичными и вторичными напряжениями, кратный только 30° (только целые группы соединений). Для сложных схем выпрямления необходимы дробные группы соединений ($\alpha \neq 30^\circ$).

Представленные на рис. 4.12 электрические схемы указанных соединений обмоток вентильных трансформаторов имеют условные буквенные (символьные) обозначения трансформаторов. В круглых скобках приведены ныне отмененные обозначения, встречающиеся в отечественной (но зачастую не устаревшей) и иностранной техни-

ческой литературе. Последнее соединение — треугольник с продолженными сторонами — по стандарту обозначается, как и обычный треугольник, однако в настоящее время широко используется особое обозначение, приведенное на рис. 4.12 в квадратных скобках. Далее приведем основные сведения об этих схемах.

Соединения в звезду и звезду с выведенной нейтральной точкой (рис. 4.13). Электрические схемы и векторная диаграмма напряжений и токов (для симметричного режима работы) соединения звездой приведены на рис. 4.13. В соединении звездой линейные и фазные токи одинаковы $I_{\text{л}} = I_{\text{ф}}$, а напряжения различны. При симметричном режиме работы линейные и фазные напряжения связаны соотношением $U_{\text{л}} = \sqrt{3}U_{\text{ф}}$. Возможность наличия или отсутствия выведенной нейтрали позволяет использовать эту схему соединения для питания как лучевых, так и мостовых выпрямителей.

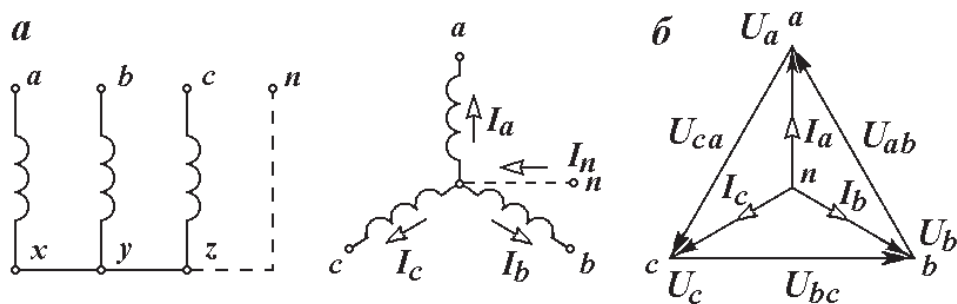


Рис. 4.13. Соединение «звезда»:

а — способы обозначения; *б* — векторная диаграмма

Соединение треугольником (рис. 4.14). В соединении треугольником линейные и фазные напряжения одинаковы $U_{\text{л}} = U_{\text{ф}}$, а токи различны. При симметричном режиме работы линейные и фазные токи связаны соотношением $I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\text{ф}}$. Отсутствие выведенной нейтрали ограничивает применение таких обмоток только для питания мостовых выпрямителей.

Соединение зигзагом (рис. 4.15–4.16). В схеме соединения обмоток «зигзаг», каждая фаза обмотки разделяется на две части (плеча), которые располагаются на разных стержнях магнитопровода и соединяются последовательно. При этом второе плечо обмотки фазы (a_2-x_2) подключается встречно (рис. 4.15, *а*) первому (a_1-x_1). Таким образом,

фазное напряжение (например, U_a) образуется геометрическим сложением векторов напряжений двух плеч обмотки (U_{a1} и U_{y2}), сдвинутых относительно друг друга на 120° .

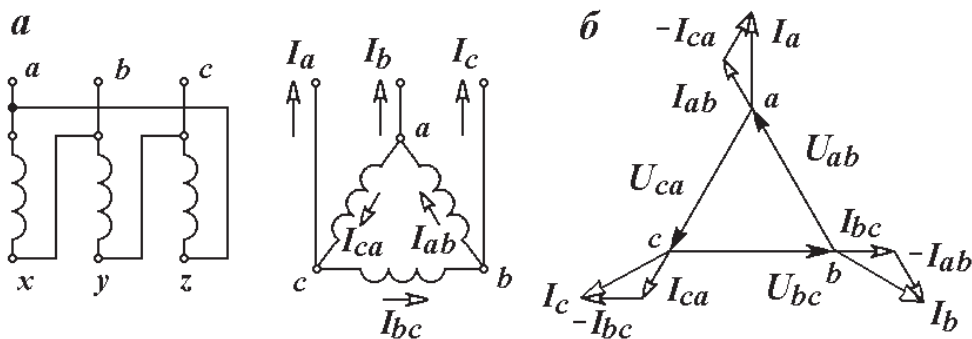


Рис. 4.14. Схема соединения «треугольник»: а — способы обозначения; б — векторная диаграмма

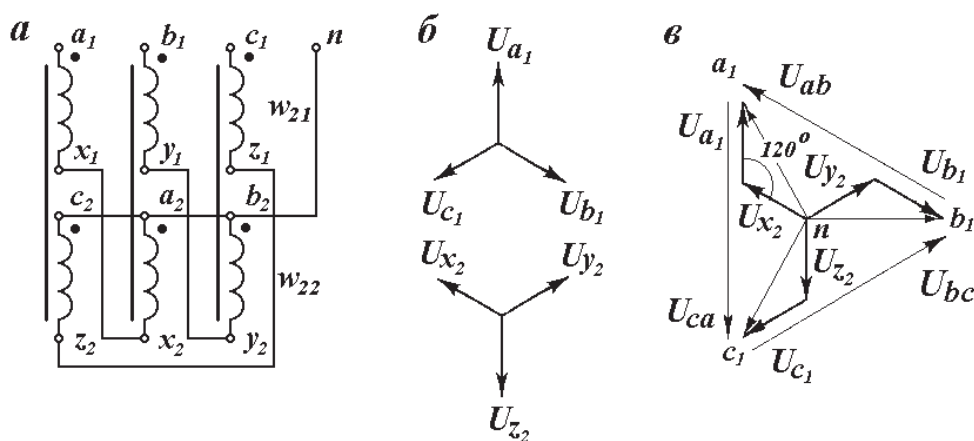


Рис. 4.15. Схема соединения «равноплечий зигзаг»: а — способы обозначения; б — векторные диаграммы составляющих вторичных напряжений; в — совмещенная векторная диаграмма вторичных напряжений

В вентильных трансформаторах соединение «зигзаг» применяется в двух разновидностях:

- равноплечего исполнения, когда числа витков обоих плеч фазы w_{21} (a_1-x_1) и w_{22} (a_2-x_2) одинаковы (см. рис. 4.15, а);
- неравноплечего, с различным числом витков в плечах $w_{21} \neq w_{22}$ (рис. 4.16, а).

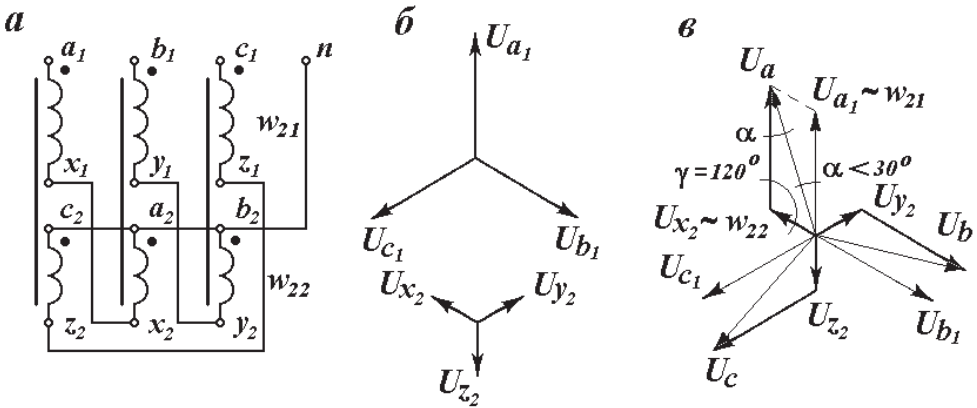


Рис. 4.16. Схема соединения «неравноплечий зигзаг»:

a — способы обозначения; *б* — векторные диаграммы составляющих вторичных напряжений; *в* — совмещенная векторная диаграмма вторичных напряжений

Особенность неравноплечего «зигзага», по сравнению с соединениями «звезда» и «треугольник», состоит в важном свойстве — возможности получения дробных групп соединений (углов сдвига фаз α между напряжениями ВН и НН, как больших, так и меньших 30°). Это свойство позволяет получать многофазные системы напряжений с $m > 3$.

Определим соотношение чисел витков плеч w_{21} , w_{22} «неравноплечего зигзага», необходимое для получения требуемого угла α . Согласно рис. 4.16, *в*, напряжения одной фазы обмотки связаны между собой по теореме синусов, что равнозначно соотношениям чисел витков w_{21} , w_{22} (реальных чисел обмотки) и w_2 — условной величины, соответствующей фазному напряжению эквивалентной «звезды».

$$\frac{U_{a1}}{\sin(60^\circ - \alpha)} = \frac{U_{x2}}{\sin \alpha} = \frac{U_a}{\sin 120^\circ},$$

$$\frac{w_{21}}{\sin(60^\circ - \alpha)} = \frac{w_{22}}{\sin \alpha} = \frac{w_2}{\sin 120^\circ}.$$

Полученное выражение позволяет найти соотношение чисел витков плеч w_{21} и w_{22} «неравноплечего зигзага» при заданном угле α

$$\frac{w_{21}}{w_{22}} = \frac{\sin(60^\circ - \alpha)}{\sin \alpha} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \alpha - 1}{2}, \quad (4.10)$$

а также соотношение чисел витков одного из плеч w_{21} и w_{22} «зигзага» и эквивалентной «звезды» w_2

$$\frac{w_2}{w_{22}} = \frac{\sin 120^\circ}{\sin \alpha} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{\sin \alpha}. \quad (4.11)$$

Найденные соотношения чисел витков плеч позволяют получить выражение фазного коэффициента трансформации (4.9) трансформатора с такой вторичной обмоткой при произвольной величине угла α .

Для простоты рассмотрим трансформатор с первичной обмоткой, соединенной в звезду Y/Z. Его фазный коэффициент трансформации k_Φ определен по следующим отношениям напряжений и чисел витков

$$k_\Phi = \frac{U_{\Phi 1}}{U_{\Phi 2}} = \frac{U_A}{U_a} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (4.12)$$

Используя соотношение между w_2 и w_{22} (4.11) и определение k_Φ (4.12), получим

$$k_\Phi = \frac{U_{\Phi 1}}{U_{\Phi 2}} = \frac{w_1}{w_{22}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha. \quad (4.13)$$

Достоинством «равноплечего зигзага» является полное подавление магнитных потоков нулевой последовательности.

Общим недостатком соединения «зигзаг» является повышенный расход меди по сравнению с соединением «звезда». Например, для «равноплечего зигзага» (см. рис. 4.15) величина фазного напряжения равна не удвоенной величине напряжения одного ее плеча, а умноженной только на $\sqrt{3}$

$$U_a = 2U_{a1} \sin 60^\circ = \sqrt{3}U_{a1}.$$

Потому, при одинаковом фазном напряжении соединений «звезда» и «равноплечий зигзаг», число витков фазы в последнем случае должно быть на 15% больше

$$w_Z = \frac{2}{\sqrt{3}} w_Y \approx 1.15 w_Y.$$

Треугольник с продолженными сторонами (рис. 4.17). В этом соединении каждая фаза обмотки разделяется на две части (плеча) с числами обмоток w_{21} и w_{22} , которые располагаются на одном стержне магнитопровода. Внутренние плечи (w_{21}) электрически соединяются в тре-

угольник, начала внешних плеч — продолжений сторон треугольника (w_{22}) соединяются с внешней сетью (рис. 4.17, а).

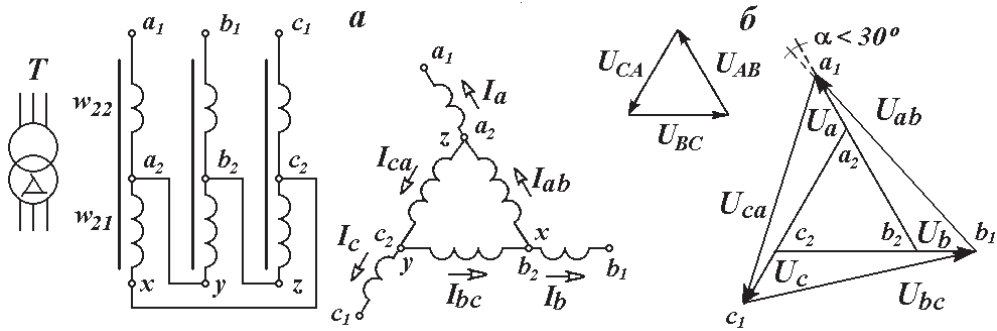


Рис. 4.17. Схема соединения «треугольник с продолженными сторонами»: а — способы обозначений; б — векторные диаграммы первичных и вторичных напряжений

Это соединение обладает двумя особенностями:

- переменным соотношением между величинами фазных и линейных напряжений (для соединений Δ, Y, Z это соотношение постоянно и равно 1 или $\sqrt{3}$);
- возможностью получения дробных групп соединений (с углами α некратными 30°) подобно «неравноплечему зигзагу».

Первую особенность рассматриваемого соединения обоснуем следующими соображениями: при уменьшении числа витков внутренних плеч ($w_{21} \rightarrow 0$), оно преобразуется в звезду с $U_{\text{л}} = \sqrt{3}U_{\text{ф}}$, а при уменьшении числа витков внешних плеч ($w_{22} \rightarrow 0$), — в треугольник с $U_{\text{л}} = 1U_{\text{ф}}$. Таким образом, соотношение между величинами линейных и фазных напряжений в этом соединении лежит в пределах

$$U_{\text{л}} = (1 \dots \sqrt{3})U_{\text{ф}}.$$

Для получения количественных соотношений воспользуемся теоремой синусов для треугольника фазных и линейных напряжений (рис. 4.18). Так, в треугольнике acd для сторон ac ($U_{\text{ф}}$) и ad ($U_{\text{л}}$) (рис. 4.18, а) справедливы следующие равенства:

$$\frac{ac}{\sin \beta} = \frac{ad}{\sin 120^\circ} \Rightarrow \frac{U_{\text{ф}}}{\sin(60^\circ - \alpha)} = \frac{U_{\text{л}}}{\sin 120^\circ},$$

которые после элементарных преобразований дают окончательное выражение, связывающее величины фазных и линейных напряжений в «треугольнике с продолженными сторонами»

$$U_{\text{л}} = U_{\Phi} \frac{\sin 120^{\circ}}{\sin(60^{\circ} - \alpha)} = U_{\Phi} \frac{\sqrt{3}}{\sin \alpha [\sqrt{3} \operatorname{ctg} \alpha - 1]} \quad (4.14)$$

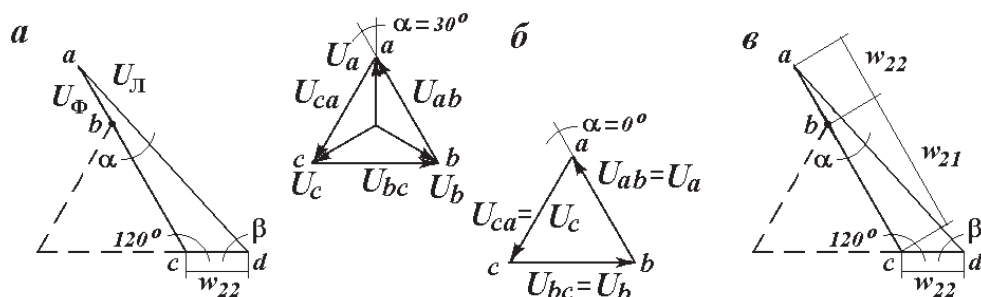


Рис. 4.18. Соотношения величин напряжений и чисел витков в схеме соединения «треугольник с продолженными сторонами»

Нетрудно убедиться в справедливости выражения (4.14), рассматривая предельные случаи — соединения в звезду с $\alpha = 30^{\circ}$ и треугольник с $\alpha = 0^{\circ}$ (рис. 4.18, б). В свою очередь, величина угла α в формуле (4.14) определяется соотношением чисел витков внутренних w_{21} и внешних плеч w_{22} обмотки (рис. 4.18, в). Согласно теореме синусов для треугольника acd , его стороны ac ($w_{21} + w_{22}$), cd (w_{22}) и им противоположные углы α , $\beta = (60^{\circ} - \alpha)$ связаны следующими выражениями:

$$\frac{ac}{\sin \beta} = \frac{cd}{\sin \alpha} \Rightarrow \frac{w_{21} + w_{22}}{\sin(60^{\circ} - \alpha)} = \frac{w_{22}}{\sin \alpha}. \quad (4.15)$$

Простые преобразования уравнения (4.15) приводят к конечному выражению, связывающему отношение чисел витков плеч обмотки w_{21} , w_{22} и величину угла сдвига фаз α между линейным и фазным напряжениями,

$$\frac{w_{21}}{w_{22}} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \alpha - 3}{2}. \quad (4.16)$$

Определим фазный коэффициент трансформации k_{Φ} , используя выражение (4.16),

$$k_{\Phi} = \frac{U_{\Phi 1}}{U_{\Phi 2}} = \frac{w_1}{w_{21} + w_{22}} = \frac{w_1}{w_{22}} \frac{2}{\sqrt{3}c \operatorname{tg} \alpha - 1},$$

на основании которого найдем величину вторичного фазного напряжения

$$U_{\Phi 2} = \frac{U_{\Phi 1}}{k_{\Phi}} = U_{\Phi 1} \frac{w_{22}}{w_1} \frac{\sqrt{3}c \operatorname{tg} \alpha - 1}{2}. \quad (4.17)$$

Запишем выражение линейного коэффициента трансформации $k_{\text{Л}}$, используя уравнение (4.14)

$$k_{\text{Л}} = \frac{U_{\text{Л}1}}{U_{\text{Л}2}} = \frac{U_{\text{Л}1}}{U_{\Phi 2}} \frac{\sin \alpha [\sqrt{3}c \operatorname{tg} \alpha - 1]}{\sqrt{3}}. \quad (4.18)$$

Подстановка в уравнение (4.18) выражения (4.17) позволяет записать $k_{\text{Л}}$ в следующем виде:

$$k_{\text{Л}} = \frac{U_{\text{Л}1}}{U_{\Phi 1}} \frac{w_1}{w_{22}} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha, \text{ —}$$

далее получить соотношение чисел витков сетевой и второго плеча вентильной обмоток

$$w_{22} = \frac{U_{\text{Л}1}}{U_{\Phi 1}} \frac{w_1}{k_{\text{Л}}} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha. \quad (4.19)$$

Отметим, что входящее в выражение (4.19) отношение первичных линейного и фазного напряжений зависит от схемы соединения сетевой обмотки:

- для «звезды» $U_{\text{Л}1}/U_{\Phi 1} = \sqrt{3}$;
- для «треугольника» $U_{\text{Л}1}/U_{\Phi 1} = 1$.

К числу недостатков соединения «треугольник с продолженными сторонами» отнесем следующие:

- линейные и фазные токи связаны соотношением $I_{\text{Л}} = \sqrt{3}I_{\Phi}$ (при симметричном режиме), что требует различных сечений проводников плеч обмотки. Это обстоятельство усложняет технологию изготовления таких обмоток;
- ввиду отсутствия нейтрали, это соединение пригодно только для питания мостовых выпрямителей.

4.1.10. Влияние схем соединения обмоток трансформатора на состав высших гармоник первичных токов

Как отмечалось выше, основным недостатком выпрямительных агрегатов состоит в резко несинусоидальной форме тока, потребляемой из сети (генерации в питающую сеть высших гармоник тока). Высшие гармоники тока сети приводят к возникновению высших гармоник напряжения, ухудшающих качество электроэнергии. В настоящее время высшие гармоники напряжения принято делить [35]:

- на нечетные некратные трем;
- нечетные кратные трем;
- четные.

Отметим особенность одной группы высших гармоник токов — кратных трем. Для этого обратимся к рис. 4.19, *a*, на котором приведены кривые первых и третьих гармоник трехфазной системы токов. Здесь видно, что при сдвиге фаз первых гармоник на 120° , третьи имеют нулевой угол сдвига фаз. Обращаясь к теории симметричных составляющих [32, 36], первую гармонику тока можно определить как симметричную систему прямой последовательности, а третью (и других кратных трем) — как нулевую.

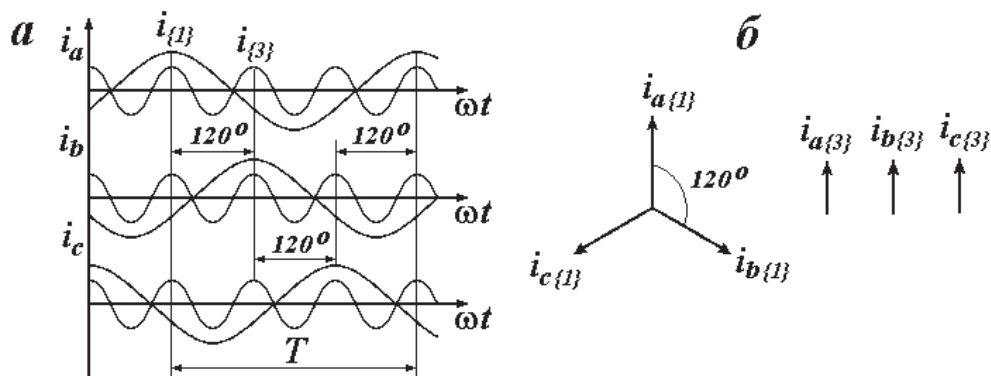


Рис. 4.19. Представление гармоник кратных трем:
a — в виде временных диаграмм; *б* — векторных диаграмм

Различные сочетания схем соединений первичных и вторичных обмоток трансформатора обладают существенно различающейся способностью трансформации нулевой последовательности вторичных токов

в первичные [26, 27], в нашем случае — трансформации высших гармоник кратных трем.

Схема соединений Y/Y₀ (рис. 4.20). Особенностью трансформатора с такой схемой соединения обмоток является существенное различие сопротивлений нулевой последовательности $Z_{(0)}$ первичной Y и вторичной обмоток Y₀. Так, в соединении Y наличие ЭДС нулевой последовательности не приводит к возникновению токов нулевой последовательности. Действительно, уравнение первого закона Кирхгофа «звезды» при отсутствии нейтрального провода

$$\dot{I}_{A(0)} + \dot{I}_{B(0)} + \dot{I}_{C(0)} = 0$$

имеет решение $I_{A(0)} = I_{B(0)} = I_{C(0)} = 0$. Следовательно, для соединения Y величина сопротивления нулевой последовательности будет бесконечно большой ($Z_{(0)} \rightarrow \infty$).

Для соединения Y₀ уравнение первого закона Кирхгофа

$$\dot{I}_{A(0)} + \dot{I}_{B(0)} + \dot{I}_{C(0)} = \dot{I}_N = 3\dot{I}_{(0)}$$

имеет ненулевое решение $I_{(0)} = 1/3 I_N$, т. е. сопротивление нулевой последовательности этого соединения имеет конечное и весьма малое сопротивление, близкое к сопротивлению короткого замыкания прямой последовательности ($Z_{(0)} \rightarrow 0$).

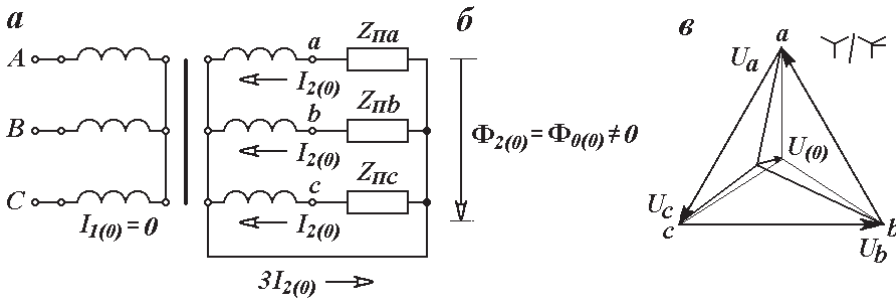


Рис. 4.20. Токи нулевой последовательности в трансформаторе со схемой соединения Y/Y₀:

a — пути замыкания; *б* — диаграмма магнитных потоков;
в — векторная диаграмма напряжений

Такое соотношение величин этих сопротивлений первичной и вторичной обмоток соответствует режиму холостого хода по отношению к вторичным составляющим нулевой последовательности (см. рис. 4.20, *a*).

При наличии вторичных токов и отсутствии первичных, результирующий (рабочий) магнитный поток нулевой последовательности $\Phi_{0(0)}$ будет равен не разности первичного и вторичного потоков, как в рабочих режимах, а только вторичного

$$\Phi_{0(0)} = \underbrace{\Phi_{1(0)}}_0 - \Phi_{2(0)} = -\Phi_{2(0)} \neq 0.$$

Возникновение этого магнитного потока приводит к появлению ЭДС (напряжений) нулевой последовательности в первичной и вторичной обмотках (см. рис. 4.20, б). Поскольку магнитный поток пропорционален току ($\Phi = LI$), величины напряжений нулевой последовательности будут пропорциональны величинам токов нулевой последовательности.

Таким образом, в трансформаторах со схемой соединения Y/Y_0 наличие токов нулевой последовательности во вторичной обмотке, обусловленных возникновением высших гармоник кратных трем, приводит к появлению соответствующих составляющих напряжения.

Схема соединений Δ/Y_0 (рис. 4.21). Соединение первичной обмотки треугольником в отношении токов нулевой последовательности соответствует режиму короткого замыкания (рис. 4.21, б). По этой причине возникновение токов нулевой последовательности во вторичной обмотке вызовет беспрепятственное протекание первичных токов в замкнутом контуре «треугольника». В таком случае рабочий магнитный поток нулевой последовательности будет равен разности первичного и вторичного потоков (рис. 4.21, в)

$$\Phi_{0(0)} = \Phi_{2(0)} - \Phi_{1(0)} \ll \Phi_{2(0)}, \Phi_{1(0)},$$

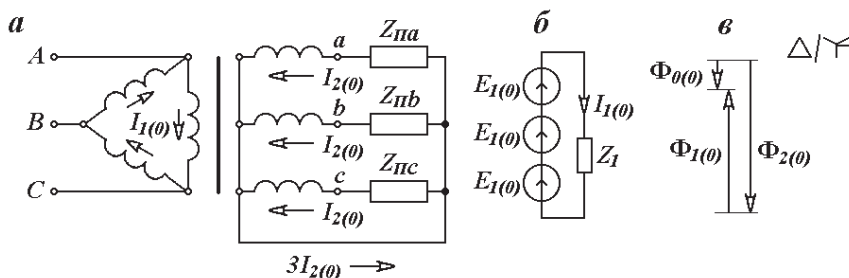


Рис. 4.21. Токи нулевой последовательности в трансформаторе со схемой соединения Δ/Y_0 :

- a* — пути замыкания; *б* — эквивалентная схема первичной цепи;
- в* — диаграмма магнитных потоков

т. е. его значение будет меньше значения его составляющих. Очевидно, такое ослабление магнитного потока $\Phi_{0(0)}$ означает и уменьшение напряжений нулевой последовательности.

Таким образом, трансформаторы со схемой соединения Δ/Y_0 обладают свойством значительного подавления величин напряжений нулевой последовательности при наличии токов нулевой последовательности во вторичной обмотке.

Схема соединения обмоток Y/Z_0 (рис. 4.22). Применение в качестве вторичной обмотки соединения «равноплечий зигзаг» позволяет в наибольшей степени исключить вредное влияние вторичных токов нулевой последовательности. Так, на рис. 4.22, *а* приведены условно-положительные направления вторичных токов нулевой последовательности $I_{2(0)}$ для соединения «зигзаг». Видно, что данные токи в плечах обмоток, размещенных на одном стержне магнитопровода, направлены встречно. Следовательно, и магнитные потоки нулевой последовательности, созданные данными токами, также будут направлены встречно (рис. 4.22, *б*).

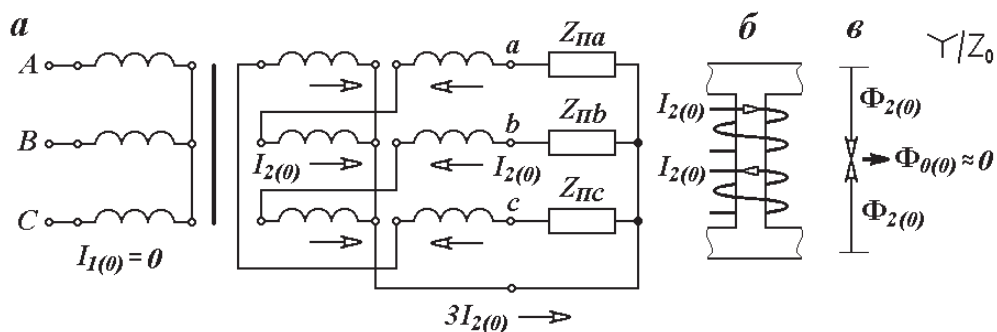


Рис. 4.22. Токи нулевой последовательности в трансформаторе со схемой соединения Y/Z_0

В равноплечем «зигзаге» числа витков правого и левого плечей одинаковы. Очевидно, и создаваемые ими магнитные потоки будут равны друг другу, а результирующий магнитный поток нулевой последовательности будет стремиться к нулю (см. рис. 4.22, *в*)

$$\Phi_{2(0)} = \Phi_{2a(0)} - \Phi_{2b(0)} \approx 0.$$

4.1.11. Технические показатели выпрямительных агрегатов

Выпрямительные агрегаты. При проектировании выпрямительного агрегата необходимо учитывать различный характер токов составляющих его устройств (А1–А5 на рис. 4.1):

- в сетевой обмотке вентильного трансформатора — переменного;
- вентильной обмотке — переменного или импульсного (изменяющегося во времени, но не изменяющего направления);
- в выпрямителе — пульсирующего.

Энергетическая эффективность преобразования электрической энергии характеризуется энергетическими показателями электромагнитных элементов и устройства в целом. Данные обстоятельства требуют количественного определения следующих величин:

- соотношения величины действующего напряжения сетевой обмотки U_1 к вентильной U_2 : U_1/U_2 ;
- соотношения величины действующего тока сетевой обмотки I_2 к сетевой I_1 : I_1/I_2 ;
- соотношения величины действующего напряжения вентильной обмотки U_2 к выпрямленному U_D : U_D/U_2 (или U_2/U_D);
- соотношения величины действующего вторичного I_2 тока к выпрямленному I_D : I_D/I_2 .

Вентильные трансформаторы. Наличие высших гармоник в составе токов вентильного трансформатора приводит к появлению дополнительной реактивной мощности искажений, что влияет на увеличение его полной мощности. Различный гармонический состав сетевой и вентильных обмоток может приводить к различию их полных мощностей. Это обстоятельство обуславливает необходимость введения понятия типовой мощности трансформатора S_T — полусуммы полных мощностей всех его обмоток [31]

$$S_T = \frac{1}{2} \sum_1^n U_i I_i,$$

где U_i, I_i — действующие значения напряжений и токов обмоток.

Как правило, величина типовой мощности вентильного трансформатора больше мощности выпрямителя $P_D = U_D I_D$ и в качестве количественной меры такого увеличения удобно использовать их отношение — коэффициент использования трансформатора

$$k_y = \frac{S_T}{P_D}.$$

Количественной оценкой искажения формы первичного тока вентильного трансформатора служат:

- коэффициент несинусоидальности тока (интегральный показатель)

$$k_{I\Sigma} = \frac{\sum_{v=2}^{40} \sqrt{I_{m\{v\}}^2}}{I_{m\{1\}}} \%,$$

- коэффициенты v -гармонической составляющей (частный показатель)

$$k_{I\{v\}} = \frac{I_{m\{v\}}}{I_{m\{1\}}} \%.$$

Выпрямители. Тип выпрямителя влияет:

- на соотношение выпрямленного U_D и вторичного действующего U_2 напряжений U_D/U_2 ;
- соотношение выпрямленного I_D и вторичного действующего I_2 токов I_D/I_2 ;
- пульсность выпрямителя — число пульсаций в кривой выпрямленного напряжения за один период сети. Так, в приведенных примерах однотактная однофазная схема будет однопульсной (см. рис. 4.22, *a*), двухтактная — двухпульсной (рис. 4.22, *в*);
- качество выпрямленного напряжения (степень соответствия выпрямленного пульсирующего напряжения постоянному). Согласно (рис. 13.39), выпрямленное напряжение u_D представляет собой постоянную составляющую U_D и бесконечный спектр гармоник с амплитудами $U_{m\{v\}}$ (рис. 4.23)

$$u_D = U_D + \sum_{v=1}^{\infty} U_{m\{v\}} \cos vm\vartheta,$$

где амплитуды гармоник выпрямленного напряжения определены по следующей формуле:

$$U_{m\{v\}} = \frac{m}{\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} U_{m2} \cos \vartheta \cos v\vartheta d\vartheta = \frac{2U_D}{(vm)^2 - 1}.$$

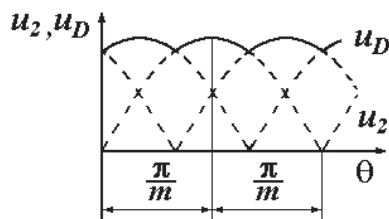


Рис. 4.23. Кривая выпрямленного напряжения

Для количественной оценки соответствия выпрямленного напряжения постоянному используют коэффициент пульсаций k_{Π} — отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения U_{Dm} к его постоянной составляющей U_D

$$k_{\Pi} = \frac{U_{m\{1\}}}{U_D}.$$

Снижение коэффициента пульсации в выпрямленном напряжении и несинусоидальности первичного тока достигается путем увеличения числа фаз вентильной обмотки и применения сглаживающих фильтров.

4.1.12. Принимаемые обозначения и допущения при анализе работы выпрямительных агрегатов

Рассмотрим выпрямительные агрегаты только с простыми трехфазными выпрямителями, схемы которых приведены на рис. 4.24, а, в. Для удобства представления различных типов трехфазных выпрямителей (лучевых и мостовых) в однолинейных схемах далее примем их условные обозначения по рис. 4.24, б, д. Также отметим, что трехфазную нулевую схему выпрямителя называют схемой Миткевича, а мостовую — схемой Ларионова, по именам их изобретателей.

Примеры построения и обозначения простых и сложных трехфазных выпрямительных агрегатов приведены на рис. 4.25.

Дальнейший анализ проведем в предположении идеального мощного выпрямительного агрегата, т. е. со следующими свойствами:

- вентильный трансформатор полагается идеальным ($Z_K = 0$, $I_0 = 0$);

- коэффициент трансформации k вентильного трансформатора примем равным единице;
- вентили выпрямителя VD идеальны (их переключение осуществляется мгновенно, и прямое падение напряжения на них $U_{ДП}$ равно нулю);
- сглаживающий фильтр $L1$ обладает бесконечно большой индуктивностью.

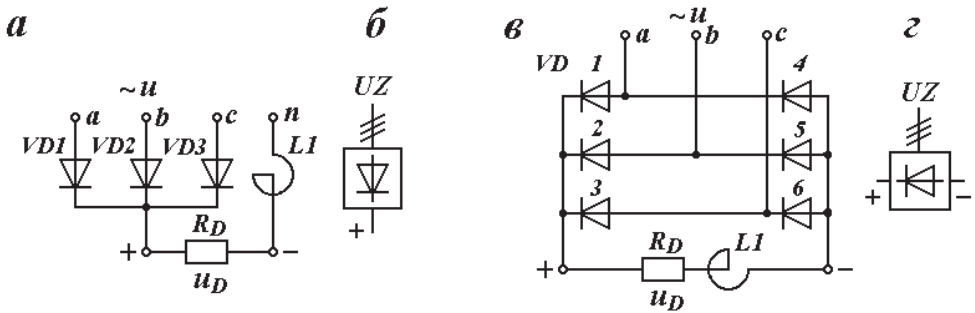


Рис. 4.24. Схемы трехфазных выпрямителей и их принятые условные обозначения:
a, б — лучевых; *в, з* — мостовых

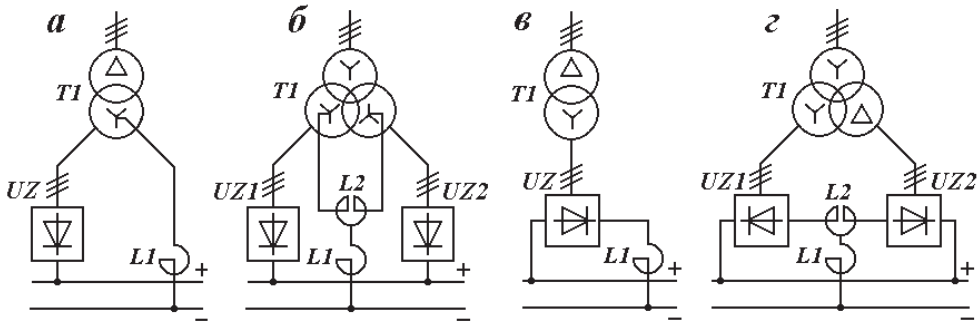


Рис. 4.25. Однолинейные схемы выпрямительных агрегатов с трехфазными выпрямителями:

a — простого; *б* — сложного — лучевых; *в* — простого; *з* — сложного — мостовых

4.2. Выпрямительные агрегаты с лучевыми выпрямителями

4.2.1. Трехфазно-трехфазные (трехпульсные) выпрямительные агрегаты с лучевыми выпрямителями

Трехфазные трехимпульсные выпрямительные агрегаты (трансформатор — простой выпрямитель) могут выполняться с различными схемами сетевых и вентильных обмоток трансформатора. Ниже рассмотрим влияние схем соединения обмоток вентильного трансформатора на работу таких агрегатов.

Выпрямительный агрегат с вентильным трансформатором со схемой соединения «звезда»/«звезда с нейтральным проводом» (Y/Y_0-0) (рис. 4.26). Напомним, что все дальнейшие диаграммы — векторные и временные — будут строиться в допущении равенства линейного коэффициента трансформации единице ($k_L = 1$).

Согласно электрической схеме выпрямителя (рис. 4.26, *a*), в нем в каждый момент времени открыт только один вентиль различных фаз, например, $VD1$ (фазы a), $VD2$ (фазы b) или $VD3$ (фазы c). Иными словами, в такой схеме выпрямления мгновенные значения токов вентильной обмотки i_2 (i_a, i_b, i_c), вентиляей i_V и выпрямленного тока i_D будут

$$i_2 = i_V = i_D.$$

При принятых допущениях ($L1 = \infty$), токи вентильных обмоток i_a, i_b, i_c будут представлять собой однополярные прямоугольные импульсы длиной в одну треть (120°) периода сети переменного тока T (рис. 4.26, *z*). Такая форма тока вентильной обмотки i_2 позволяет представить его в виде суммы постоянной $i_{2=}$ и переменной i_{2-} составляющих (рис. 4.26, *д*)

$$i_2 = i_{2=} + i_{2-}.$$

Очевидно, что вторичная постоянная составляющая тока $i_{2=}$ не может трансформироваться в первичную (не создавая ЭДС индукции). По этой причине кривые токов сетевой (первичной) обмотки i_1 (i_A, i_B, i_C) будут подобны кривой только переменной составляющей тока вентильной обмотки i_{2-} (рис. 4.26, *e*).

$$i_1 = i_{2-}.$$

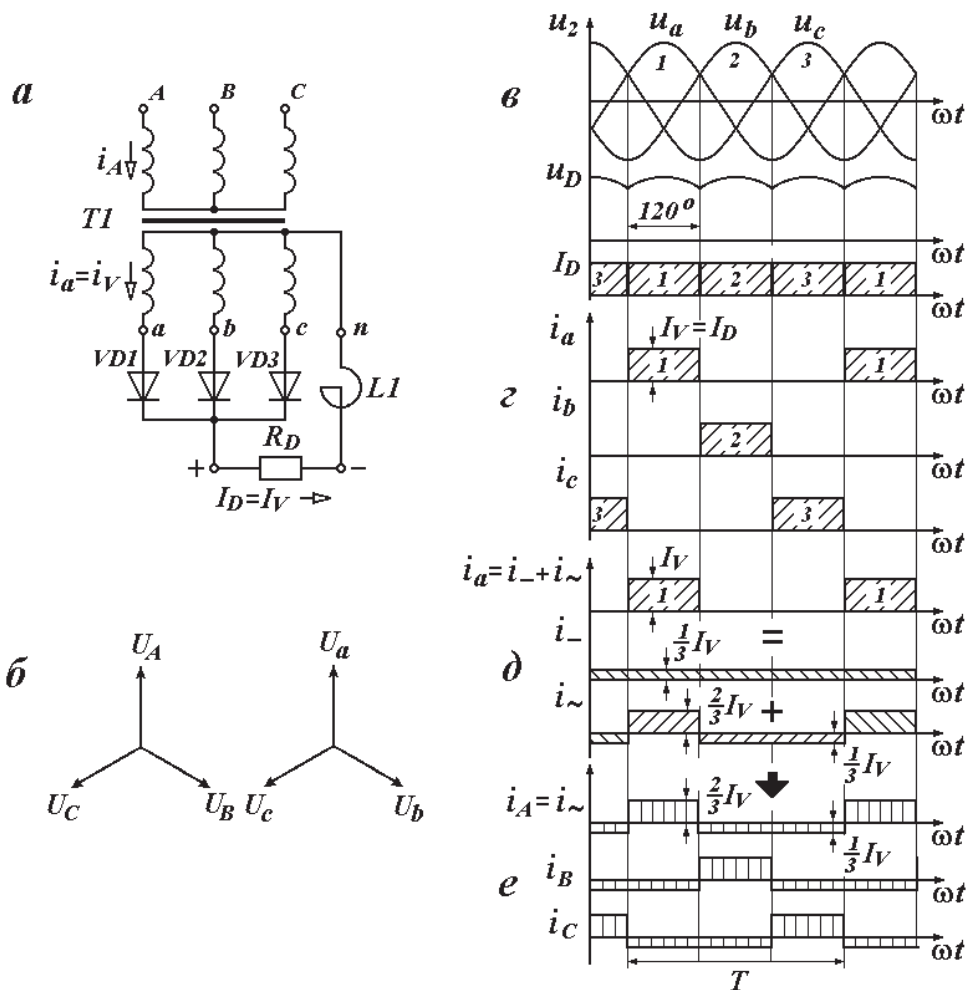


Рис. 4.26. Трехфазный трехпульсный выпрямительный агрегат Y/Y_0-0 :
 а — принципиальная схема; б — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; в–е — временные диаграммы напряжений и токов

Обращаясь к рис. 4.26, е, отметим разность амплитуд и периодов положительной и отрицательной полуволн первичных токов, что является признаком наличия в них четных гармоник.

Наличие постоянной составляющей вторичного тока i_- в простом лучевом трехфазном лучевом выпрямителе существенно влияет на работу питающего трансформатора, создавая явление «вынужденного намагничивания» магнитопровода трансформатора [29, 31]. Это явление состоит в возникновении в стержнях магнитопровода постоян-

ной составляющей магнитного потока Φ_{-} , создаваемой постоянными составляющими вторичного тока i_{-} .

Как следует из графиков вторичных токов (см. рис. 4.26, *з*), в течение трети периода прохождения тока i_a остальные два вторичных тока i_b и i_c равны нулю. В то же время первичные токи на протяжении всего периода тока T не равны нулю и, как видно из рис. 4.26, *е*, имеют следующие значения:

$$\begin{cases} i_A = \frac{2}{3}i_a = \frac{2}{3}I_V, \\ i_B = -\frac{1}{3}i_a = -\frac{1}{3}I_V, \\ i_C = -\frac{1}{3}i_a = -\frac{1}{3}I_V. \end{cases}$$

Решив уравнения МДС для всех стержней трансформатора

$$\begin{cases} w_1 i_A - w_2 i_a = -\frac{1}{3}I_V \neq 0, \\ w_1 i_B - w_2 0 = -\frac{1}{3}I_V \neq 0, \\ w_1 i_C - w_2 0 = -\frac{1}{3}I_V \neq 0, \end{cases} \quad (14.1)$$

видим, что эти МДС одинаковы и постоянны во времени. В свою очередь такие МДС будут создавать и одинаковые, постоянные во времени магнитные потоки вынужденного намагничивания Φ_{-} .

Возникновение потоков вынужденного намагничивания Φ_{-} приводит к асимметрии амплитуд результирующего магнитного потока Φ_{m+} Φ_{m-} в течение положительных и отрицательных периодов (рис. 4.27). Очевидно, увеличение на одном из полупериодов сети амплитуды магнитного потока может приводить к глубокому насыщению магнитопровода трансформатора и, как следствие, к резкому росту тока холостого хода. При этом кривая тока холостого хода также становится несинусоидальной с различными амплитудами полуволн.

Отметим, что величина вынужденного потока намагничивания в значительной степени зависит от конструкции магнитопровода трансформатора:

- в трансформаторах с плоским трехстержневым магнитопроводом потоки вынужденного намагничивания замыкаются по пути с большим магнитным сопротивлением — через стержни, воздушные зазоры и стенки бака (рис. 4.28, а);
- в трансформаторах с бронестержневым магнитопроводом и в трехфазных трансформаторных группах потоки вынужденного намагничивания замыкаются по пути наименьшего сопротивления стержням и боковым ярмам, что приводит к их значительному увеличению (рис. 4.28, б).

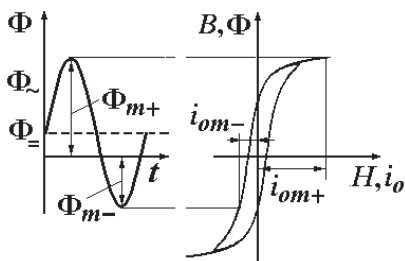


Рис. 4.27. Явление вынужденного намагничивания вентильного трансформатора

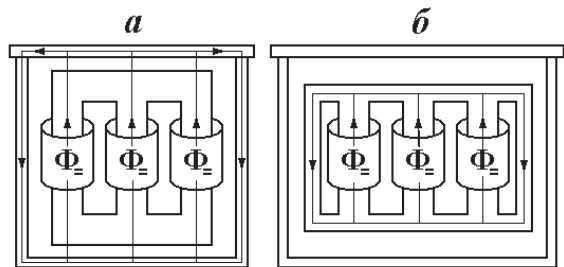


Рис. 4.29. Пути замыкания потоков вынужденного намагничивания

Определение магнитных потоков вынужденного намагничивания в стержнях магнитопровода, одинаковых по величине и направлению, позволяет рассматривать их как частный случай потоков нулевой последовательности трехфазной системы при частоте f , стремящейся к нулю. Иначе говоря, потоки вынужденного намагничивания представляют собой субгармоническую систему нулевой последовательности (с частотой значительно меньшей частоты трехфазной питающей сети).

Разложение в ряд Фурье кривой тока по рис. 4.26, е приведено выше (см. формулу (4.7)). Используя соотношение $I_m = I_D$ (см. рис. 4.5, а и рис. 4.26, е), получим

$$C_v = \frac{I_D}{\pi v} \sin(v60^\circ) \quad (v = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Обратим внимание, что при номерах гармоник кратных трем ($v = 3, 6, 9, \dots$) величина коэффициента C_v обращается в нуль. Таким об-

разом, в кривой первичного тока трансформатора по рис. 4.26, *a* будут присутствовать четные и нечетные гармоники не кратные трем.

Для определения типовой мощности вентильного трансформатора Y/Y_0-0 с лучевым выпрямителем свяжем значения действующих величин токов и напряжения обмоток трансформатора с величинами выпрямленных I_D, U_D .

Найдем величину выпрямленного напряжения (рис. 4.26, *в*). Поскольку в вентильных (вторичных) обмотках ток протекает только в течение одной трети периода 120° , величину U_D можно найти по следующей формуле:

$$\begin{aligned} U_D &= \frac{1}{T/3} \int_{-60^\circ}^{60^\circ} U_{2\Phi m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3U_{2\Phi m}}{2\pi} [\sin 60^\circ - \sin(-60^\circ)] = \\ &= \frac{3 \cdot \sqrt{3} U_{2\Phi m}}{2\pi} \approx 0.826 U_{2\Phi m} = 0.826 \cdot \sqrt{2} U_{2\Phi} = 1.17 U_{2\Phi}. \end{aligned}$$

Следовательно, действующие значения вторичных фазных напряжений $U_{2\Phi}$ будут связаны с величиной U_D по соотношению

$$U_{2\Phi} = \frac{U_D}{1.17} = 0.855 U_D. \quad (4.20)$$

Величина первичного напряжения составит $U_{1\Phi} = U_{2\Phi} (k_L = 1)$.

Для определения действующего значения тока обмоток I используем его исходную формулу [32]

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (4.21)$$

При ступенчатой форме токов вентильного трансформатора (см. рис. 4.26, *б-г*), операция интегрирования в выражении (4.21) сводится к простому суммированию. Так, действующее значение тока вентильной обмотки (см. рис. 4.26, *в*)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T} I_D^2 \frac{T}{3}} \approx 0.577 I_D, \quad (4.22)$$

а сетевой обмотки (см. рис. 4.26, *г*)

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{2}{3} I_D \right)^2 \frac{T}{3} + \left(\frac{1}{3} I_D \right)^2 \frac{2T}{3} \right]} \approx 0.471 I_D. \quad (4.23)$$

Соотношения (4.20), (4.22), (4.23) позволяют найти полные мощности обмоток трансформатора:

- вентильной (вторичной)

$$S_2 = 3U_{2\phi}I_2 = 3 \cdot 0.855U_D \cdot 0.577I_D = 1.48P_D; \quad (4.24)$$

- сетевой (первичной)

$$S_1 = 3U_{1\phi}I_1 = 3 \cdot 0.855U_D \cdot 0.471I_D = 1.21P_D. \quad (4.25)$$

Таким образом, типовая мощность вентильного трансформатора Y/Y_0 с лучевым выпрямителем будет

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1.21 + 1.48}{2} P_D \approx 1.34P_D. \quad (4.26)$$

Указанные выше недостатки выпрямительного агрегата со схемой соединения обмоток трансформатора Y/Y_0 и лучевым выпрямителем ограничивают его область применения только незначительными мощностями.

Выпрямительный агрегат с вентильным трансформатором со схемой соединения «треугольник»/«звезда с нейтральным проводом» (Δ/Y_0-11) (рис. 4.29). При различных схемах соединения сетевой Δ и вентильной Y обмоток, соотношение их числа витков $w_{1\Delta} = \sqrt{3}w_{2Y}$, т. е.

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} I_2 \quad (k_L = 1).$$

Из рис. 4.29, *г* видно, что характер вторичных фазных токов остается таким же, как и при соединении Y/Y_0 . Следовательно, в магнитопроводе трансформатора также будут возникать потоки вынужденного намагничивания. Однако соединение сетевой обмотки «треугольник» все же лучше «звезды» в отношении подавления в кривой первичного тока гармоник кратных трем (образующих систему нулевой последовательности), возникающих в вентильной обмотке.

Кроме того, при соединении сетевой обмотки треугольником наблюдается некоторое улучшение в кривой линейного тока: амплитуды положительной и отрицательной полуволн становятся одинаковыми (рис. 4.29, *е*).

Состав высших гармоник первичного тока. Разложение в ряд Фурье кривой такой формы приведено выше (см. формулу (4.8)). Ис-

пользуя соотношение $I_m = I_D / \sqrt{3}$ (см. рис. 4.5, б и рис. 4.29, е), получим

$$C_v = \frac{\sqrt{3}}{2\pi v} I_D \sin v60^\circ \quad (v = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

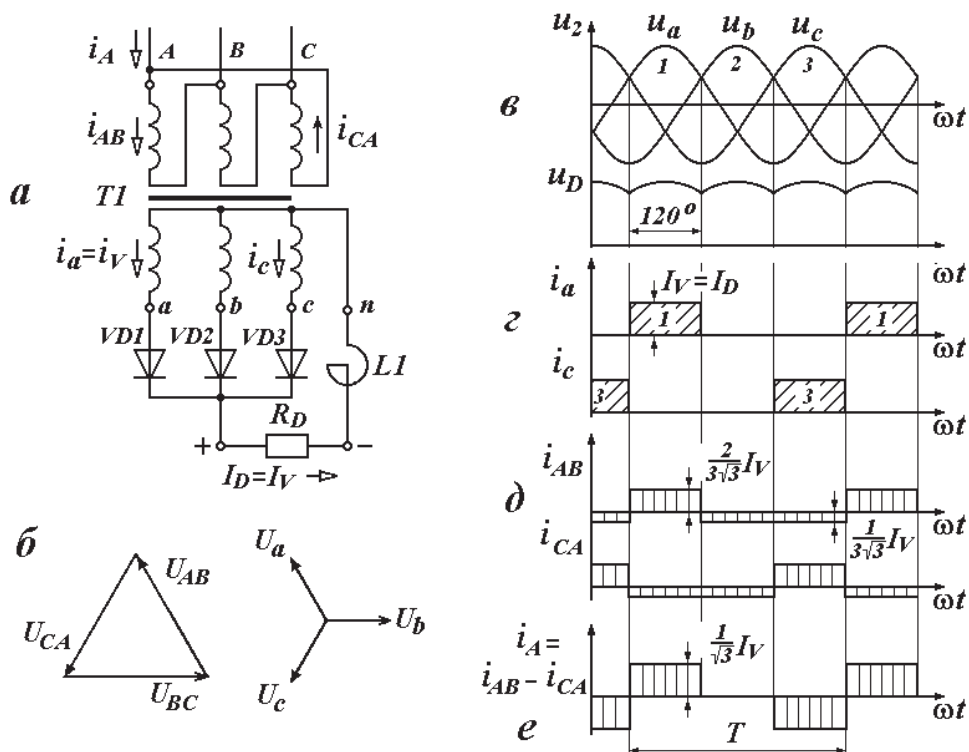


Рис. 4.29. Трехфазный трехпульсный выпрямительный агрегат Δ/Y_0-11 :

а — принципиальная схема; б — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; в-е — временные диаграммы напряжений и токов

Как и в предыдущем случае, в первичном токе будут отсутствовать гармоники кратные трем.

Выражение для полной мощности вентильной обмотки S_2 , соединенной в звезду с нулевым проводом, была получена выше (см. формулу (4.22)).

Найдем мощность сетевой обмотки S_1 со схемой соединения «треугольник», как утроенное произведение действующих значений фазных токов I_1 и напряжений $U_{1\phi}$ ($k_L = 1$)

$$S_1 = 3U_{1\Phi}I_{1\Phi} = 3\sqrt{3}U_{2\Phi}I_{1\Phi},$$

где величина $U_{2\Phi} = 0.855U_D$.

Для определения первичного тока трансформатора с различными схемами соединений сетевой и вентильной обмоток (Δ/Y) необходимо учитывать различие в них чисел витков ($w_{1\Delta} = \sqrt{3}w_{2Y}$). В этом случае уравнение мгновенных значений МДС трансформатора (4.1) примет следующий вид:

$$w_{1\Delta}i_1 = w_{2Y}i_2 = w_{1\Delta}i_1 = w_{1\Delta}\frac{i_2}{\sqrt{3}}.$$

Это уравнение дает следующее соотношение мгновенных значений фазных токов сетевой $i_{1\Delta}$ и вентильной i_{2Y} обмоток (с учетом трансформации только переменной составляющей):

$$i_{1\Delta} = \frac{i_{2Y}}{\sqrt{3}} = \frac{i_{2Y} - i_{2Y\ominus}}{\sqrt{3}}.$$

В таком случае величина фазного тока сетевой обмотки (см. рис. 4.26, e) будет

$$I_{1\Phi} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{2}{3\sqrt{3}} I_D \right)^2 \frac{T}{3} + \left(\frac{1}{3\sqrt{3}} I_D \right)^2 \frac{2T}{3} \right]} \approx 0.272I_D.$$

Мощность сетевой обмотки при соединении «треугольник»

$$S_1 = 3U_{1\Phi}I_1 = 3 \cdot \sqrt{3} \cdot 0.855U_D \cdot 0.272I_D = 1.21P_D. \quad (4.27)$$

Таким образом, типовые мощности трансформаторов Δ/Y_0 — формула (4.27) и Y/Y_0 — см. выражение (4.26) с лучевыми выпрямителями одинаковы.

Выпрямительный агрегат с вентильным трансформатором со схемой соединения «звезда»/«равноплечий зигзаг с нейтральным проводом» (Y/Z_0) (рис. 4.30). Особенностью соединения «равноплечий зигзаг» является размещение на каждом стержне магнитопровода двух плеч обмоток, принадлежащих разным фазам. Как было показано выше, особенностью этой схемы является полное подавление магнитных потоков нулевой последовательности, а следовательно, и магнитных потоков вынужденного намагничивания. Это свойство соединения «равноплечий зигзаг» обусловило его преимущественное применение в вен-

тильных трансформаторах, питающих лучевые выпрямители. В то же время основные недостатки агрегатов с лучевыми выпрямителями — относительно высокий коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения и значительная несинусоидальность первичного тока — сохраняются и при таком соединении вентильной обмотки.

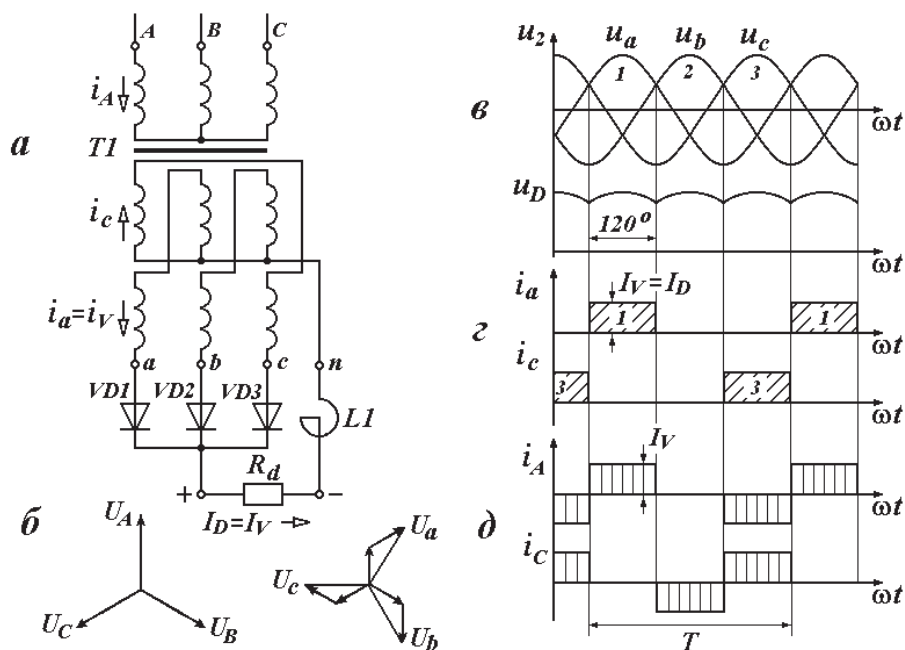


Рис. 4.30. Трехфазный трехпульсный выпрямительный агрегат Y/Z₀-1: а — принципиальная схема; б — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; в, г — временные диаграммы напряжений и токов

Мощность сетевой обмотки Y/Z₀-1, соединенной звездой, была определена выше — см. формулу (4.25)

$$S_1 = 3U_{1\phi}I_1 = 3 \cdot 0.855U_D \cdot 0.471I_D = 1.21P_D.$$

Мощность вентильной обмотки при соединении «зигзаг» определим из следующих соображений. При одинаковом фазном напряжении соединений Y и Z, их числа витков связаны соотношением $w_z = 2/3w_y$ — см. выражение (4.2), и, следовательно, мощность «зигзага» S_{2Z} может быть определена поправкой к мощности «звезды» S_{2Y} — см. уравнение (4.24)

$$S_{2Z} = \frac{w_Z}{w_Y} S_{2Y} = \frac{2}{\sqrt{3}} S_{2Y} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot 1.48 P_D = 1.71 P_D.$$

Таким образом, типовая мощность вентиляльного трансформатора Y/Z_0 с лучевым выпрямителем составит

$$S = \frac{1.21 + 1.71}{2} = 1.46 P_D.$$

4.2.2. Трехфазно-шестифазные (шестипульсные) выпрямительные агрегаты с лучевыми выпрямителями

Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат с трехобмоточным трансформатором $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$ и двумя лучевыми выпрямителями, включенными параллельно (рис. 4.31).

Отметим, что при одинаковых направлениях токов вентилей одной фазы, например $VD1$ и $VD4$ ($i_{v1}-i_{v4}$), токи соответствующих вентильных обмоток трансформатора $T1$ (i_a-i_z), имеют противоположные направления (рис. 4.31, б).

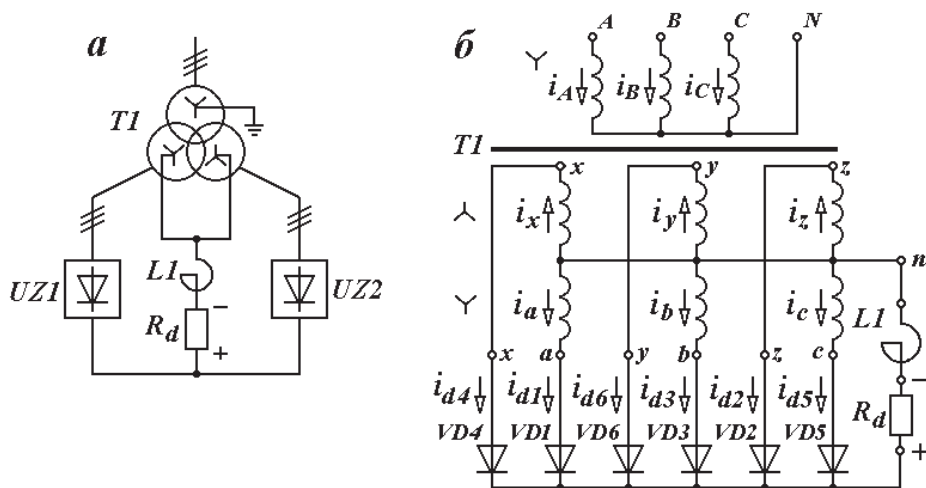


Рис. 4.31. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$ [7, 29, 31]:

a — структурная схема ($T1$ — трехобмоточный трансформатор со схемами соединения обмоток $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$; $UZ1, UZ2$ — трехфазные лучевые выпрямители; $L1$ — сглаживающий реактор; R_d — приемник постоянного тока); *б* — принятые условно-положительные направления токов

Поскольку оба выпрямителя $UZ1$ и $UZ2$ включены параллельно, работа одного влияет на работу другого.

Для выявления особенностей работы шестифазного шестипульсного выпрямительного агрегата $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$ обратимся к рис. 4.32, на котором приведены его принципиальная схема, векторные и временные диаграммы токов и напряжений.

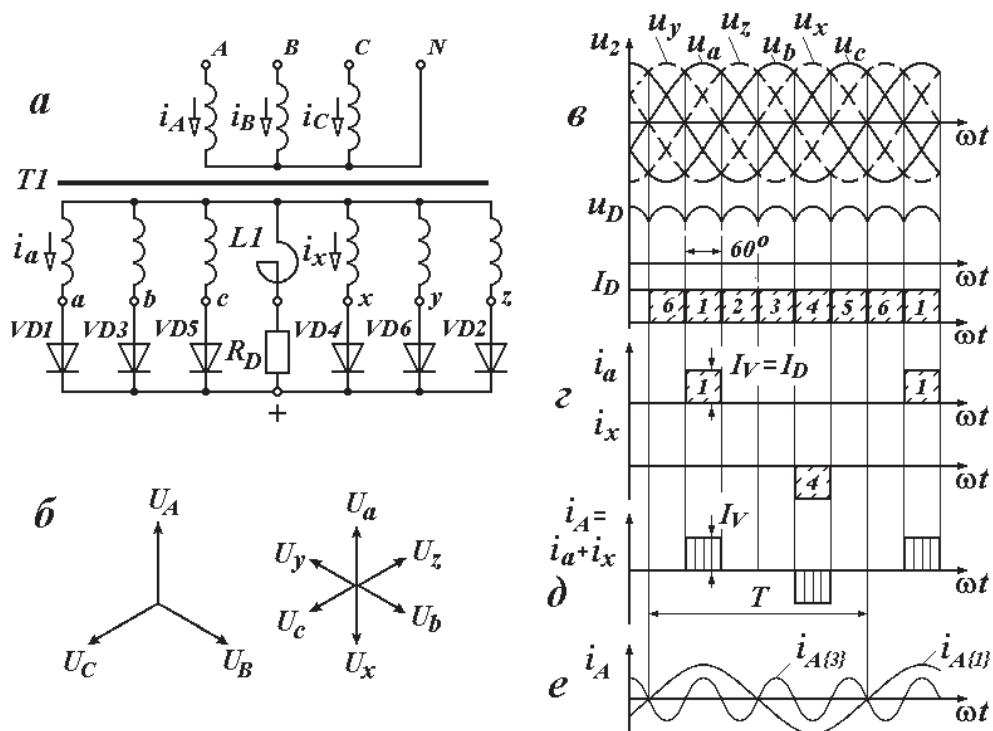


Рис. 4.32. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$: a — принципиальная схема; b — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильных обмоток; $в$ – e — временные диаграммы напряжений и токов

Как следует из рис. 4.32, a , катоды всех вентилей ($VD1–VD6$) имеют одинаковый — нулевой — электрический потенциал, а потенциалы анодов определяются напряжениями фаз вентильных обмоток ($u_a – u_z$). По этой причине каждый вентиль выпрямителя будет открыт только в том случае, если потенциал его анода станет выше потенциалов анодов всех остальных вентилей.

Так, на рис. 4.32, $в$ приведены временные диаграммы напряжений на анодах вентилей u_d , из которых следует, что время открытого состо-

нения каждого вентиля составляет одну шестую периода сети $\alpha = 60^\circ$, причем все вентили $VD1-V D6$ работают попеременно, т. е.

$$i_2 = i_V = i_D.$$

Токи каждой пар фаз вентильных обмоток ($a-x$, $b-y$, $c-z$) представляют собой однополярные прямоугольные импульсы, однако их направления будут противоположны (токи i_a и i_x на рис. 4.32, z). Поэтому фазные токи сетевой обмотки представляют собой симметричные разнополярные импульсы (см. рис. 4.32, d), что исключает возникновение постоянных магнитных потоков вынужденного намагничивания. Однако длина полуволн вторичных и первичной МДС в одну треть полупериода сети означает высокое содержание в них третьей гармоники (см. рис. 4.32, e)

$$w_1 i_1 = w_1 i_{1\{1\}} + w_1 i_{1\{3\}} + w_1 i_{1\{5\}} + \dots,$$

образующей систему нулевой последовательности.

Как видно из рис. 4.32, d , первичный ток трансформатора имеет форму симметричных прямоугольных разнополярных импульсов шириной 60° . Для определения коэффициентов высших гармоник используем выражение (4.4). В нашем случае ($\beta = 1/3$, $I_m = I_D$), т. е.

$$C_v = \frac{4I_D}{\pi v} \sin \frac{v60^\circ}{2} \quad (v = 1, 3, 5, \dots). \quad (4.28)$$

Следовательно, в первичном токе будут присутствовать все нечетные гармоники, включая третью

$$i_1(t) = \frac{4I_m}{\pi} \left[\cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t \dots \right].$$

Таким образом, высказанное выше предположение о наличии гармоник кратных трем подтверждается.

Найдем величину выпрямленного напряжения (см. рис. 4.32, e). Поскольку в вентильных (вторичных) обмотках ток протекает только в течение одной шестой периода 60° , величина U_D будет

$$\begin{aligned} U_D &= \frac{6}{2\pi} \int_{-30^\circ}^{30^\circ} U_{2\Phi m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6U_{2\Phi m}}{2\pi} [\sin 30^\circ - \sin(-30^\circ)] = \\ &= \frac{6U_{2\Phi m}}{2\pi} \approx 0.955U_{2\Phi m} = 0.955 \cdot \sqrt{2}U_{2\Phi} = 1.36U_{2\Phi}. \end{aligned}$$

Следовательно, действующие значения вторичных фазных напряжений $U_{2\Phi}$ будут связаны с величиной U_D соотношением

$$U_{2\Phi} = \frac{U_D}{1.36} = 0.737U_D. \quad (4.29)$$

Действующее значение тока одной вентильной обмотки (см. рис. 4.32, в)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T} I_D^2 \frac{T}{6}} \approx 0.408I_D. \quad (4.30)$$

Действующее значение тока сетевой обмотки (рис. 4.32, в)

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_D^2 \frac{T}{6} + I_D^2 \frac{T}{6} \right]} \approx 0.577I_D. \quad (4.31)$$

Соотношения (4.29)–(4.31) позволяют найти полную мощность обмоток трансформатора:

- вентильных

$$S_2 = 3U_{2\Phi} 2I_2 = 3 \cdot 0.737U_D \cdot 2 \cdot 0.408I_D = 1.81P_D;$$

- сетевой (первичной)

$$S_1 = 3U_{1\Phi} I_1 = 3 \cdot 0.737U_D \cdot 0.577I_D = 1.28P_D.$$

Таким образом, типовая мощность вентильного трансформатора Y/Y_0 с лучевым выпрямителем составит

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1.28 + 1.81}{2} P_D \approx 1.55P_D.$$

Выше рассмотрен вентильный агрегат с трансформатором с нетипичной схемой соединения сетевой обмотки Y_0 . Отметим, что это соединение выбрано из соображения корректности применяемого подхода — равенства МДС сетевой и вентильных обмоток, справедливого при одинаковых сопротивлениях токам нулевой последовательности (третьей гармоники). Для снижения вредного влияния этих гармоник целесообразно в качестве сетевой обмотки использовать соединение «треугольник», т. е. трансформаторы $\Delta/Y_0-11/Y_0-5$.

В целом, из-за времени открытия вентиля — одна шестая периода напряжения сети, большая типовая мощность трансформатора ($S_T/P_D = 1.55$) делает такой вентильный агрегат малоприменимым для практического применения.

4.2.3. Шестифазные шестипульсные выпрямительные агрегаты с трехобмоточным трансформатором $Y/Y_0-0/Y_0-6, \Delta/Y_0-11/Y_0-5$ и двумя параллельными лучевыми выпрямителями, включенными через уравнивающий реактор (выпрямительная схема Кюблера) [7, 29, 31]

Основной недостаток шестифазного сложного лучевого выпрямителя состоит во взаимном влиянии выпрямителей друг на друга, что снижает продолжительность включения каждого вентиля до 60° (см. рис. 4.32, *в*) по сравнению с одиночной лучевой схемой со 120° -м открытием (см. рис. 4.26, *в*). Для исправления этого недостатка необходимо разделить работу обоих выпрямителей $UZ1$ и $UZ2$ (см. рис. 4.31, *а*) так, чтобы величина анодного напряжения на одном выпрямителе не влияла на величину другого. Такое разделение может быть осуществлено путем введения в схему шестифазного выпрямителя дополнительного устройства — уравнивающего реактора $L2$ (также называемого разделительным, или катушкой Кюблера) — рис. 4.33, *а*.

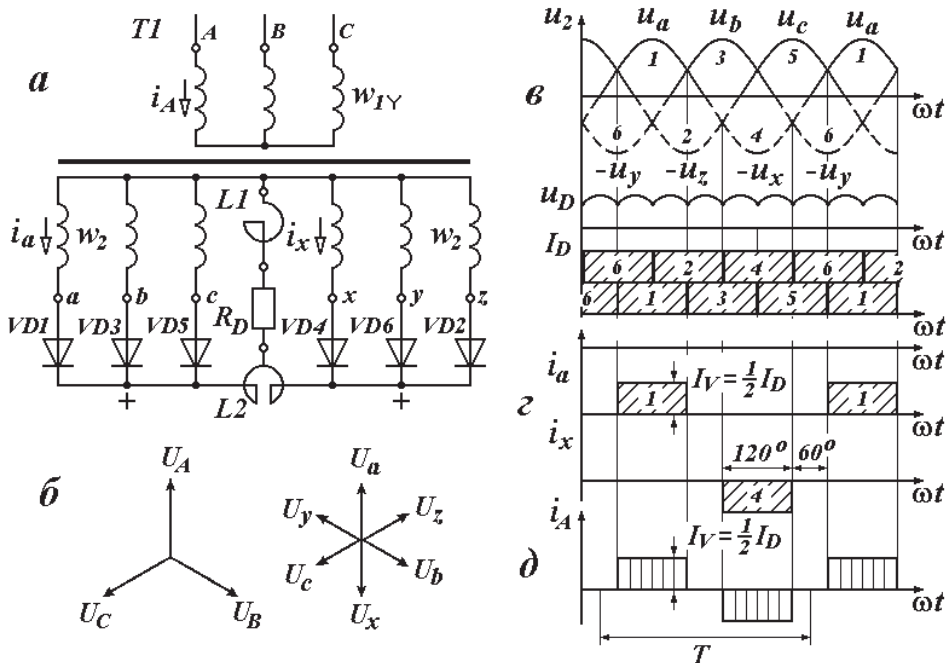


Рис. 4.33. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат $Y/Y_0-0/Y_0-6$ с уравнивающим реактором:

а — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы сетевой и вентильных обмоток; *в-д* — временные диаграммы напряжений и токов

Векторные диаграммы вторичных напряжений и временные диаграммы напряжений и токов такой схемы выпрямления приведены на рис. 4.33, б, в. Сравнение временных диаграмм напряжений и токов шестифазных лучевых выпрямителей без (см. рис. 4.32, в, г) и с уравнивающим реактором (рис. 4.33, в) показывает их качественное совпадение и количественное различие в ширине импульса вторичных токов с 60° до 120° . Соответственно и кривая первичного тока (i_A на рис. 4.33, в) будет представлять знакопеременные прямоугольные импульсы с шириной 120° .

Увеличение времени включенного состояния вентилях до одной трети периода сети означает, что в таком выпрямителе одновременно работают два вентиля разных лучевых выпрямителей, т. е.

$$i_2 = i_V = \frac{1}{2} i_D.$$

Увеличение ширины импульса также снижает величины гармоник кратных трем, т. е. гармоник, образующих систему нулевой последовательности, что снижает магнитные потоки вынужденного намагничивания в магнитопроводе вентиляльного трансформатора $T1$.

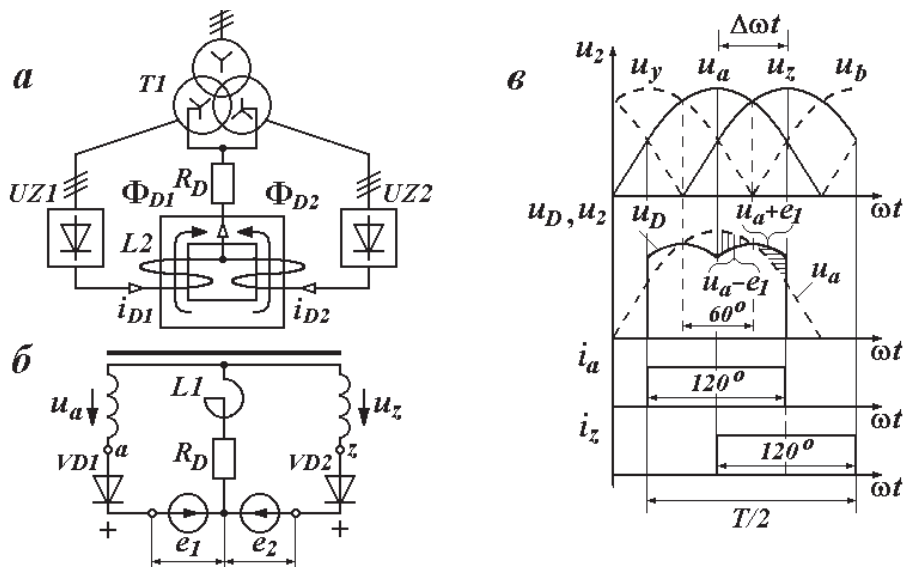


Рис. 4.34. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат $Y/Y_0-0/Y_0-6$ с уравнивающим реактором:

- а — функциональная схема; б — принципиальная схема;
в — временные диаграммы напряжений и токов

Для понимания работы шестифазного вентильного агрегата с уравнительным реактором обратимся к его функциональной схеме по рис. 4.34, *а*. На этой схеме более подробно показано устройство уравнительного реактора $L2$ — реактора с обмоткой, разделенной на два одинаковых плеча с одинаковыми числами витков и включенными встречно.

Рассмотрим временной промежуток, когда открыты вентили $VD1$ и $VD2$. В этом случае электрическая схема выпрямителей $UZ1$ и $UZ2$ (см. рис. 4.34, *а*) будет представлена только тремя ветвями (см. рис. 4.34, *б*). При протекании токов вентиляей i_a и i_z в плечах уравнительного реактора будут индуцироваться встречно направленные и знакопеременные ЭДС e_1 и e_2 .

Таким образом, анодные напряжения на вентилях будут определяться алгебраической суммой напряжения вентильной обмотки и ЭДС плеча уравнительного реактора. Так, для выбранного временного интервала $\Delta\omega t$ (см. рис. 4.34, *в*) анодное напряжение на вентиле $VD1$ будет

$$u_D = u_a(\pm e_1).$$

Как видно из рис. 4.34, *в*, при возрастании напряжения вентильной обмотки u_a , ЭДС e_1 (заштрихованная область) направлена ему встречно, снижая анодное напряжение u_D , а при уменьшении u_a , ЭДС e_1 становится согласно включенной, повышая u_D . Соответственно время открытия вентиля увеличивается и может достигать трети периода тока сети 120° , как и в простом трехфазном выпрямителе.

Отметим следующие особенности выпрямительного агрегата.

Во-первых, различие величин напряжений сетевых обмоток (u_a и u_z) — Δu (рис. 4.35, *а*) двух одновременно работающих вентиляей — приводит к появлению уравнительного тока $i_{ур}$. Временные диаграммы ЭДС e_1 , e_2 и $i_{ур}$ показаны на рис. 4.35, *б*. Период уравнительного тока составляет 120° — такой ток представляет собой третью гармоническую составляющую.

Во-вторых, снижение величин токов вентиляей ниже величины критического тока $i_{дКР} = i_{ур} \approx 0.5...1.0\% i_{дНОМ}$ приводит к нарушению разделительных функций уравнительного реактора. В этом случае выпрямитель превращается в обычный шестифазный с углом открытия

вентилей 60° . Ввиду этого обстоятельства, внешняя характеристика выпрямителя будет представлять собой ломаную линию (рис. 4.35, в).

Методика расчета уравнивающих реакторов приведена в источнике [37].

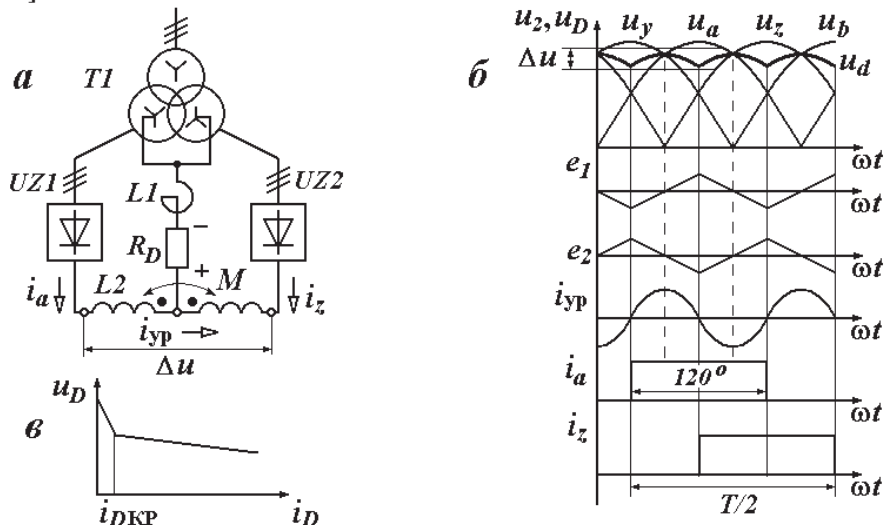


Рис. 4.35. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат $Y/Y_0-0/Y_0-6$ с уравнивающим реактором:

a — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы напряжений и токов [28, 29];
в — внешняя характеристика выпрямителя

Как видно из рис. 4.32, *д*, первичный ток трансформатора имеет форму симметричных прямоугольных импульсов шириной 120° . Разложение в ряд Фурье кривой такой формы приведено в формуле (4.3). В нашем случае ($I_m = I_D$), т. е.

$$C_v = \frac{4I_D}{\pi v} \sin(v60^\circ) \quad (v = 1, 3, 5, \dots) \quad (4.32)$$

Обратим внимание, что для гармоник кратных трем ($v = 3, 6, 9, \dots$), величины коэффициентов в формуле (4.32) обращаются в нуль. Таким образом, в первичном токе будут присутствовать все нечетные гармоники, исключая кратные трем.

Соотношение между действующим напряжением вентильных обмоток $U_{2\Phi}$ и выпрямленным U_D найдено в формуле (14.3)

$$U_{2\Phi} = 0.855U_D. \quad (4.33)$$

Величина первичного напряжения $U_{1\Phi} = U_{2\Phi}$ при $k_{Л} = 1$.

Действующее значение тока вентиляльных обмоток (см. рис. 4.33, в)

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_D \right)^2 \frac{T}{3}} \approx 0.289 I_D. \quad (4.34)$$

Действующее значение тока сетевой обмотки (см. рис. 4.33, д)

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{1}{2} I_D \right)^2 \frac{T}{3} + \left(\frac{1}{2} I_D \right)^2 \frac{T}{3} \right]} \approx 0.408 I_D. \quad (4.35)$$

Соотношения (4.33)–(4.35) позволяют найти полные мощности обмоток трансформатора:

- вентиляльной

$$S_2 = 3U_{2\Phi} 2I_2 = 3 \cdot 0.855 U_D \cdot 2 \cdot 0.289 I_D = 1.49 P_D;$$

- сетевой

$$S_1 = 3U_{1\Phi} I_1 = 3 \cdot 0.855 U_D \cdot 0.408 I_D = 1.05 P_D. \quad (4.36)$$

Таким образом, типовая мощность вентиляльного трансформатора $Y/Y_0-0/Y_0-6$ с лучевыми выпрямителями составляет

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1.05 + 1.48}{2} P_D \approx 1.27 P_D.$$

Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат с трехобмоточным трансформатором $\Delta/Y_0-11/Y_0-5$ и двумя лучевыми выпрямителями, включенными параллельно через уравнивательный реактор (рис. 4.36). Как следует из рис. 4.36, в, форма полупериода первичного (линейного) тока вентиляльного трансформатора представляет собой двухступенчатую фигуру длиной 180° , форма которой существенно отличается от кривой тока выпрямителя с трансформатором со схемой соединения обмоток $Y/Y_0-0/Y_0-6$.

Разложение в ряд Фурье кривой тока по рис. 4.36, в приведено в формуле (4.6). Используя соотношение $I_m = I_D / \sqrt{3}$ (см. рис. 4.4, б и рис. 4.36, г) получим

$$C_v = \frac{4I_D}{\sqrt{3}\pi v} \left[\sin(v30^\circ) + \sin(v90^\circ) \right] \quad (v = 1, 3, 5, \dots). \quad (4.37)$$

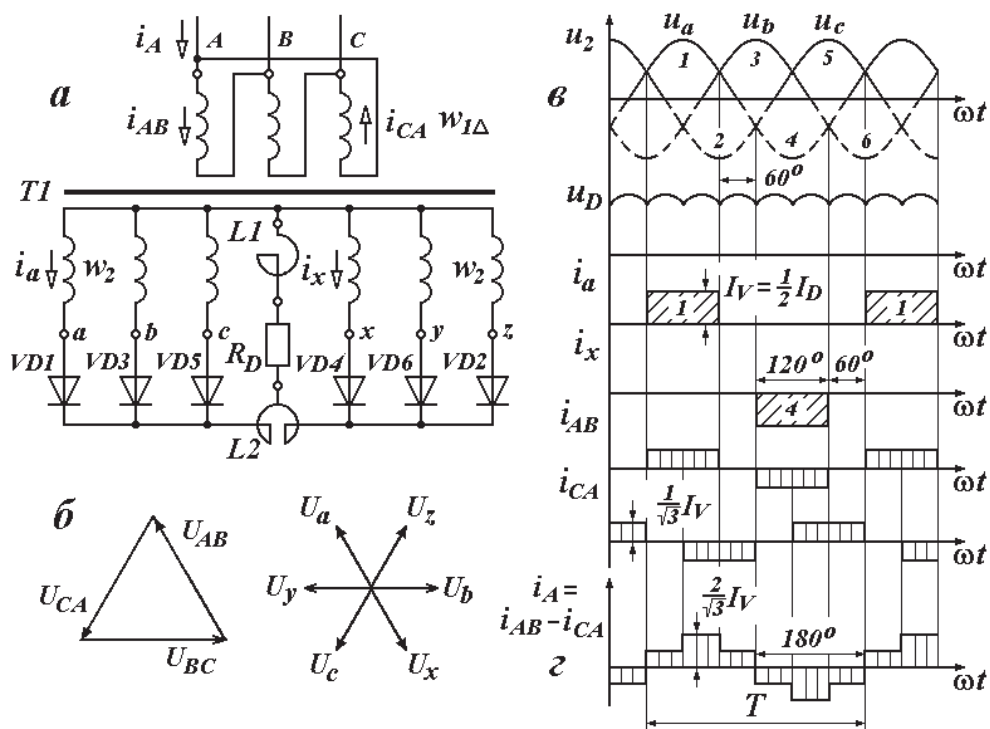


Рис. 4.36. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат $\Delta/Y_0-11/Y_0-5$ с уравнивающим реактором:

a — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильных обмоток; *в, г* — временные диаграммы напряжений и токов

Как и в предыдущем случае, в первичном токе будут отсутствовать гармоники кратные трем.

Выражение для полной мощности вентильной обмотки S_2 , соединенной в звезду с нулевым проводом, была получена выше — см. формулу (4.35).

Найдем мощность сетевой обмотки S_1 со схемой соединения «треугольник» как утроенное произведение действующих значений фазных токов I_1 и напряжений $U_{1\phi}$ ($k_L = 1$)

$$S_1 = 3U_{1\phi}I_{1\phi} = 3 \cdot \sqrt{3}U_{2\phi}I_{1\phi},$$

где величина $U_{2\phi} = 0.855U_D$.

Для определения первичного тока трансформатора с различными схемами соединений сетевой и вентильной обмоток (Δ/Y) необходи-

мо учитывать различие в них чисел витков ($w_{1\Delta} = \sqrt{3}w_{2Y}$). В этом случае уравнение мгновенных значений МДС трансформатора (4.1) примет следующий вид:

$$w_{1\Delta}i_1 = w_{2Y}i_2 = w_{1\Delta}i_1 = w_{1\Delta} \frac{i_2}{\sqrt{3}}.$$

Это уравнение дает следующее соотношение мгновенных значений фазных токов сетевой $i_{1\Delta}$ и вентильной i_{2Y} обмоток (с учетом трансформации только переменной составляющей)

$$i_{1\Delta} = \frac{i_{2Y}}{\sqrt{3}}.$$

В таком случае величина фазного тока сетевой обмотки (см. рис. 4.36, з) составит

$$I_{1\Phi} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} I_D \right)^2 \frac{T}{3} + \left(\frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} I_D \right)^2 \frac{T}{3} \right]} \approx 0.236 I_D.$$

Мощность сетевой обмотки при соединении «треугольник»

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \cdot \sqrt{3} \cdot 0.855 U_D \cdot 0.236 I_D = 1.05 P_D. \quad (4.38)$$

Таким образом, типовые мощности трансформаторов $\Delta/Y_0-11/Y_0-5$ и $Y/Y_0-0/Y_0-6$ одинаковы.

4.2.4. Трехфазно-двенадцатифазный (двенадцатипульсный) выпрямительный агрегат с лучевыми выпрямителями

Сравнение временных диаграмм первичных токов шестипульсных выпрямительных агрегатов с различными схемами первичных обмоток Y и Δ (см. рис. 4.33, з, 4.36, з) показывает существенное влияние вида схемы соединения на форму кривой тока сетевой обмотки. В первом случае (см. рис. 4.33, в) ток представляет собой одноступенчатые прямоугольные импульсы с бестоковой паузой, во втором — двухступенчатые (рис. 4.36, в) без токовой паузы. Очевидно, параллельное соединение двух выпрямительных агрегатов с различными схемами соединения первичных обмоток вентильных трансформаторов (Y и Δ) будет приводить к сложению их первичных токов

$$i_{\Delta} = i_{\Delta Y} + i_{\Delta \Delta}, \quad (4.39)$$

что, в силу различия их форм, будет усложнять и форму результирующего тока i_{Δ} , приближая ее к гармонической.

Параллельное соединение четырех лучевых выпрямителей ($UZ1-UZ4$) (рис. 4.37, а) обуславливает сложение их токов I_V в цепи постоянного тока I_D , т. е.

$$I_V = \frac{1}{4} I_D.$$

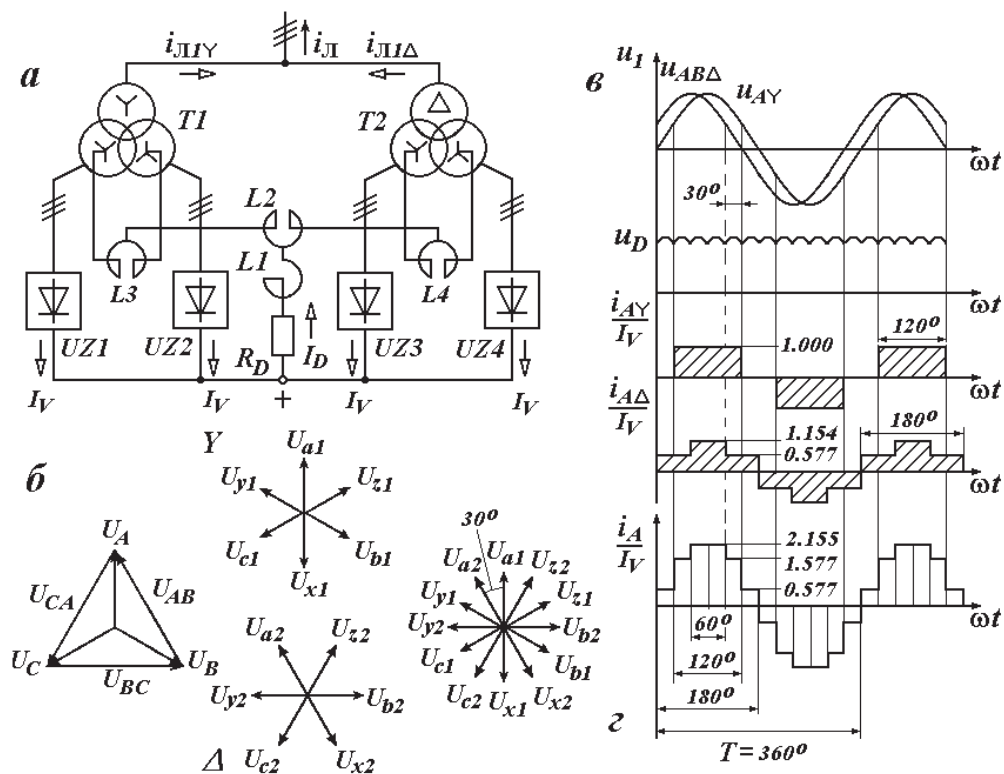


Рис. 4.37. Двенадцатифазный двенадцатипульсный выпрямительный агрегат с четырьмя лучевыми выпрямителями:

а — структурная схема ($T1$ и $T2$ — трехобмоточные трансформаторы; $UZ1-UZ4$ однотипные лучевые выпрямители; $L1$ — сглаживающий реактор, $L2-L4$ — уравнивательные реакторы [7]); б — векторные диаграммы напряжений сетевых и вентильных обмоток; в, г — временные диаграммы

Временные диаграммы напряжений u_{AY} , $u_{AB\Delta}$, первичных токов i_{AY} , $i_{A\Delta}$, i_A выпрямительного агрегата, а также выпрямленного напряжения u_D приведены на рис. 4.37, в.

Как видно из рис. 4.37, в, временная диаграмма выпрямленного напряжения u_D имеет двенадцатикратные пульсации в пределах периода питающей сети. По этой причине данный выпрямительный агрегат представляет собой двенадцатипульсный выпрямитель.

Для построения временных диаграмм токов примем, что размеры магнитопроводов и мощности обоих трансформаторов $T1$ и $T2$ агрегата одинаковы.

Определим соотношения чисел витков и сечений проводников первичных обмоток трансформаторов $T1$ — Y и $T2$ — Δ . Мощности этих трансформаторов определим через действующие значения токов и напряжений

$$S_{T1} = 3U_{1\Phi Y} I_{1\Phi Y} = S_{T2} = 3U_{1\Phi \Delta} I_{1\Phi \Delta}. \quad (4.40)$$

Поскольку фазные напряжения первичных обмоток трансформаторов связаны соотношением $\sqrt{3}U_{1\Phi Y} = U_{1\Phi \Delta}$ (т. е. $\sqrt{3}w_{1Y} = w_{1\Delta}$), для выполнения условия (4.40), фазные токи должны соотноситься между собой следующим образом: $I_{1\Phi Y} = \sqrt{3}I_{1\Phi \Delta}$. Очевидно, при различных величинах этих токов, их МДС будут равны

$$w_{1Y} I_{1\Phi Y} = w_{1\Delta} I_{1\Phi \Delta}.$$

Поэтому уравнения МДС трансформаторов $T1$ и $T2$ для мгновенных значений равнозначны

$$\begin{cases} w_{1Y} i_{1\Phi Y} = w_{21} i_{2\Phi Y} + w_{22} i_{2\Phi Y}, \\ w_{1\Delta} i_{1\Phi \Delta} = w_{21} i_{2\Phi Y} + w_{22} i_{2\Phi Y}, \end{cases}$$

а величины линейных первичных токов обоих трансформаторов одинаковы (при различии форм их мгновенных значений).

В приближении бесконечно большой индуктивности сглаживающего реактора ($L_2 = \infty$) вторичные токи будут представлять собой ступенчатые функции: одноступенчатая для $T1$ и двух — для $T2$.

Первичный ток трансформаторного агрегата по рис. 4.37, а представляет собой сумму токов трансформаторов $T1$ и $T2$ — см. форму-

ду (4.39). Поэтому амплитуды высших гармоник агрегата $C_{v\Sigma} = I_v$ допустимо определять как среднее значение этих величин отдельных трансформаторов

$$C_{v\Sigma} = \frac{C_{vY} + C_{v\Delta}}{2}, \quad (4.41)$$

где C_{vY} — коэффициенты гармоник трансформатора $T1 - Y/Y_0-0/Y_0-6$ — см. формулу (14.24); $C_{v\Delta}$ — коэффициенты гармоник трансформатора $T2 - \Delta/Y_0-11/Y_0$ — см. формулу (4.37).

Величины ненулевых коэффициентов C_v по выражениям (4.32), (4.37), (4.41) приведены ниже, в таблице. Для наглядности результаты расчетов приведены в виде относительных значений амплитуд токов $I_{\{v\}}/I_D$ и $I_{\{v\}}/I_{\{1\}}$ с учетом фазы соответствующей гармоники. Как следует из табл. 4.1, величины амплитуд гармоник вентильных токов трансформаторов не зависят от схемы соединения сетевых обмоток (Y или Δ), однако в некоторых случаях ($v = 5, 7, 17, 19$ и др.) имеют противоположные знаки. Поэтому в трансформаторном агрегате $Y/Y_0-0/Y_0-6/\Delta/Y_0-11/Y_0-5$ гармоники таких порядков взаимно уничтожаются, причем уничтожаются наибольшие по величине, а именно: $v = 5$ (20%), $v = 7$ (14%).

Относительные значения амплитуд высших гармоник тока вентильных обмоток с учетом фазы гармоники (трансформаторов $Y/Y_0-0/Y_0-6$, $\Delta/Y_0-11/Y_0$ и трансформаторного агрегата, составленного из них — $Y/Y_0-0/Y_0-6/\Delta/Y_0-11/Y_0-5$)

Номер гармоники	$Y/Y_0-0/Y_0-6$		$\Delta/Y_0-11/Y_0$		$Y/Y_0-0/Y_0-6 \Delta/Y_0-11/Y_0$
	$I_{\{v\}}/I_D$, д. е.	$I_{\{v\}}/I_{\{1\}}$, %	$I_{\{v\}}/I_D$, д. е.	$I_{\{v\}}/I_{\{1\}}$, %	$I_{\{v\}}/I_{\{1\}}$, %
1	1.104	100	1.104	100	100
5	-0.221	-20	0.221	20	0
7	0.158	14	-0.158	-14	0
11	-0.100	-9.1	-0.100	-9.1	-9.1
13	0.084	7.6	0.084	7.6	7.6

Отметим еще одно положительное свойство агрегатирования (объединения) вентильных трансформаторов — снижение полной потребляемой мощности по сравнению с суммарной мощностью отдельных трансформаторов.

Так, действующее значение величины суммарного фазного тока сетевых обмоток агрегата (см. рис. 4.37, *з*)

$$I_1 = I_{1Y} + I_{1\Delta} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\left(0.533 \frac{I_D}{4} \right)^2 \frac{T}{6} + \left(1.577 \frac{I_D}{4} \right)^2 \frac{T}{6} + \left(2.155 \frac{I_D}{4} \right)^2 \frac{T}{6} \right]} \approx 0.393 I_D.$$

В таком случае суммарная мощность S_1 двух сетевых обмоток S_{1Y} и $S_{1\Delta}$ агрегата

$$S_1 = 3U_{1\phi} I_1 = 3 \cdot 0.855 U_D \cdot 0.393 I_D \approx 1.01 P_D, \quad (14.44)$$

что несколько меньше ($1.05 P_D$) мощности отдельно используемых трансформаторов $T1 - Y/Y_0-0/Y_0-6$ — см. выражение (4.36) или $T2 - \Delta/Y_0-11/Y_0-5$ — см. формулу (4.38). Такой несколько неожиданный результат объясняется взаимным уничтожением (компенсацией) ряда высших гармоник $\nu = 5, 7$ и др. (см. табл. 4.1) и снижением мощности искажений.

4.3. Выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями

4.3.1. Трехфазно-трехфазные (шестипульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями

Выпрямительный агрегат с вентильным трансформатором со схемой соединения «звезда»/«звезда» ($Y/Y-0$) (рис. 4.38). Как видно из рис. 4.38, *в*, в простом трехфазном мостовом выпрямителе в каждый момент времени одновременно открыты два вентиля различных фаз, например, $VD1$ и $VD6$ (фазы a и b), $VD1$ и $VD2$ (фазы a и c). При этом один из открытых вентилях принадлежит анодной группе, другой — катодной, причем оба вентиля включены последовательно. Так, на рис. 4.38, *а* пунктирной линией показан контур замыкания тока при одновременной работе вентилях $VD1$ и $VD6$.

Таким образом, уравнение МДС обмоток вентильного трансформатора $T1$

$$w_1 i_A = w_2 i_a, \quad (15.1)$$

или при принятых допущениях ($w_1 = w_2$) будет

$$i_A = i_a.$$

Как видно из рис. 4.38, i_a , первичный ток трансформатора имеет форму симметричных прямоугольных импульсов шириной 120° . Разложение в ряд Фурье кривой такой формы приведено выше — см. формулу (4.3). В нашем случае ($I_m = I_D$)

$$C_v = \frac{4I_D}{\pi v} \sin(v60^\circ) \quad (v = 1, 3, 5, \dots).$$

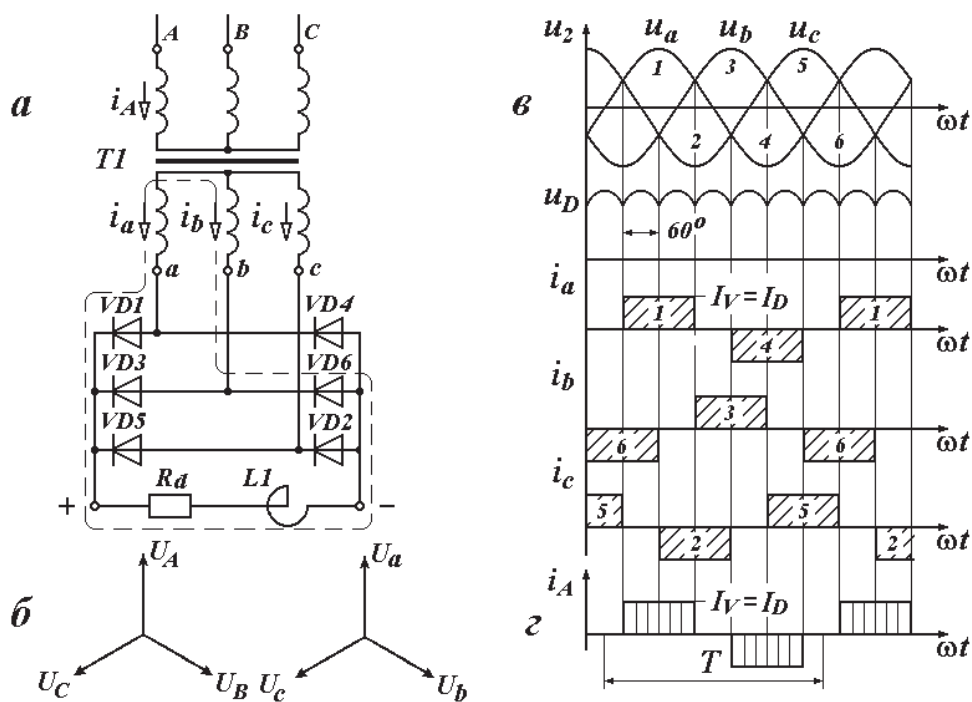


Рис. 4.38. Трехфазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовым выпрямителем и трансформатором Y/Y-0:

a — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; *в*, *г* — временные диаграммы напряжений и токов

Найдем величину выпрямленного напряжения (рис. 4.38, *в*). При мостовом выпрямителе ток в вентильной обмотке возникает в оба полупериода сети (положительного и отрицательного). При этом ширина импульсов составляет 120° и величина U_D может быть определена по следующей формуле:

$$U_D = \frac{2}{T/3} \int_{-60^\circ}^{60^\circ} U_{2\Phi m} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6U_{2\Phi m}}{2\pi} [\sin 60^\circ - \sin(-60^\circ)] = \\ = \frac{6 \cdot \sqrt{3}U_{2\Phi m}}{2\pi} \approx 1.652U_{2\Phi m} = 1.652 \cdot \sqrt{2}U_{2\Phi} = 2.34U_{2\Phi}.$$

Следовательно, действующие значения вторичных фазных напряжений $U_{2\Phi}$ будут связаны с величиной U_D соотношением

$$U_{2\Phi} = \frac{U_D}{2.34} = 0.427U_D.$$

Величина первичного напряжения $U_{1\Phi} = U_{2\Phi}$ при $k_{Л} = 1$.

Действующее значение токов вентиляльной и сетевой обмоток (см. рис. 4.38, в, г)

$$I_2 = I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_D^2 \frac{T}{3} + I_D^2 \frac{T}{3} \right]} \approx 0.817I_D.$$

Очевидно, что равенства действующих величин токов и напряжений сетевой и вентиляльной обмоток предполагают и равенство их полных мощностей

$$S_1 = S_2 = 3U_{1\Phi}I_1 = 3 \cdot 0.427U_D \cdot 0.817I_D = 1.05P_D.$$

Таким образом, типовая мощность вентиляльного трансформатора Y/Y-0 с мостовым выпрямителем составляет

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} \approx \frac{1.05 + 1.05}{2} P_D \approx 1.05P_D.$$

Выпрямительный агрегат с вентиляльным трансформатором со схемой соединения «звезда»/«треугольник» (Y/Δ) (рис. 4.39). Отметим следующие особенности простого трехфазного мостового выпрямителя с вентиляльным трансформатором Y/Δ (рис. 4.39, в):

- период повторения пульсаций выпрямленного тока составляет 60° (как и при схеме соединения обмоток Y/Y);
- первичный ток такого выпрямителя имеет форму двуступенчатых прямоугольных импульсов шириной 180° .

Разложение в ряд Фурье кривой такой формы приведено выше — см. выражение (4.6). Используя соотношение $I_m = I_D / \sqrt{3}$ (см. рис. 4.4, б и рис. 4.39, г) получим

$$C_v = \frac{4I_D}{\sqrt{3}\pi v} [\sin(v30^\circ) + \sin(v90^\circ)] \quad (v = 1, 3, 5, \dots)$$

Как было показано выше, замена «звезды» на «треугольник» не изменяет величины типовой мощности.

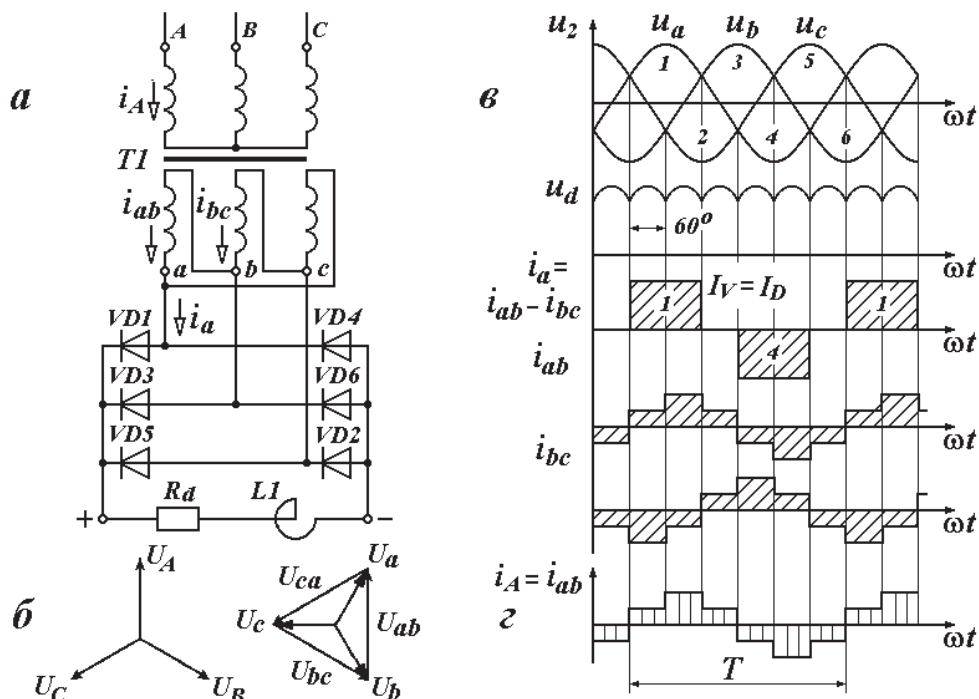


Рис. 4.39. Трехфазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовым выпрямителем и трансформатором Y/Δ -1:

а — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; *в*, *г* — временные диаграммы напряжений и токов

Выпрямительные агрегаты с вентильными обмотками трансформаторов, соединенных в «равноплечий зигзаг» (Y/Z , Δ/Z) (рис. 4.40, 4.41). Основные технические показатели этих агрегатов не приводятся, поскольку, могут быть получены на основании предыдущих примеров.

Выпрямительный агрегат с вентильным трансформатором со схемой соединения «звезда»/«неравноплечий зигзаг» (Y/Z). Такие обмотки не применяются в простых трехфазных выпрямительных агрегатах, но используются как составная часть сложных, например двенадцатифазных.

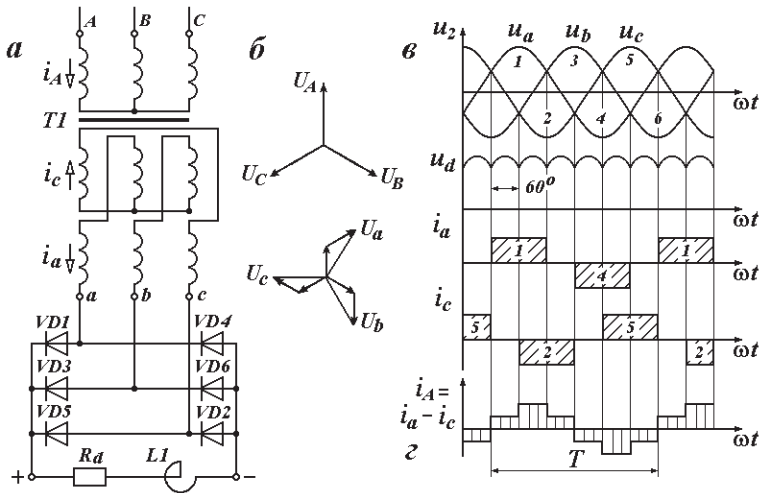


Рис. 4.40. Трехфазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовым выпрямителем и трансформатором Y/Z-1:

a — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; *в, г* — временные диаграммы напряжений и токов

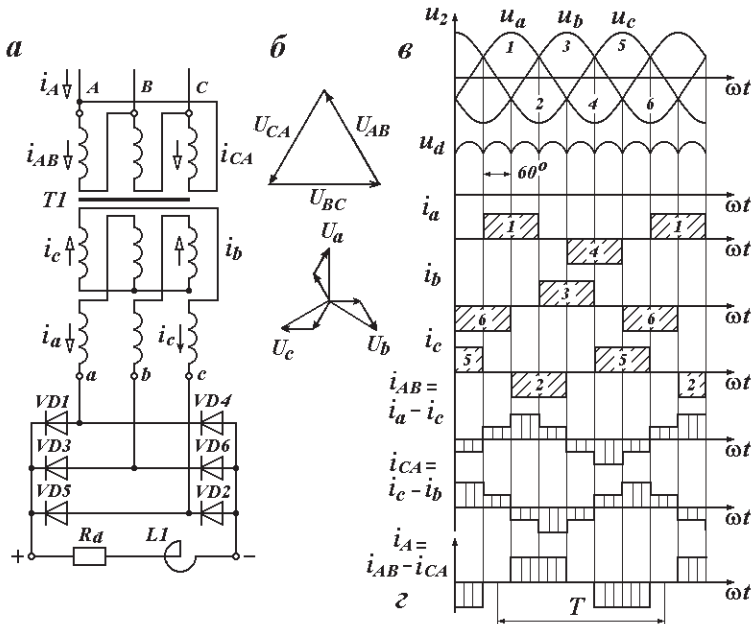


Рис. 4.41. Трехфазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовым выпрямителем и трансформатором Δ/Z-0:

a — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; *в, г* — временные диаграммы напряжений и токов

Как видно из схемы соединений обмоток трансформатора (рис. 4.42, *а*), уравнение МДС имеет следующий вид:

$$w_1 i_A = w_{21} i_a - w_{22} i_c.$$

Рассмотрим один, но важный случай обмотки, позволяющий получать дробную группу соединения 11.5 ($\alpha = 15^\circ$).

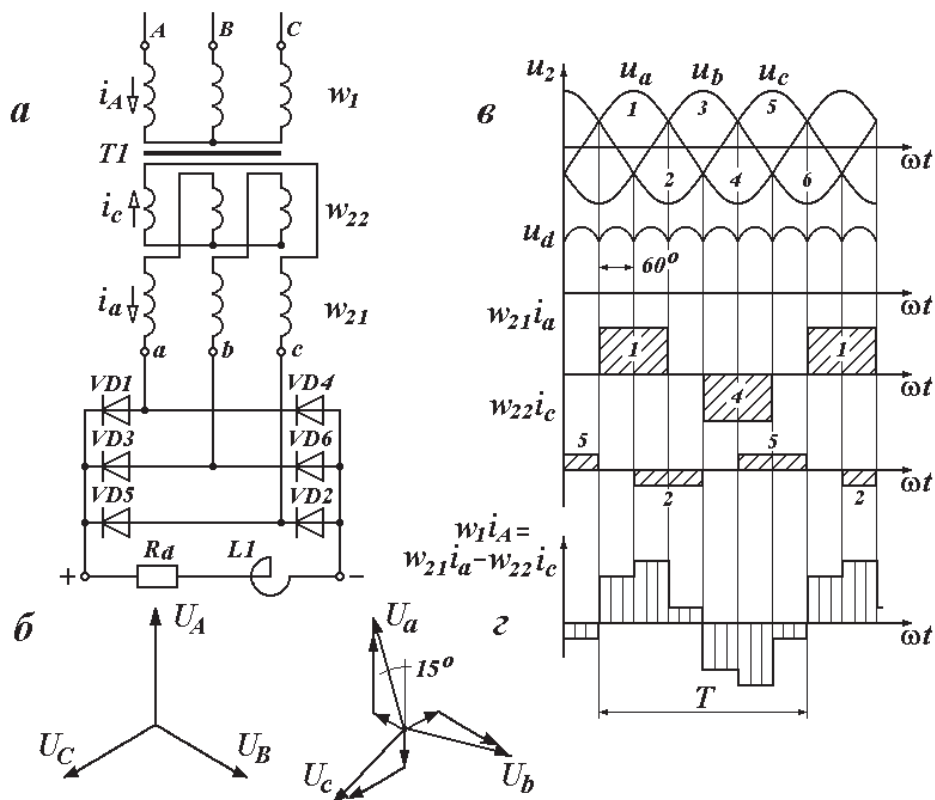


Рис. 4.42. Трехфазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовым выпрямителем и трансформатором Y/Z-11.5:

а — принципиальная схема; *б* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; *в*, *г* — временные диаграммы напряжений и токов

Соотношение чисел витков плеч обмотки определено в выражении (4.10) и для нашего случая будет

$$\frac{w_{22}}{w_{21}} = \frac{2}{\sqrt{3} \operatorname{tg} \alpha - 1} \approx 0.366.$$

Как видно из временных диаграмм (см. рис. 4.42, в), токи первичной обмотки трансформатора имеют вид несимметричных трехступенчатых импульсов. Одинаковая форма положительного и отрицательного импульсов тока свидетельствует о наличии только нечетных гармоник.

Выпрямительный агрегат с вентильным трансформатором со схемой соединения «звезда»/«треугольник с продолженными сторонами» (Y/Δ). Такие обмотки не применяются в простых трехфазных трансформаторах, но применяются как составная часть сложных с $m_2 > 3$.

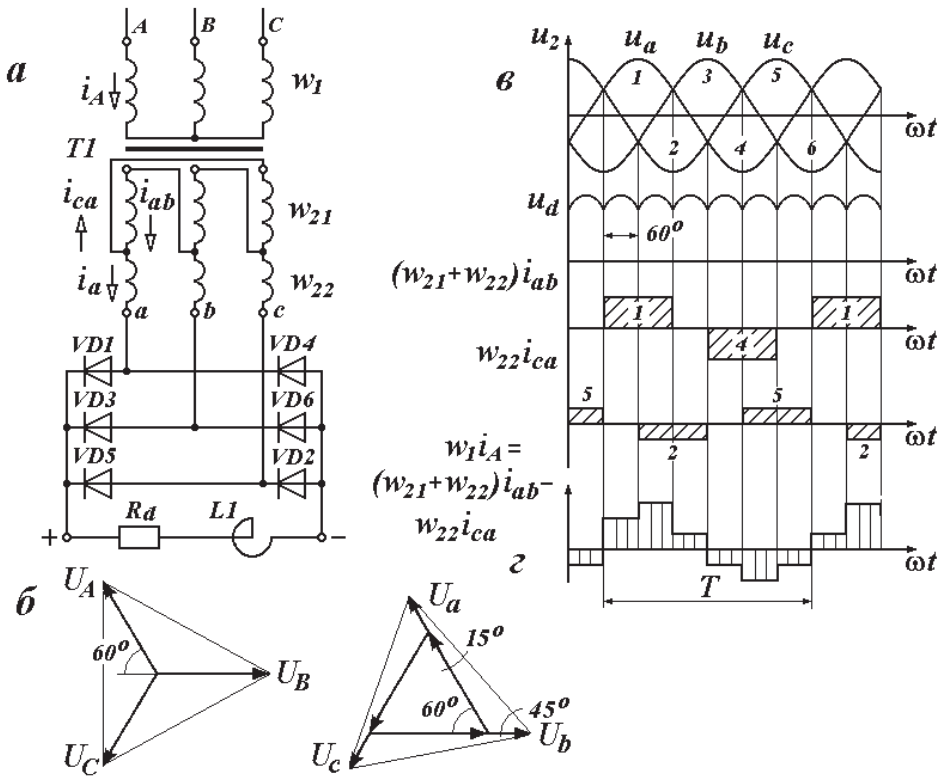


Рис. 4.43. Трехфазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовым выпрямителем и трансформатором Y/Δ-0.5:

a — принципиальная схема; б — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильной обмоток; в, з — временные диаграммы напряжений и токов

Как видно из схемы соединений обмоток трансформатора (рис. 4.43, в), уравнение МДС имеет следующий вид:

$$w_1 i_A = w_{21} i_{ab} + w_{22} i_a. \quad (4.42)$$

Поскольку $i_a = i_{ab} - i_{ca}$, уравнение МДС (4.42) обращается в

$$w_1 i_A = +(w_{21} + w_{22})i_{ab} - w_{22}i_{ca}.$$

Рассмотрим случай с углом $\alpha = 15^\circ$, для которого соотношение чисел витков (4.6) составит

$$\frac{w_{22}}{w_{21}} = \frac{2}{\sqrt{3}c \operatorname{tg} \alpha - 3} = \frac{2}{\sqrt{3}c \operatorname{tg} 15^\circ - 3} \approx 0.581.$$

4.3.2. Трехфазно-шестифазные (двенадцатипульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями

Выпрямительный агрегат с трехобмоточным вентильным трансформатором (Y/Y-0/Δ-11). Сравнение временных диаграмм первичных токов шестипульсных выпрямительных агрегатов с различными схемами сетевых обмоток Y и Δ (см. рис. 4.38, 4.39) показывает существенное влияние вида схемы соединения на форму кривой первичного тока. В соответствии с рис. 4.38, *в*, первичный ток представляет собой одноступенчатые прямоугольные импульсы с бестоковой паузой, в соответствии с рис. 4.39, *в* — двухступенчатые без токовой паузы.

Очевидно, объединение двух таких выпрямительных агрегатов в один с трехобмоточным трансформатором (Y/Y/Δ) и электрическим соединением выпрямителей (параллельным или последовательным) (рис. 4.44, *а*) должно усложнять форму первичного тока

$$w_1 i_1 = w_{2Y} i_{2Y} + w_{2\Delta} i_{2\Delta}.$$

Векторные диаграммы напряжений вентильных обмоток показаны на рис. 4.44, *б*. На рис. 4.44, *в* приведены временные диаграммы напряжений u_{AY} , $u_{AB\Delta}$, первичных токов i_{AY} , $i_{A\Delta}$, i_A такого выпрямительного агрегата, а также выпрямленного напряжения u_d .

Как видно из рис. 4.44, *в*, временная диаграмма выпрямленного напряжения u_d имеет двенадцатикратные пульсации в пределах периода питающей сети.

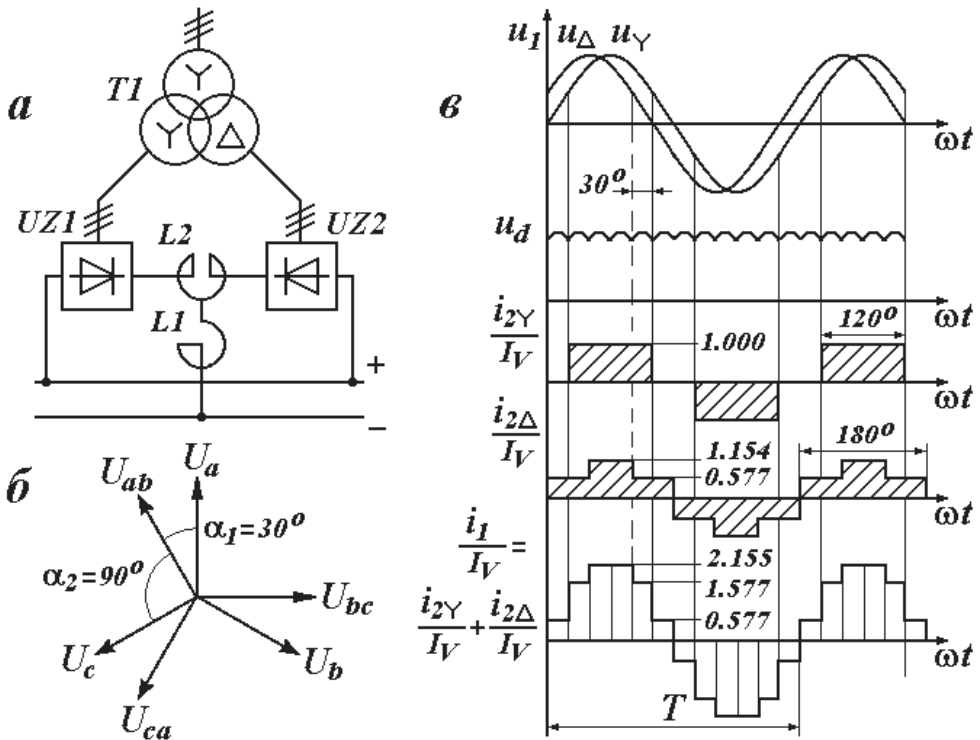


Рис. 4.44. Шестифазный шестипульсный выпрямительный агрегат с мостовыми выпрямителями и трехобмоточным трансформатором Y/Y-0/Δ-11:
 а — схема (T1 — трехобмоточный трансформатор; UZ1—UZ2 однотипные мостовые выпрямители; L1 — сглаживающий реактор; L2 — уравнивающий реактор [7]);
 б — векторные диаграммы напряжений первичных и вторичных обмоток; в — временные диаграммы напряжений и токов

Выпрямительные агрегаты с трехобмоточными трансформаторами с вентильными обмотками со схемами соединений «неравноплечий зигзаг» и «треугольник с продолженными сторонами». Отметим, что двенадцатипульсные выпрямительные агрегаты могут быть построены и на основе иных вентильных трансформаторов — с более сложными схемами соединения вентильных обмоток («неравноплечий зигзаг», «треугольник с продолженными сторонами»). Особенность этих схем соединений состоит в дробном их числе.

Образование квазисимметричной шестифазной системы напряжений с углами $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 90^\circ$ поясняется с помощью рис. 4.45.

Понятно, что конструктивная сложность этих типов обмоток делает их менее предпочтительными по сравнению с соединениями «звез-

да» и «треугольник». Однако такие схемы используются как составная часть более сложных выпрямительных агрегатов с $m_2 > 6$.

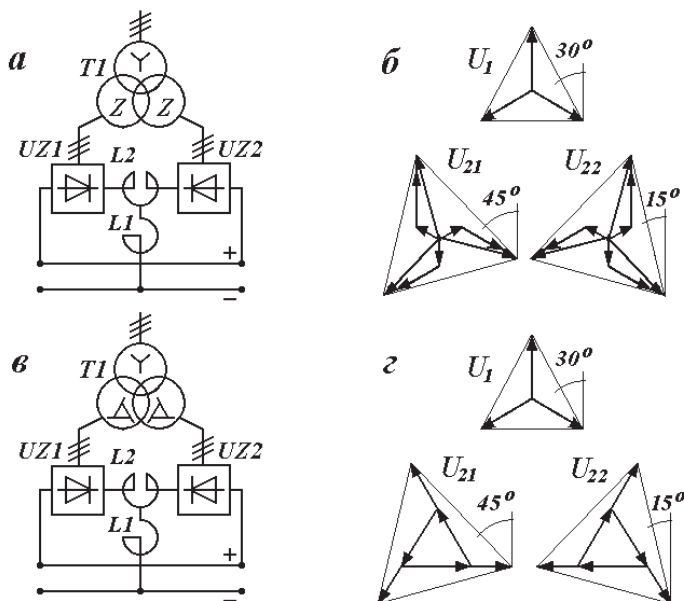


Рис. 4.45. Структурные схемы и векторные диаграммы шестифазных двенадцатипульсных выпрямительных агрегатов:

a, б — с трансформатором $Y/Z-11.5/Z-0.5$; *в, г* — с трансформатором $Y/\Delta-11.5/\Delta-0.5$

4.3.3. Трехфазно-девятифазные (восемнадцатипульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями

Структурная схема девятифазного выпрямительного агрегата с трансформатором со схемами соединений обмоток $Y/Z-10.67/Y/Y-0/Y/Z-1.33$ приведена на рис. 4.46, *a*. Вентильный агрегат образован тремя трансформаторами $T1-T3$ со схемами соединений обмоток $Y/Z-10.67, Y/Y-0, Y/Z-1.33$. Векторные диаграммы сетевых и вентильных обмоток показаны на рис. 4.46, *б, в*.

Образование девятифазной системы напряжений для большей наглядности покажем на примере одного четырехобмоточного трансформатора $T1$ со схемой соединения обмоток $Y/Z-10.67/Y-0/Z-1.33$ (рис. 4.47, *a*). Трехфазная система напряжений сетевой обмотки приведена на рис. 4.47, *б*.

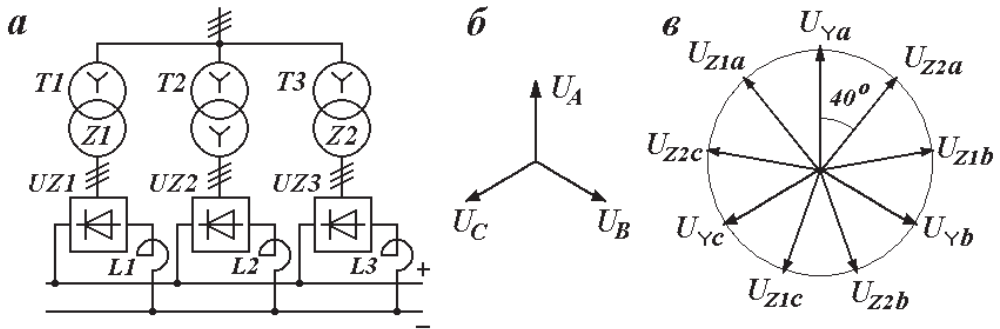


Рис. 4.46. Трехфазно-девятифазный мостовой вентильный агрегат с трансформаторным агрегатом Y/Z-10.67, Y/Y-0, Y/Z-1.33:

a — структурная схема; *б* — векторная диаграмма девятифазной системы напряжений

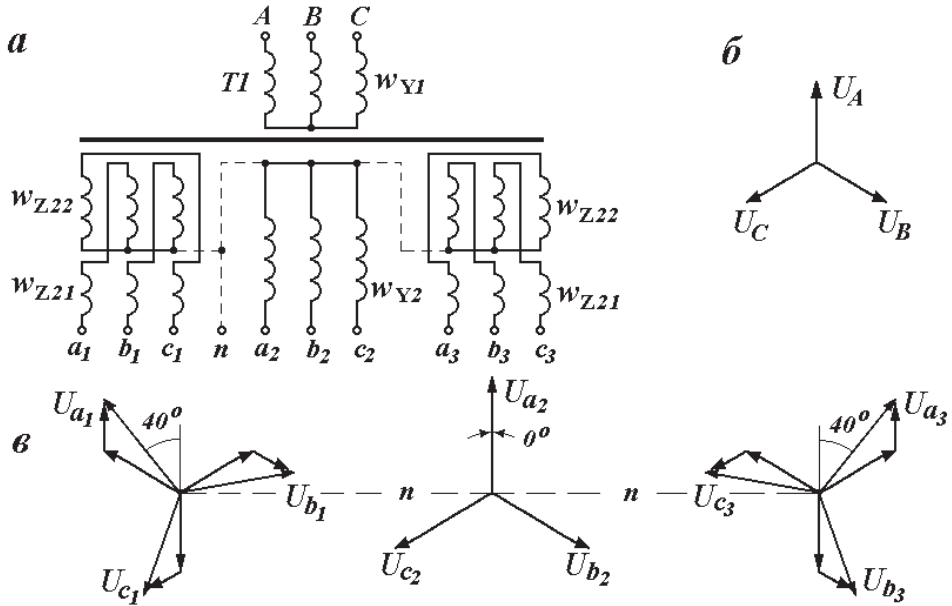


Рис. 4.47. Трехфазно-девятифазный трансформатор Y/Z-10.67/Y-0, Y/Z-1.33:

a — принципиальная схема; *б, в* — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильных обмоток

Фазный коэффициент трансформации для сетевой и вентильной обмоток, соединенных в звезду,

$$k_{\Phi} = \frac{U_{\Phi 1}}{U_{\Phi 2}} = \frac{U_A}{U_{a2}} = \frac{w_{Y1}}{w_{Y2}},$$

из которого получим связь чисел обмоток одной из вентильных обмоток w_{Y2} и сетевой w_{Y1}

$$w_{Y2} = \frac{w_{Y1}}{k_{\Phi}}.$$

Для вентильных обмоток, соединенных зигзагом, коэффициент трансформации по формуле (4.13) при $\alpha = 40^\circ$ составит

$$k_{\Phi} = \frac{U_{\Phi1}}{U_{\Phi2}} = \frac{w_{Y1}}{w_{Z22}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha = \frac{w_{Y1}}{w_{Z22}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin 40^\circ \approx 0.742 \frac{w_{Y1}}{w_{Z22}},$$

следовательно, число витков второго плеча «зигзага» будет

$$w_{Z22} \approx 0.742 \frac{w_{Y1}}{k_{\Phi}}. \quad (4.43)$$

Соотношение между числами витков плеч «зигзагов» по формуле (4.10) при $\alpha = 40^\circ$

$$\frac{w_{Z21}}{w_{Z22}} = \frac{\sqrt{3}c \operatorname{tg} \alpha - 1}{2} = \frac{\sqrt{3}c \operatorname{tg} 40^\circ - 1}{2} \approx 0.532,$$

что, с учетом выражения (4.43), позволяет найти число витков первого плеча «зигзага» относительно числа витков первичной обмотки

$$w_{Z21} \approx 0.395 \frac{w_{Y1}}{k_{\Phi}}. \quad (4.44)$$

Временная диаграмма первичного тока (МДС) трехфазно-девятифазного трансформатора (см. рис. 4.47, а) представляет собой сумму вторичных токов обмоток, соединенных неравноплечими зигзагами с углом $\alpha = (\pm 40^\circ)$ и звездой (см. рис. 4.47, в). По этой причине временные диаграммы токов сетевой обмотки четырехобмоточного трансформатора по рис. 4.47, а, могут быть получены путем суммирования токов трансформаторов $T1-T3$ вентильного агрегата (см. рис. 4.46, а). Диаграммы трансформатора $Y/Y-0$ получены выше (см. рис. 4.38, в, г), поэтому ограничимся анализом только трансформатора $Y/Z-10.67$. Уравнение МДС обмоток такого трансформатора

$$w_1 i_A = w_{21} i_a - w_{22} i_c.$$

Используя найденные соотношения чисел витков плеч вентильной обмотки w_{21} , w_{22} и сетевой w_1 — см. формулы (4.43), (4.44), постро-

им временные диаграммы токов (рис. 4.48). Очевидно, что для трансформатора Y/Z-1.33 такие диаграммы будут в зеркальном отражении.

Временные диаграммы токов вентильных обмоток трансформаторов T1–T3 показаны на рис. 4.49, а, а их сумма (кривая тока сетевой обмотки четырехобмоточного трансформатора) — на рис. 4.49, б.

Девятифазная система напряжений может быть получена и с другим составом схем соединения вентильных обмоток: двух с треугольниками с продолженными сторонами и звездой.

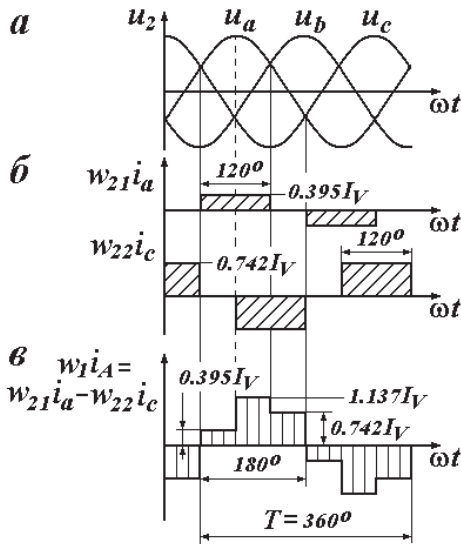


Рис. 4.48. Временные диаграммы (а–в) токов трансформатора Y/Z-10.67

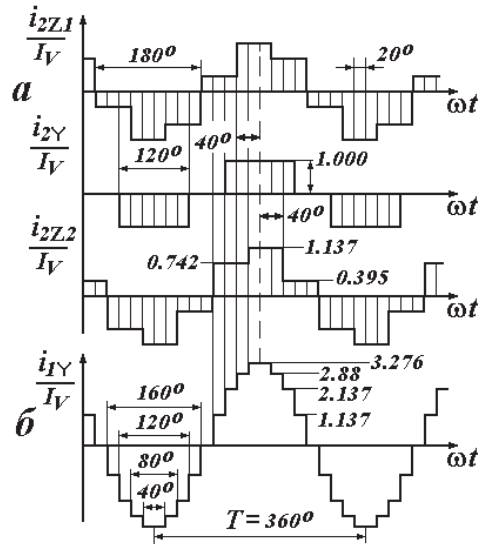


Рис. 4.49. Временные диаграммы токов выпрямительного агрегата с трансформатором Y/Z-10.67/Y-0/Z-1.33

Вентильный трансформатор со схемой соединения обмоток Y/Z-10.67/Y-0/Z-1.33 может быть использован как для питания мостовых выпрямителей, так и лучевых, поскольку:

- нейтральные точки всех вентильных обмоток могут быть объединены в одну n (обозначенной пунктирной линией на рис. 4.47, а);
- девятифазная система напряжений симметрична ($\alpha = 40^\circ$).

4.3.4. Трехфазно-двенадцатифазные (двадцатичетырехпульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями

Приведенные выше примеры сложных шести- и девятифазных выпрямительных агрегатов показывают возможность определения их свойств (гармонический состав первичных токов, типовые мощности трансформаторов и др.) путем сочетания свойств простых выпрямителей, входящих в их состав. По этой причине ниже описание двенадцатифазных выпрямительных агрегатов ограничим их функциональными схемами и техническими характеристиками вентильных трансформаторов.

Двенадцатифазный выпрямительный агрегат с трансформаторным агрегатом со схемами соединений обмоток $Y/Z-11.5$, $Y/Y-0$, $Y/Z-0.5$, $Y/\Delta-1$. Вентильный агрегат образован четырьмя трансформаторами $T1-T4$ со схемами соединений обмоток $Y/Z-11.5$, $Y/Y-0$, $Y/Z-0.5$, $Y/\Delta-1$. Векторная диаграмма квазисимметричной двенадцатифазной системы напряжений вентильных обмоток агрегата показана на рис. 4.50, б.

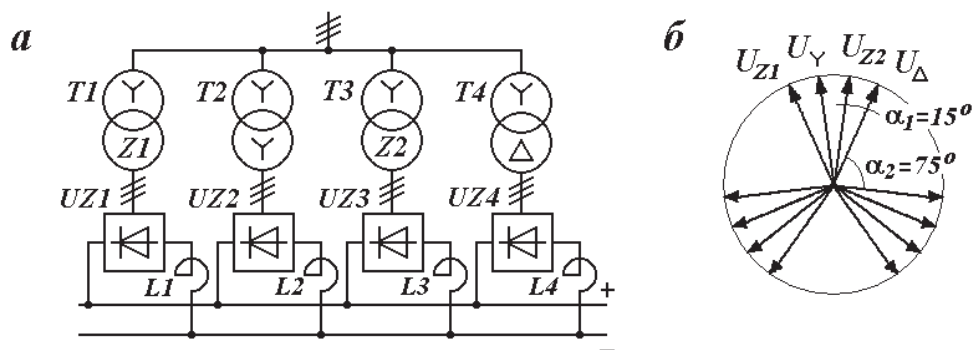


Рис. 4.50. Трехфазный двадцатичетырехпульсный мостовой выпрямительный агрегат с трансформаторным агрегатом $Y/Z-11.5$, $Y/Y-0$, $Y/Z-0.5$, $Y/\Delta-1$: а — структурная схема; б — векторная диаграмма двенадцатифазной системы напряжений

Образование двенадцатифазной системы напряжений покажем на примере одного пятиобмоточного трансформатора со схемой соединения обмоток $Y/Z-11.5/Y-0/Z-0.5/\Delta-1$ (рис. 4.51, а). Взаимное расположение векторов фазных напряжений сетевой и вентильных обмоток представлено на рис. 4.51, б, в.

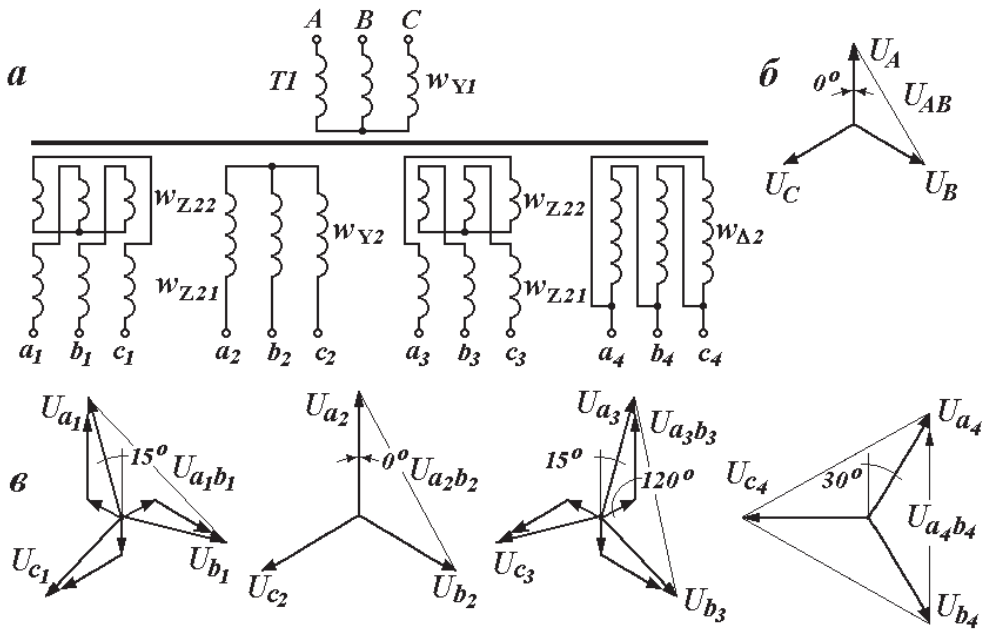


Рис. 4.51. Трехфазно-двенадцатифазный трансформатор Y/Z-11.5/Y-0/Z-0.5/Δ-1: а — схема; б, в — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильных обмоток

Соотношения чисел витков обмоток двенадцатифазного вентильного трансформатора Y/Z-11.5/Y-0/Z-0.5/Δ-1. Фазный коэффициент трансформации для сетевой и вентильной обмоток, соединенных звездой, определен по выражению

$$k_{\Phi} = \frac{U_{\Phi 1}}{U_{\Phi 2}} = \frac{U_A}{U_{a_2}} = \frac{w_{Y1}}{w_{Y2}},$$

которое дает соотношение чисел их витков

$$w_{Y2} = \frac{w_{Y1}}{k_{\Phi}}.$$

Соотношение чисел витков вентильных «звезды» и «треугольника» составляет $w_{\Delta 2} = \sqrt{3}w_{Y2}$, что позволяет определить число витков «треугольника» относительно числа витков сетевой обмотки

$$w_{\Delta 2} = \sqrt{3} \frac{w_{Y1}}{k_{\Phi}}.$$

Коэффициент трансформации неравноплечего «зигзага» был определен выше — см. формулу (4.13) и при $\alpha = 15^\circ$ дает следующее значение числа витков второго плеча:

$$w_{Z22} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha \frac{w_{Y1}}{k_\Phi} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin 15^\circ \cdot \frac{w_{Y1}}{k_\Phi} \approx 0.299 \frac{w_{Y1}}{k_\Phi}. \quad (4.45)$$

Используя формулу соотношения чисел витков плеч «зигзага» (4.10) для нашего случая получим

$$w_{Z21} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \alpha - 1}{2} w_{Z22} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} 15^\circ - 1}{2} w_{Z22} \approx 2.732 w_{Z22},$$

что, с учетом выражения (4.45), определяет число витков первого плеча «зигзага»

$$w_{Z21} \approx 0.817 \frac{w_{Y1}}{k_\Phi}.$$

Двенадцати фазный выпрямительный агрегат с трансформаторным агрегатом со схемами соединений обмоток Y/Y-0, Y/ Δ -0.5, Y/ Δ -1, Y/ Δ -1.5. Вентильный агрегат образован четырьмя трансформаторами T1–T4 со схемами соединений обмоток Y/Y-0, Y/ Δ -0.5, Y/ Δ -1, Y/ Δ -1.5. Векторная диаграмма квазисимметричной двенадцати фазной системы напряжений вентильных обмоток показана на рис. 4.52, б.

Образование двенадцати фазной системы напряжений для большей наглядности покажем на примере одного пятиобмоточного трансформатора со схемой соединения обмоток Y/Y-0/ Δ -0.5/ Δ -1/ Δ -1.5 (рис. 4.53, а). Взаимное расположение векторов фазных и линейных напряжений сетевой и вентильных обмоток представлено на рис. 4.53, б, в.

Соотношения чисел витков обмоток двенадцати фазного вентильно-го трансформатора Y/Y-0/ Δ -0.5/ Δ -1/ Δ -1.5. Линейный коэффициент трансформации для сетевой и вентильной обмоток, соединенных звездой, определен по следующему выражению

$$k_{Л} = \frac{U_{Л1}}{U_{Л2}} = \frac{w_{Y1}}{w_{Y2}},$$

которое дает соотношение чисел их витков

$$w_{Y2} = \frac{w_{Y1}}{k_{Л}}.$$

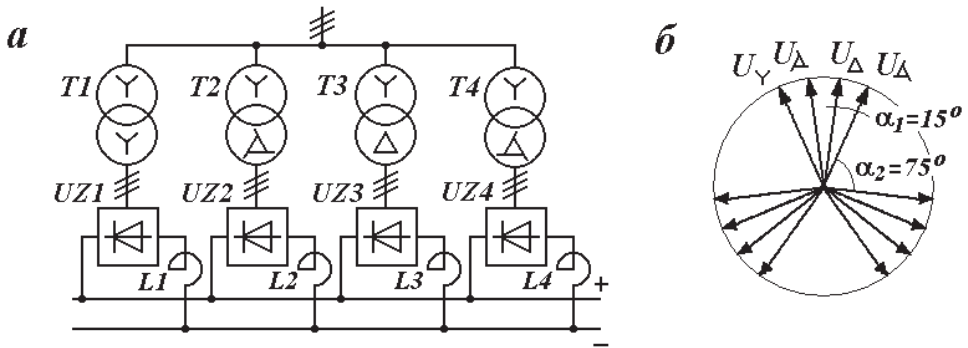


Рис. 4.52. Трехфазный двадцатичетырехпульсный мостовой выпрямительный агрегат с трансформаторным агрегатом $Y/Y-0, Y/\Delta-0.5, Y/\Delta-1, Y/\Delta-1.5$:
 а — структурная схема; б — векторная диаграмма двенадцати фазной системы

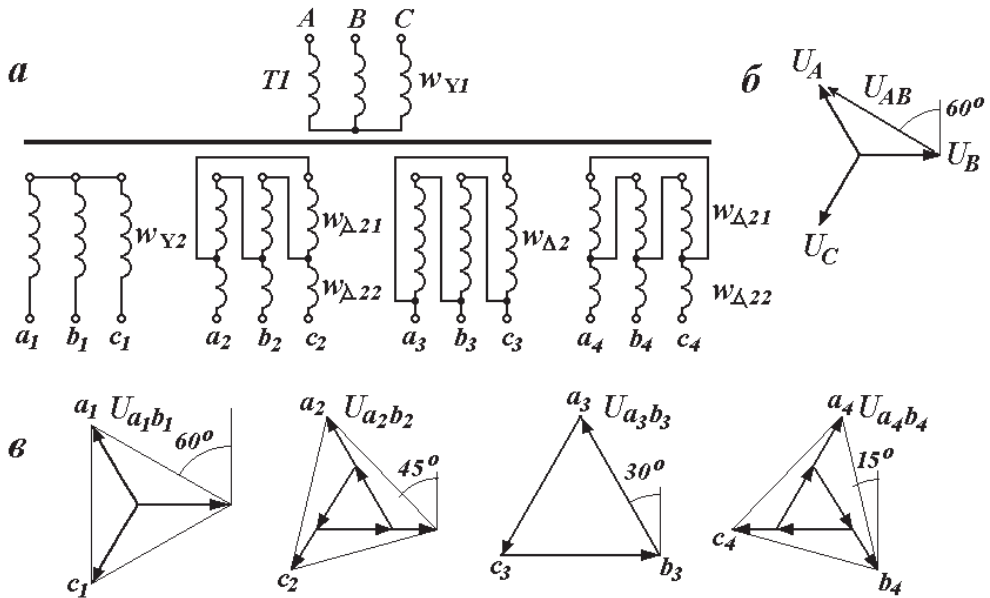


Рис. 4.53. Трехфазно-двенадцати фазный трансформатор $Y/Y-0/\Delta-0.5/\Delta-1/\Delta-1.5$:
 а — схема; б, в — векторные диаграммы напряжений сетевой и вентильных обмоток

Соотношение чисел витков вентильных «звезды» и «треугольника» $w_{\Delta 2} = \sqrt{3}w_{Y2}$ позволяет определить число витков «треугольника» относительно числа витков сетевой обмотки

$$w_{\Delta 2} = \sqrt{3} \frac{w_{Y1}}{k_{Л}}$$

Величина числа витков w_{22} «треугольника с продолженными сторонами» определена выше — см. формулу (4.19) и при $\alpha = 15^\circ$ дает следующее значение

$$w_{D\Pi22} = \frac{U_{\text{Л1}}}{U_{\text{Ф1}}} \frac{w_1}{k_{\text{Л}}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha = \frac{w_{Y1}}{k_{\text{Л}}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin 15^\circ \approx 0.3 \frac{w_{Y1}}{k_{\text{Л}}}.$$

Используя формулу соотношения чисел витков плеч «треугольника с продолженными сторонами» (4.16) для нашего случая получим

$$w_{\Delta21} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \alpha - 3}{2} w_{\Delta22} = \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} 15^\circ - 3}{2} w_{\Delta22} \approx 1.728 w_{\Delta22},$$

что, с учетом (4.45), определяет число витков первого плеча «зигзага»

$$w_{\Delta21} \approx 0.516 \frac{w_{Y1}}{k_{\text{Л}}}.$$

ГЛАВА 5.

Математическое моделирование и экспериментальные исследования преобразователей числа фаз

5.1. Математическое моделирование преобразователей числа фаз

В гл. 2–4 приведены основы теории преобразователей числа фаз, полученные в предположении идеальности этих устройств.

Назовем несколько причин недостаточности такого подхода при проектировании реальных устройств:

- многообмоточные трансформаторы симметрирующих и вентильных агрегатов должны иметь определенные значения соотношений чисел витков различных обмоток. В реальных устройствах числа витков обмоток — целые числа, поэтому их требуемые соотношения обычно могут быть выполнены лишь приблизительно;
- различные схемы соединений вентильных обмоток сложных параллельных вентильных агрегатов (Y, Δ, Z, \dots) имеют различные сопротивления, в результате чего появляются уравнивающие токи;
- представление вентильных трансформаторов в виде идеальных ($Z_K = 0$) обуславливает мгновенную коммутацию идеальных вентилей. В реальных трансформаторах с $L_K \neq 0$ возникает затягивание процесса переключения вентилей, что для мостовых схем выпрямления создает кратковременные периоды возникновения режима КЗ вентильной обмотки [29, 31].

Понятно, что проектирование реальных устройств предполагает более точное их представление.

Для проектирования, расчета реальных характеристик преобразователей числа фаз целесообразно использовать специализированные программные пакеты, например, *ELCUT*, *Matlab Simulink*.

5.1.1. Пример моделирования трехфазно-двухфазного преобразователя числа фаз по схеме Скотта в программном обеспечении *ELCUT*

Программное обеспечение *ELCUT* реализует метод конечных элементов с целью решать полевые задачи в двумерной постановке преимущественно для анализа электромагнитных и тепловых процессов [39]. Большое достоинство этого пакета состоит в возможности объединения отдельных блоков расчетной области в сложные электрические цепи. Данное свойство позволяет производить электромагнитные расчеты индукционных устройств с несколькими изолированными друг от друга обмотками.

Рассмотрим пример моделирования трехфазно-двухфазного преобразователя числа фаз Скотта средствами *ELCUT*.

Задачи моделирования следующие:

- оценить симметрирующие свойства реального устройства при невозможности выполнения требуемого (теоретического) соотношения чисел витков базового и высотного трансформатора;
- исследовать влияние несимметрии вторичных (двухфазных) токов на несимметрию первичных (трехфазных).

Согласно выражению (3.3) со с. 59 отношение чисел витков высотного w_{11} и базового w_{12} трансформаторов в схеме Скотта (рис. 5.1, *a*) должно иметь значение

$$\frac{w_{11}}{w_{12}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.866.$$

Для достижения первой задачи примем такие значения чисел витков, чтобы их отношение несколько отличалось от теоретического, например ($w_{11} = 5$, $w_{12} = 6$)

$$\frac{w_{11}}{w_{12}} = \frac{5}{6} \approx 0.833.$$

Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Скотта представляет собой симметрирующее устройство только при равенстве нагрузок вторичной (двухфазной) системы, что в реальных условиях недостижимо. Это обстоятельство обосновывает вторую задачу моделирования, которая достаточно просто реализуется путем задания различных значений сопротивлений Z_e и Z_f .

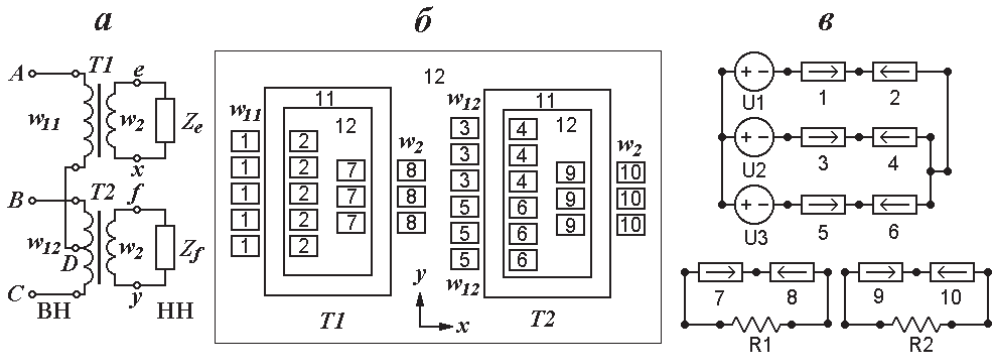


Рис. 5.1. Трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Скотта:
 а — принципиальная схема; б — его расчетная область в пакете ELCUT;
 в — его электрическая схема в пакете ELCUT

Для построения расчетной модели преобразователя Скотта в пакете ELCUT используем задачу «магнитное поле переменных токов». Такая задача позволяет получать двумерные распределения магнитного поля, описываемые эллиптическим уравнением Гельмгольца относительно векторного магнитного потенциала \dot{A}_y ,

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_y}{\partial z^2} - j\omega\mu\gamma\dot{A}_y = 0.$$

Пример построения расчетной области преобразователя Скотта приведен на рис. 5.1, б. Внутри расчетная область разбита на 12 блоков с различными электрическими и магнитными параметрами (удельной электропроводностью, магнитной проницаемостью). На рис. 5.1 блоки 1–10 соответствуют проводникам обмоток, 11 — магнитопроводам, 12 — воздуху.

В качестве граничных условий задачи примем равенство векторного потенциала нулю.

Электрическая схема соединения блоков расчетной области в пакете *ELCUT* приведена на рис. 5.1, в.

Определим практические возможности численной модели в *ELCUT* (по сравнению с идеальной):

- возможность задания реальных значений электрического сопротивления обмоток (равных нулю в идеальной модели), что позволяет определить величину электрических потерь преобразователя P_K ;
- возможность учета потоков рассеяния (исключенных в идеальной модели), что позволяет определить важный эксплуатационный параметр — напряжение короткого замыкания u_K ;
- возможность весьма приближенного учета насыщения магнитопровода (в идеальной модели его магнитная проницаемость принимается равной бесконечности), что позволяет получить близкие к достоверным значениям величины тока холостого хода i_0 ;
- невозможность учета потерь в магнитопроводе — от вихревых токов и гистерезисных (что было бы возможно при определении магнитной проницаемости комплексной величиной).

Таким образом, численная модель преобразователя Скотта в пакете *ELCUT*, несмотря на свою неполноту (невозможность учета потерь в стали), все же дает более полное описание, чем идеальная.

Результаты расчетов реального преобразователя Скотта в *ELCUT* приведены в табл. 5.1 и на рис. 5.2.

Численные и графические данные показывают, что для конкретного преобразователя Скотта коэффициенты несимметрии модулей k_I и фаз k_α первичных токов при симметричной вторичной нагрузке составляют следующие значения:

$$k_I = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{CP}} \cdot 100\% = \frac{77.83 - 73.38}{74.88} \cdot 100\% \approx 6\%,$$

$$k_\alpha = \frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{\alpha_{[3]}} \cdot 100\% = \frac{122.51^\circ - 115.96^\circ}{120^\circ} \cdot 100\% \approx 5.5\%.$$

Таким образом, при данных условиях преобразователь числа фаз по схеме Скотта обладает симметрирующими свойствами.

Таблица 5.1

Зависимость действующих значений первичных токов (I_A , I_B , I_C) и углов сдвига фаз преобразователя Скотта от соотношения вторичных токов (I_e/I_f)

Параметры	I_e/I_f					
	0.0001	0.01	0.1	0.5	0.7	1.0
I_A , А	48.16	48.41	50.71	60.87	65.07	73.38
I_B , А	57.36	57.36	57.57	63.12	67.29	77.83
I_C , А	84.37	84.22	82.92	77.86	76.16	73.43
α_{AB} , °	74.17	74.69	80.30	102.26	109.82	121.98
α_{BC} , °	146.68	146.31	142.93	130.19	126.50	122.51
α_{CA} , °	139.15	139.00	136.81	127.55	123.68	115.96

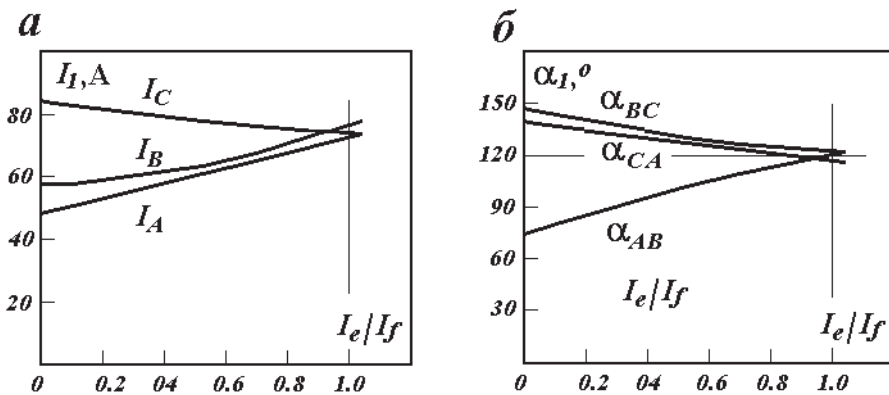


Рис. 5.2. Результаты расчетов первичных токов трехфазно-двухфазного преобразователя по схеме Скотта в пакете *ELCUT*:

a — модулей; *б* — углов сдвигов фаз

5.1.2. Пример моделирования мощных выпрямительных агрегатов в среде *Matlab Simulink*

Целью моделирования является исследование гармонического состава первичного тока вентильного трансформатора. В качестве объекта исследования возьмем двенадцатипульсный выпрямительный агрегат с последовательно включенными мостовыми неуправляемыми выпрямителями по рис. 5.3, б. Модель такого 12-пульсного выпрямительного агрегата с вентильным трансформатором с соединением обмоток « $\Delta/Y/\Delta$ » в среде *Matlab Simulink* (рис. 5.3, а) составляется из компонентов (пиктограмм) базы данных *SimPowerSystems* (табл. 5.2).

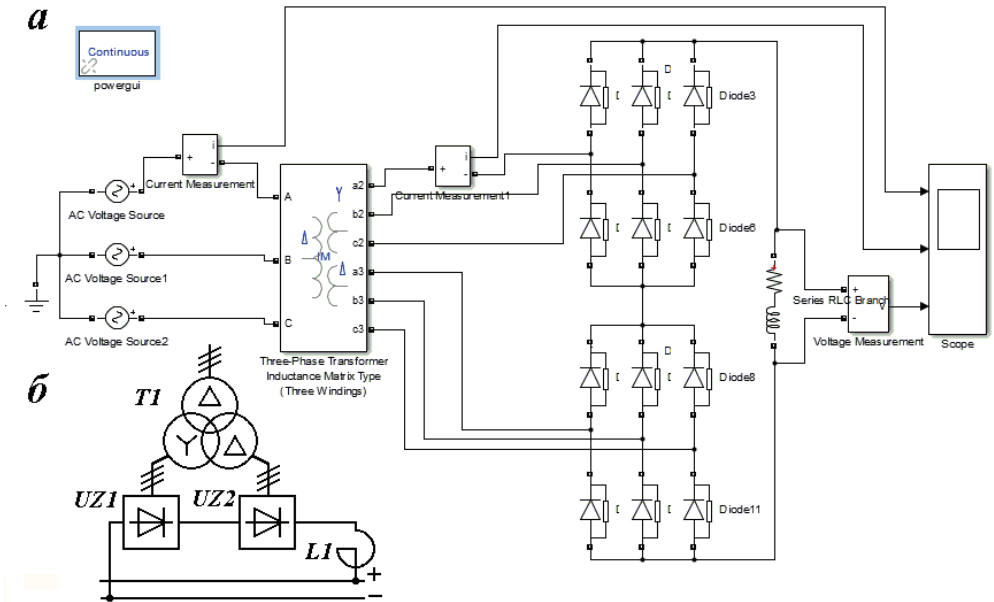



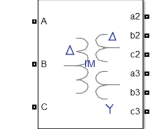


Рис. 5.3. Двенадцатипульсный выпрямительный агрегат с выпрямительным трансформатором «Δ/Y/Δ» с последовательно включенными мостовыми выпрямителями:

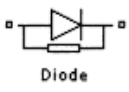
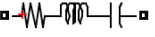



а — модель в среде Matlab Simulink; б — схема;

Таблица 5.2

Пиктограммы элементов для исследования выпрямительных агрегатов в библиотеке SimPowerSystems [40]

Компоненты в среде MatLab	Компоненты для моделирования	Пиктограмма
Powergui	Блок графического интерфейса	
AC Voltage Source	Источник переменного напряжения (однофазный источник переменного тока)	
3-Phase Source	Трехфазный источник напряжения	
Three-phase Transformer inductance Matrix type (Three Windings)	Трехфазный трехобмоточный трансформатор	

Окончание табл. 5.2

Компоненты в среде <i>MatLab</i>	Компоненты для моделирования	Пиктограмма
Diodes	Диоды	
Series RLC Branch	Последовательная <i>RLC</i> -цепь	
Current measurement	Измеритель тока (амперметр)	
Voltage measurement	Измеритель тока (вольтметр)	
Scope	Осциллограф	

Блок *Powergui* является инструментом графического интерфейса пользователя и обеспечивает решение задачи.

Для моделирования вентильного трансформатора используется стандартный блок трехфазного трехобмоточного трансформатора из библиотеки *SimPowerSystems*. Во вкладке конфигурации выбирают требуемые схемы соединения обмоток. Во вкладке параметров задаются соответствующие значения. В частности, задаются величины напряжений, частоты, сопротивлений (активных и индуктивных) и др. Для моделирования неуправляемого выпрямителя используем диоды (*Diodes*) из библиотеки *SimPowerSystems*.

Подобным образом формируется трехфазный источник питания, нагрузка, сглаживающий реактор и измерительные приборы.

Результаты расчета выпрямительного агрегата представлены на рис. 5.4, в виде окна *Matlab Simulink*, отображающего показания виртуального измерительного прибора *Signal* (осциллографа) — кривую первичного тока и его спектральный состав *FFT analysis*.

Ниже приведены значения наиболее значимых высших гармоник тока вентильного трансформатора.

Номер v	1	5	7	11	13	17	19
$I_{P(v)}, \%$	100	1.85	1.77	7.17	5.51	1.39	1.28

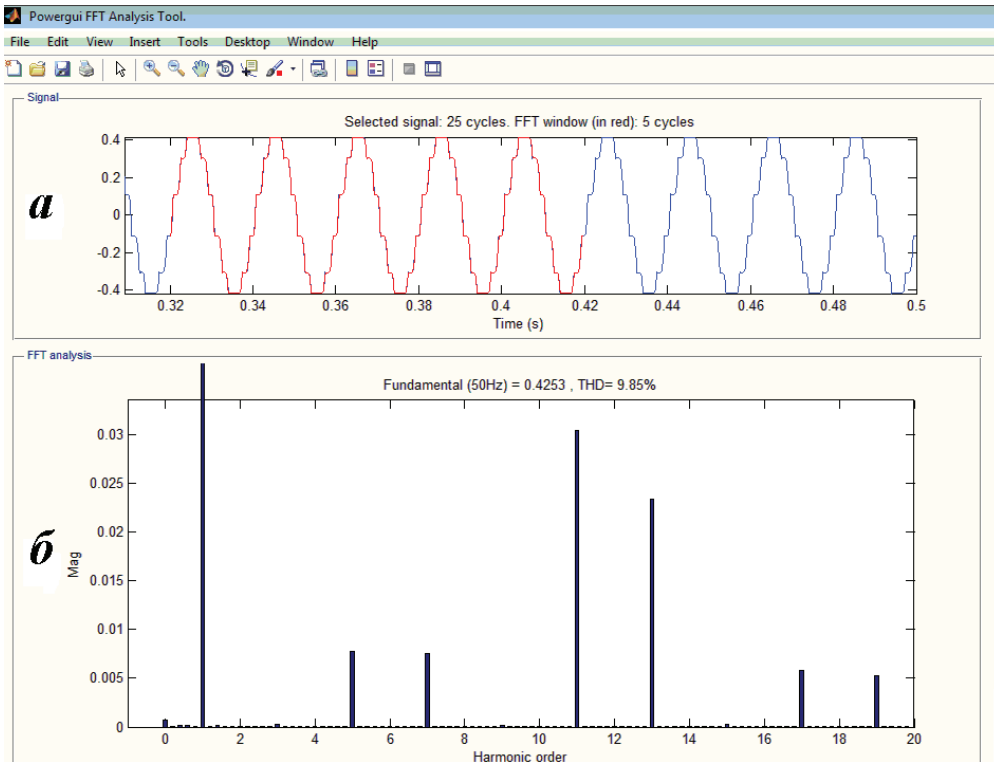


Рис. 5.4. Первичный ток вентильного трансформатора:
a — временная зависимость; *б* — ее спектр гармоник

5.2. Экспериментальные исследования преобразователей числа фаз

Любое моделирование реальных устройств с помощью математических моделей предполагает введение тех или иных упрощающих допущений. По этой причине развитие способов математического моделирования реальных устройств не отменяет экспериментальных.

Безусловно, экспериментальные исследования весьма затратны, требуют грамотного подбора измерительных средств (зачастую весьма дорогостоящих), изготовления в единичном экземпляре исследуемого оборудования (что резко увеличивает их стоимость). Последнее обстоятельство обуславливает использование в качестве физических

моделей исследуемых устройств со значительно меньшими мощностями по сравнению с реальными. Такое различие в мощностях обычно приводит к различию параметров реального устройства и его физической модели и также не дает полной достоверности их результатов.

Тем не менее сочетание двух несовершенных способов исследования реальных технических устройств (математического и экспериментального) дает более полную картину для инженера-проектировщика.

5.2.1. Описание экспериментальной установки

Ниже рассмотрим задачу постановки экспериментальных исследований вентильных агрегатов на учебном лабораторном стенде [41, 42].

Внешний вид стенда приведен на рис. 5.5. На стенде расположено следующее оборудование: трехфазный многообмоточный трансформатор, два лучевых и два мостовых выпрямителя, уравниватель и сглаживающий реактор, нагрузочный резистор, измерительные приборы и системы.

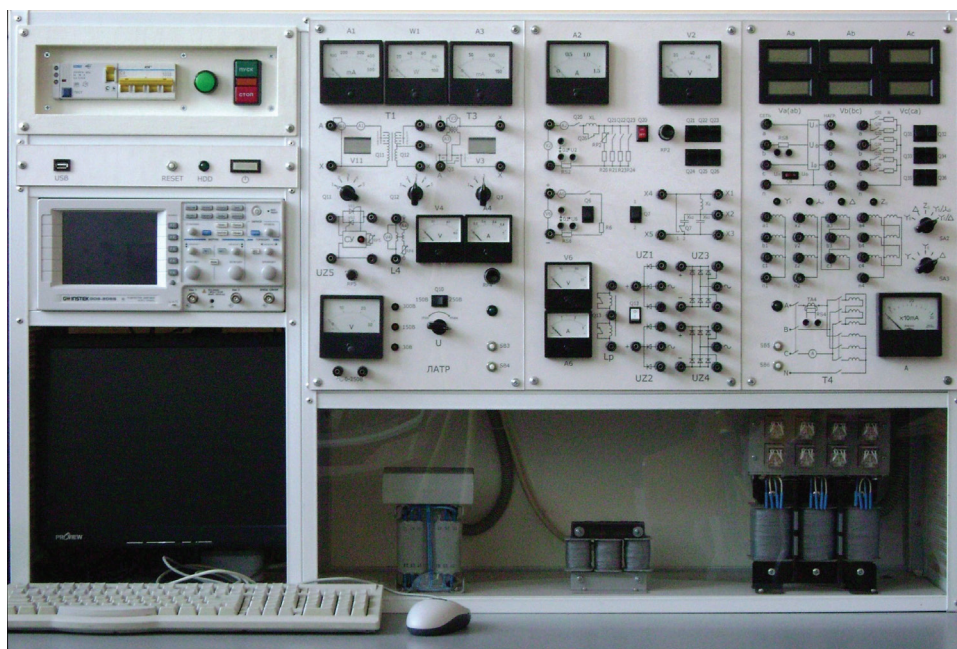


Рис. 5.5. Лабораторный стенд для исследования характеристик трансформаторов

Состав обмоток и устройства переключения трехфазного многообмоточного трансформатора (рис. 5.6) позволяют получать три схемы соединений сетевой обмотки — Y , Y_0 , Δ ., а вентильных, в случае двухобмоточного, — три Y_0 , Z_0 , Δ , трехобмоточного двух схем — «звезда — обратная звезда» и Y/Δ .

Таким образом, на лабораторном стенде возможно проведение экспериментального исследования следующих выпрямительных агрегатов:

- простого трехфазного трехпульсного лучевого выпрямителя с вентильным трансформатором, позволяющим получать шесть схем соединений обмоток Y/Y_0-0 , Y_0/Y_0-0 , Δ/Y_0-11 , Y/Z_0-11 , Y_0/Z_0-11 , Δ/Z_0-0 ;
- сложного шестифазного шестипульсного лучевого выпрямителя с вентильным трансформатором, позволяющим получать три схемы соединения обмоток $Y/Y_0-0/Y_0-6$, $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$, $\Delta/Y_0-11/Y_0-5$, при возможности включения и отключения уравнивающего реактора;
- простого трехфазного шестипульсного мостового выпрямителя с вентильным трансформатором, позволяющим получать шесть схем соединений обмоток $Y/Y-0$, $Y_0/Y-0$, $\Delta/Y-11$, $Y/Z-11$, $Y_0/Z-11$, $\Delta/Z-0$;
- сложного шестифазного двенадцатипульсного мостового выпрямителя с вентильным трансформатором, позволяющим получать три схемы соединения обмоток $Y/Y-0/\Delta-11$, $Y_0/Y-0/\Delta-11$, $\Delta/Y-11/\Delta-0$, при возможности включения и отключения уравнивающего реактора.

Для измерения электрических величин (первичного тока вентильного трансформатора, выпрямленного тока и напряжения) применены первичные преобразователи — трансформатор тока $TA4$, нагруженный на шунт $RS4$ (рис. 5.6), шунт $RS6$ и делитель напряжения $0.1 \cdot U_6$.

Трансформатор тока $TA4$ выполнен с витым магнитопроводом из пермаллоевой ленты толщиной 0.02 мм, что обеспечивает повышенную точность измерений при наличии высших гармоник.

Для отображения и анализа электрических величин лабораторного вентильного агрегата используется измерительный комплекс, состоящий из измерительного прибора, персонального компьютера и его программного обеспечения, которые объединены в систему «Анализатор гармоник».

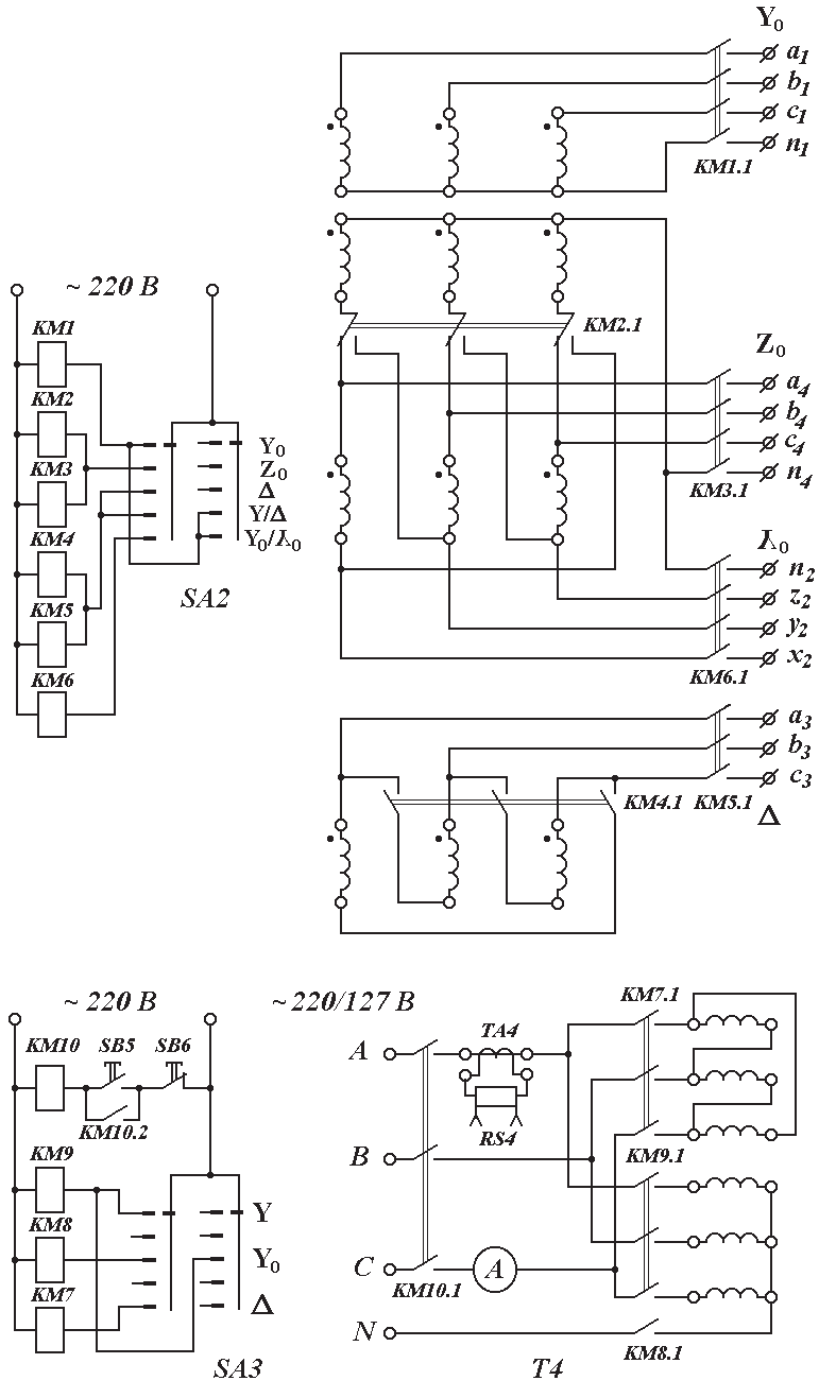


Рис. 5.6. Электрическая схема лабораторного вентиляного трансформатора

Анализатор гармоник представляет собой систему, состоящую из цифрового осциллоскопа *INSTEK GDS 806S*, подключенного к компьютеру, программного обеспечения *Free Capture v.2.05* [43], обеспечивающего связь *INSTEK* с ПК по протоколу *RS-232 C*, и программы спектрального фурье-анализа экспериментальных данных *Fourier v.1.0 Student edit* [42].

Осциллоскоп *INSTEK GDS 806S* — двухканальный цифровой осциллоскоп, предназначенный для визуального отображения периодических сигналов и измерения их параметров. Осциллоскоп имеет встроенный интерфейс *RS-232 C* для связи с ПК.

Free Capture v.2.05 — программный продукт, поставляемый с осциллографом *INSTEK*. Эта программа обеспечивает прием данных в ПК от осциллоскопа, отображение измеряемого сигнала на мониторе ПК и возможность сохранения экспериментальных данных в виде файла с расширением *.csv* ПК (совместимого с табличными файлами *EXCEL.xls*). Такой файл представляет собой 500 выборок значений сигнала (экран осциллоскопа). Окно *Free Capture v.2.05* показано на рис. 5.7.

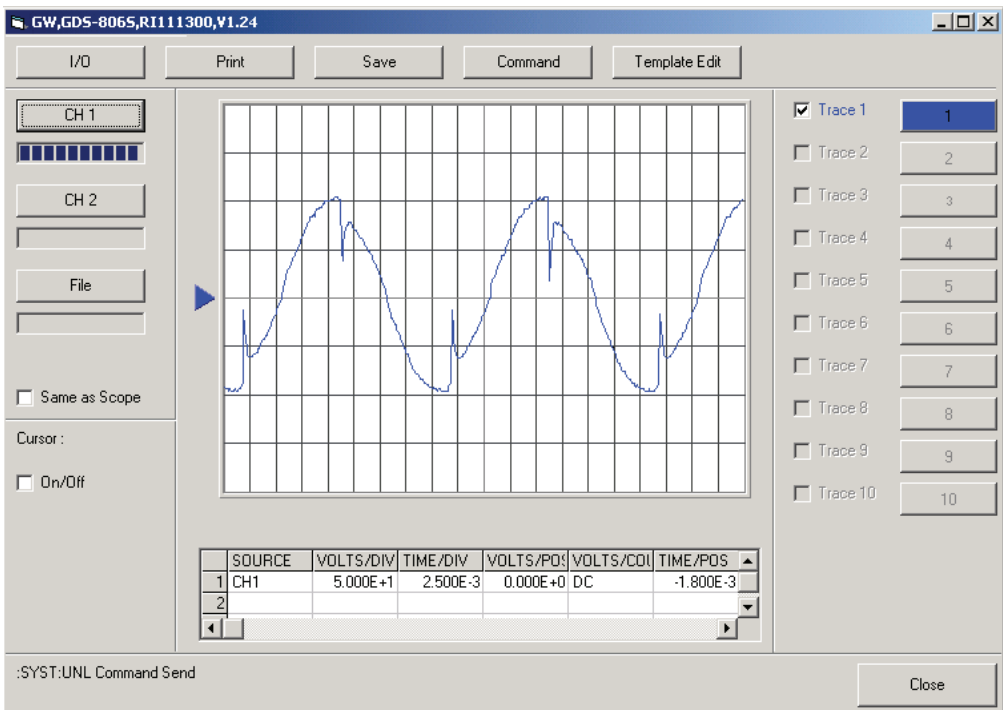


Рис. 5.7. Окно программы *Free Capture*

Fourier v.1.0 Student edit — программа спектрального фурье-анализа экспериментальных данных, разработанная специально для работы с малым количеством выборок сигнала (500). Эта программа реализует известный метод представления периодической (без постоянной составляющей) функции в виде бесконечного тригонометрического ряда

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega t), \quad (5.1)$$

коэффициенты которого определяются по следующим соотношениям:

$$B_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \sin(k\omega t) d\omega t; \quad C_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(k\omega t) d\omega t.$$

Для практического использования более удобна другая форма разложения Фурье

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (5.2)$$

где $D_k = \sqrt{B_k^2 + C_k^2}$; $\operatorname{tg} \psi_k = \frac{C_k}{B_k}$.

Экспериментальные данные, собираемые осциллографом, представлены дискретно в виде конечного набора пар значений u_i, t_i (500 отсчетов). Следовательно, разложение функций в ряд Фурье (5.1), заданных в виде таблицы (не в виде непрерывной функции), не может быть произведено абсолютно точно. Для анализа таких данных в программе используется аппроксимация, основанная на методе наименьших квадратов [44],

$$u(t) \approx \sum_{k=1}^n B_k \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^n C_k \cos(k\omega t), \quad (5.3)$$

где n — число гармоник;

$$B_k = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^m u_i(t) \sin k\omega t, \quad C_k = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^m u_i(t) \cos k\omega t;$$

Здесь m — количество отсчетов.

Далее результаты анализа по формуле (5.3) преобразуются в формулу (5.2)

$$u(t) \approx \sum_{k=1}^n D_k \sin(k\omega t + \psi_k). \quad (5.4)$$

Максимальное число гармоник аппроксимации (5.4), рассчитываемое программой, $n_{\max} = 60$ (по умолчанию $n = 40$).

Выходными данными программы *Fourier v.1.0 Student edit* являются:

- графическое отображение исходного и аппроксимированного сигнала — кнопка *Анализ* (рис. 5.8, а);
- график спектра амплитуд гармоник D_k (представлен в относительных единицах, где за базу 100 % принята величина первой гармоники D_1) — кнопка *Спектр* (рис. 5.8, б);
- таблица числовых значений амплитуд D_k и начальных фаз ψ_k гармоник тока — кнопка *Данные* (рис. 5.8, в).

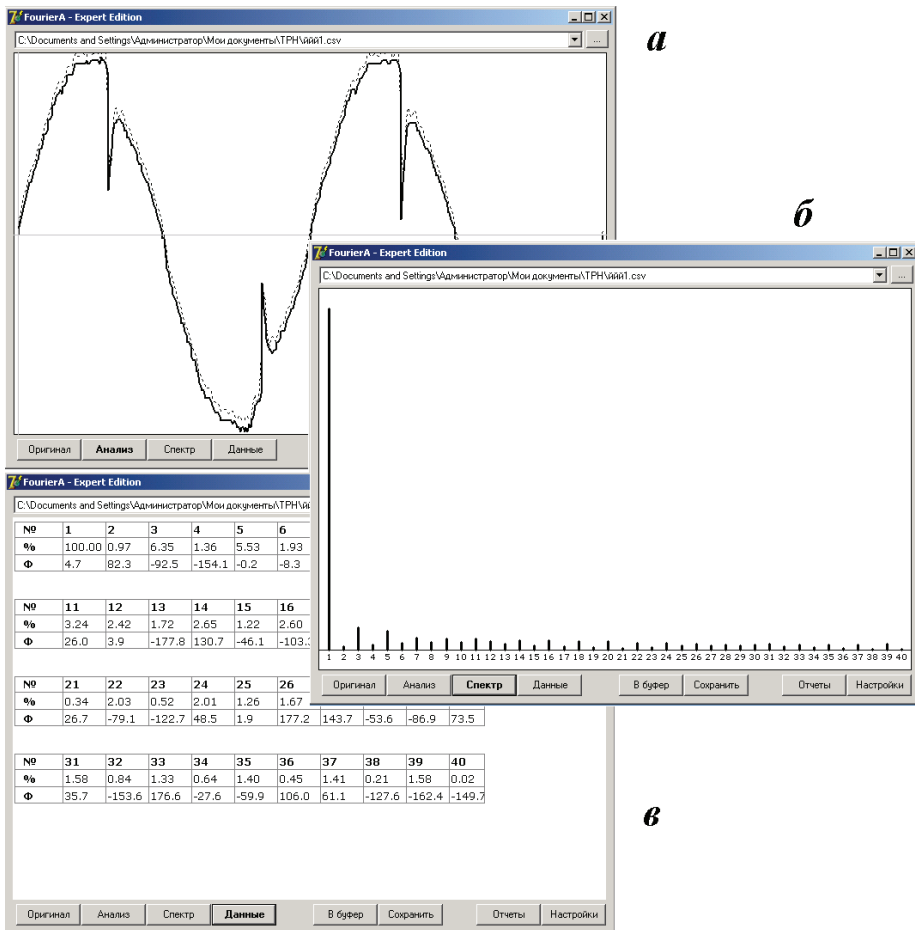


Рис. 5.8. Окна программы *Fourier v.1.0 Student edit*:

а — *Анализ*; б — *Спектр*; в — *Данные*

5.2.2. Результаты экспериментальных исследований

Приведем некоторые результаты экспериментальных исследований маломощных вентильных агрегатов.

Шестифазные вентильные агрегаты с лучевыми выпрямителями (см. рис. 4.32, а, 4.33, а). Все измерения проводились на одном и том же трансформаторе при одинаковой нагрузке выпрямителя.

Как следует из рис. 5.9, а, средняя ширина импульса первичного тока близка к одной шестой периода сети, что согласуется с теоретическими положениями. Однако форма реальной кривой тока существенно отличается от теоретической — прямоугольной. Обращает на себя внимание отсутствие бестоковой паузы в реальной кривой, заполненной периодической составляющей. На рис. 5.9, в показана значительная величина третьей гармоники 39.8 % при расчетном значении 33.3 % — см. формулу (14.16).

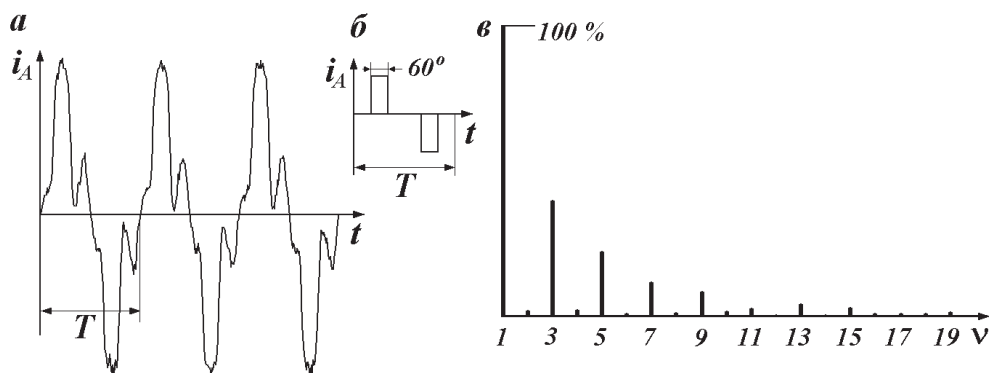


Рис. 5.9. Первичный ток шестифазного лучевого выпрямительного агрегата с трансформатором $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$ без уравнивающего реактора:

а — осциллограмма; б — теоретическая кривая; в — состав высших гармоник

Включение уравнивающего реактора увеличивает ширину импульса примерно до трети периода сети (рис. 5.10, а), что хорошо согласуется с теоретическими положениями. Однако третья гармоника не исчезает полностью, хотя и значительно уменьшается (рис. 5.10, в). Форма тока значительно отличается от прямоугольной.

Соединение в звезду без нейтрального провода обладает бесконечно большим сопротивлением токам нулевой последовательности. По этой причине в кривой первичного тока не могут существовать гармони-

ки кратные трем даже при их наличии во вторичных. Действительно, диаграмма спектра первичного тока (рис. 5.11, в) показывает резкое снижение третьей гармоники до 2.8 %.

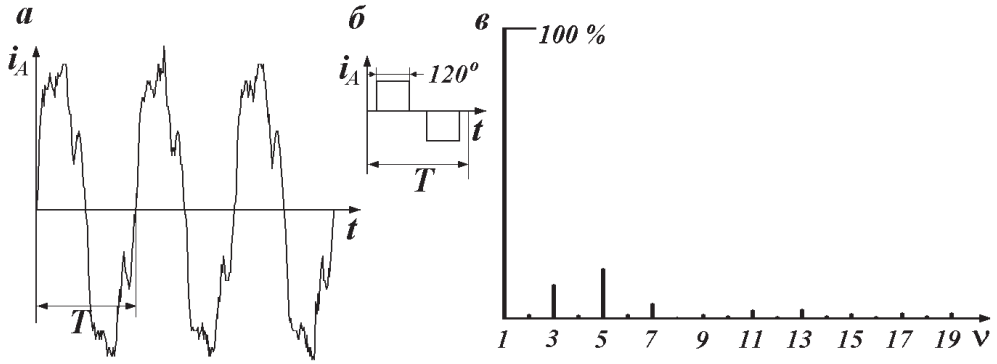


Рис. 5.10. Первичный ток шестифазного лучевого выпрямительного агрегата с трансформатором $Y_0/Y_0-0/Y_0-6$ с уравнивающим реактором:
 а — осциллограмма; б — теоретическая кривая; в — состав высших гармоник

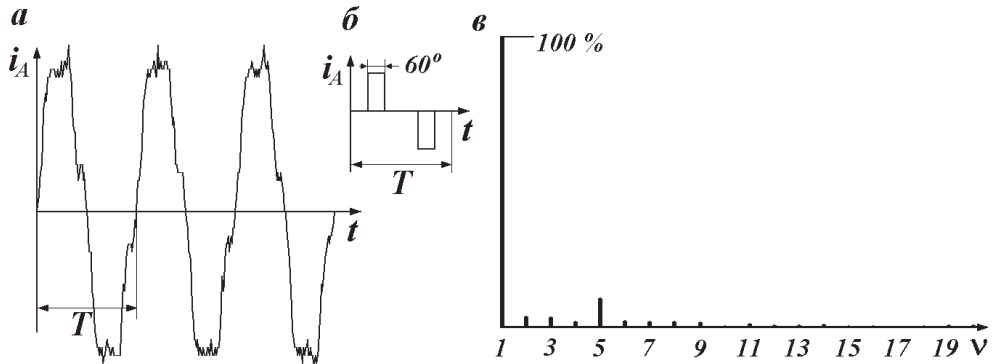


Рис. 5.11. Первичный ток шестифазного лучевого выпрямительного агрегата с трансформатором $Y/Y_0-0/Y_0-6$ без уравнивающего реактора:
 а — осциллограмма; б — теоретическая кривая; в — состав высших гармоник

При соединении первичной обмотки в треугольник, токи нулевой последовательности замыкаются внутри замкнутого контура обмоток и отсутствуют в составе линейных токов.

Экспериментальное исследование шестифазного вентильного агрегата с мостовыми выпрямителями (рис. 5.12, а). Выше приведен пример моделирования шестифазного мостового выпрямителя в среде *Matlab*

Simulink. Поскольку такой агрегат может быть представлен на лабораторном стенде, появляется возможность сравнения расчетных и экспериментально снятых кривых токов и их гармонического состава [45]. Результаты эксперимента приведены на рис. 5.13. Сравнение расчетной (см. рис. 5.4, *a*) и экспериментальной (рис. 5.13, *a*) осциллограмм показывает их качественное сходство. То же самое можно сказать и о спектральных составах тока (см. рис. 5.4, *б*, 5.13, *б*).

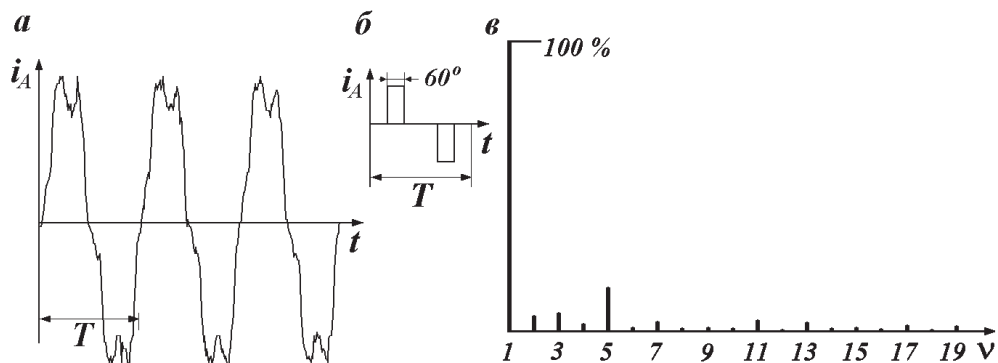


Рис. 5.12. Первичный ток шестифазного лучевого выпрямительного агрегата с трансформатором $\Delta/Y_0-0/Y_0-6$ без уравнивающего реактора:

a — осциллограмма; *б* — теоретическая кривая; *в* — состав высших гармоник

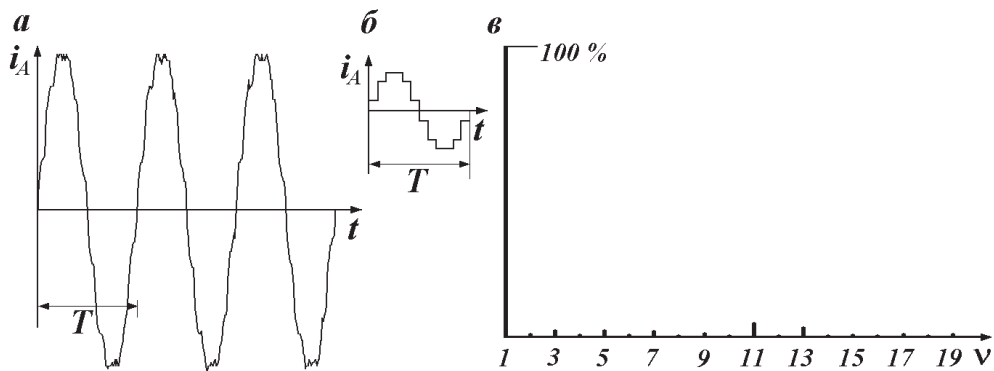


Рис. 5.13. Первичный ток шестифазного мостового выпрямительного агрегата с трансформатором $Y/Y-11/\Delta-0$ с уравнивающим реактором:

a — осциллограмма; *б* — теоретическая кривая; *в* — состав высших гармоник

Количественное сравнение дает табл. 5.3, в которой приведены относительные значения амплитуд $I_{\{v\}}$ высших гармоник первичного тока.

Таблица 5.3

Относительные значения амплитуд высших гармоник первичного тока вентильного трансформатора со схемой соединения обмоток «Δ/Y/Δ»

Номер ν , %	1	5	7	11	13	17	19
$I_{И\{\nu\}}$	100	0	0	9.1	7.6	0	0
$I_{P\{\nu\}}$	100	1.85	1.77	7.17	5.51	1.39	1.28
$I_{Э\{\nu\}}$	100	2.06	1.57	4.38	3.05	0.74	0.60

Примечание. $I_{И\{\nu\}}$ — амплитуды идеального выпрямителя (с бесконечно большой индуктивностью сглаживающего реактора), полученные теоретически [32]; $I_{P\{\nu\}}$ — расчетные; $I_{Э\{\nu\}}$ — экспериментальные (см. рис. 5.12, в).

Следует отметить, что расчет и эксперимент обнаруживают наличие ряда гармоник ($\nu = 5, 7, 17, 19$), отсутствующих при теоретическом описании. При этом во всех случаях наиболее значимые гармоники 11-я и 13-я.

Список библиографических ссылок

1. Круг К. А. Основы электротехники. 4-е изд. М. ; Л. : ОНТИ, 1936. 887 с.
2. Рихтер Р. Электрические машины. Т. III. Трансформаторы : пер. с нем. — М. ; Л. : ОНТИ, 1935. 292 с.
3. Бамдас А. М., Кулинич В. А., Шапиро С. В. Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз. М. ; Л. : Госэнергоиздат, 1961. 208 с.
4. Гитгарц Д. А., Мнухин Л. А. Симметрирующие устройства для однофазных электротермических установок. М. : Энергия, 1974. 120 с.
5. Васильев А. С., Гуревич С. Г., Иоффе Ю. С. Источники питания электротермических установок. М. : Энергоатомиздат, 1985. 248 с.
6. Шидловский А. К., Кузнецов В. Г. Повышение качества электроэнергии в электрических сетях. Киев : Наукова думка, 1985. 268 с.
7. Рамадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. М. : Высш. шк., 1967. 527 с.
8. Данцис С. Я., Смелянский М. Я., Бортничук Н. И. Короткие сети электрических печей. М. ; Л. : Госэнергоиздат, 1962. 96 с.
9. Адаменко А. И. Однофазные конденсаторные двигатели. Киев : Изд-во АН УССР, 1960.
10. Торопцев Н. Д. Трехфазный асинхронный двигатель в схеме однофазного включения с конденсатором. 4-е изд., перераб. и доп. М. : Энергоатомиздат, 1988. 95 с.
11. Электрооборудование и автоматика электротермических установок / Альтгаузен А. П. [и др.]. М. : Энергия, 1978. 304 с.

12. Аввакумов В. А. Уравновешивание электрической нагрузки в трехфазной четырехпроводной системе // Изв. вузов. Энергетика. 1970. № 5. С. 94–99.
13. Устройства для электродинамической сепарации лома и отходов цветных металлов / А. А. Патрик [и др.] // Промышленная энергетика. 2001. № 6. С. 16–19.
14. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л. : Энергия, 1970. 272 с.
15. Особенности компенсации реактивной мощности электродинамических сепараторов на основе линейных индукционных машин / А. Ю. Коняев [и др.] // Электронные устройства и системы : межвуз. науч. сб. Уфа : УГАТУ, 2009. С. 295–302.
16. Scott G. Polyphas Transmission. [Б. г.] : Electrician, 1884. 640.53 p.
17. Видмар М. Экономические законы проектирования электрических машин : пер. с нем. М. : ГТИ, 1924.
18. Sach. Shaltung zur Umformung von Zwei- in Dreiphasenstrom Diagramm der Scottschem Shaltung E. u. M (Elektrotechnik und Maschinenbau). [Germany] : [Б. и.], 1920, S. 105.
19. Трансформаторы тяговых подстанций с повышенным симметрирующим эффектом / Р. Р. Мамошин [и др.] // Вестник ВНИИЖТ. 1989. № 1. С. 22–24.
20. Закарюкин В. П., Крюков А. В., Авдиенко И. М. Моделирование систем тягового электроснабжения, оснащенных симметрирующими трансформаторами // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2016. № 2 (50). С. 210–216.
21. A Novel Asymmetrical Connection Balance Transformer for Traction Power Supply / X. U. Zhiwei [et al.] // Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Scienses. ELK-1304–195. P. 20.
22. Бевоги П., Назаров С. Л. Сопоставление весогабаритных показателей двух различных схем трехфазно-двухфазных преобразователей Кюблера // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии : сб. докл. 6-й Междунар. науч.-практ. конф. в рамках специализир. форума Expo Bild Russia (Екатеринбург 19 апреля 2017). – Екатеринбург : Изд-во УМЦ УПИ, 2017. С. 174–177.
23. Бевоги П., Назаров С. Л. Анализ работы трехфазно-двухфазного преобразователя Кюблера по модифицированной

- схеме // Энерго- и ресурсосбережение. Энергообеспечение. Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии : матер. Междунар. науч.-практич. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной памяти проф. Данилова Н. И. (Екатеринбург, 11–15 декабря 2017 г.). Екатеринбург : УрФУ, 2017. С. 87–91.
24. Vidmar M. Eigenartige Schaltungen von Transformatoren E. T. Z. (Elektrotechnische Zeitschrift). [Germany] : [Б. и.], 1918, S. 281.
 25. Закарюкин В. П., Крюков А. В., Авдиенко И. М. Устранение несимметрии в электрических сетях, питающих тяговые подстанции железных дорог // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2016. № 1 (49). С. 189–195.
 26. Вольдек А. И., Попов В. В. Электрические машины. Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы : учебник для вузов. СПб. : Питер, 2007. 320 с.
 27. Сергеенков Б. Н., Киселев В. М., Акимова Н. А. Электрические машины: трансформаторы : учеб. пособие для электромех. спец. вузов. М. : Высш. шк., 1989. 352 с.
 28. Ворфоломеев Г. Н. Преобразование числа фаз в электроэнергетике : учеб. пособие. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 1996. 96 с.
 29. Полупроводниковые выпрямители / Беркович Е. И. [и др.] ; под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. 2-е изд. М. : Энергия, 1978. 448 с.
 30. Веселовский О. Н., Браславский Л. М. Основы электротехники и электротехнические устройства радиоэлектронной аппаратуры : учеб. пособие для вузов. М. : Высш. школа, 1977. 312 с.
 31. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники : учеб. пособие. М. : Высш. шк., 1974. 430 с.
 32. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей : учебник для вузов. М. : Горячая линия — Телеком, 2007. 597 с.
 33. Фишлер Я. Х., Урманов Р. Н. Преобразовательные трансформаторы. М. : Энергия, 1974. 224 с.
 34. Атрощенко В. А., Сингаевский Н. А. Силовые полупроводниковые выпрямители на основе многофазных трансформаторов с вращающимся магнитным полем. Краснодар : Юг, 2010. 168 с.
 35. ГОСТ 32144–2013. Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М. : Стандартинформ, 2014. 16 с.

36. Вагнер К. Ф., Эванс Р. Д. Метод симметричных составляющих. М. ; Л.: Энергоиздат, 1933. 182 с.
37. Иванов А., Арзамасцов В. Определение параметров уравнивающего реактора в 12-типульсных схемах // Силовая электроника. 2008. № 2. С. 100–102.
38. Рахманова Ю. В., Гуляев Е. Н. Обеспечение электромагнитной совместимости полупроводниковых комплексов с сетью и нагрузкой // Электротехнические комплексы и системы : межвуз. науч. сб. Уфа : УГАТУ, 2011. С. 26–30.
39. Методы расчета электрических и магнитных полей : учеб. комплект / В. Э. Фризен, И. В. Черных, С. А. Бычков, Ф. Е. Тарасов. Екатеринбург : УрФУ, 2014. 176 с.
40. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. Санкт-Петербург : Питер, 2008. 290 с.
41. Исследование параметров и характеристик трансформаторов : метод. указания к лабораторным работам по дисциплинам «электрические машины» и «электроснабжение» / сост. А. Ю. Коняев, С. Л. Назаров, В. С. Соболев, М. В. Юрченко. Екатеринбург : УГТН-УПИ, 2007. 44 с.
42. Коняев А. Ю., Назаров С. Л. О развитии учебно-исследовательской и научно-исследовательской работы студентов на кафедре «электротехника и электротехнологические системы» УрФУ // Актуальные проблемы высшего электротехнического образования — 2011 : сб. науч. трудов. Екатеринбург : 2011. С. 51–56.
43. GDS-800 Series Digital Storage Oscilloscope Operation Manual. [Б. г.] : [Б. и.], 2016. 18 с.
44. Митропольский А. К. Техника статистических вычислений. М. : Наука, 1971. 576 с.
45. Beavogui P., Nazarov S. L., Frizen V. E. Experimental study of the influence of operation of the twelve-pulse transformer with bridge rectifiers of the harmonic composition on the primary current / 2018 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies, SIELA 2018 — Proceedings 24 August 2018. Номер статьи 844709220th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies, SIELA 2018 ; Bulgaria ; Bourgas ; 3 June 2018 до 6 June 2018; Номер категории CFP1828Z-ART ; Код 139033.

Оглавление

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Назначение и теория преобразователей числа фаз	6
1.1. Назначение преобразователей числа фаз.....	6
1.1.1. Симметрирующие устройства.....	8
1.1.2. Расщепители фаз	10
1.1.3. Умножители фаз	10
1.2. Теория преобразователей числа фаз	11
1.2.1. Основные положения теории многофазных систем.....	11
1.2.2. Явление переноса мощности в трехфазных сетях.....	16
1.2.3. Симметрирование токов трехфазной сети при подключении однофазного приемника	20
Глава 2. Параметрические преобразователи числа фаз (симметрирующие устройства и расщепители фаз)	23
2.1. Преобразователь числа фаз по схеме Штейнметца	23
2.1.1. Общие сведения.....	23
2.1.2. Трехфазно-однофазный преобразователь по схеме Штейнметца (симметрирующее устройство)	24
2.1.3. Однофазно-трехфазный преобразователь по схеме Штейнметца (расщепитель фаз)	29
2.2. Преобразователь числа фаз с реактором-делителем.....	34
2.2.1. Трехфазно-однофазный преобразователь с реактором-делителем (симметрирующее устройство)	34
2.2.2. Сопоставление симметрирующих устройств Штейнметца с реактором-делителем	40
2.3. Параметрический источник тока (трехфазно-однофазный преобразователь тока)	43

2.4. Трехфазное параметрическое симетро-компенсирующее устройство	48
2.4.1. Схема симетро-компенсирующего устройства.....	49
2.4.2. Симметричная компенсация реактивной мощности несимметричных трехфазных приемников	51
2.4.3. Пофазная компенсация реактивной мощности несимметричных трехфазных приемников	54

Глава 3. Трансформаторные трехфазно-двухфазные преобразователи числа фаз	58
3.1. Трехфазно-двухфазный трансформаторный преобразователь по схеме Скотта	58
3.2. Трансформаторные преобразователи по схеме Кюблера.....	65
3.2.1. Трехфазно-двухфазный преобразователь.....	65
3.2.2. Совмещенные трансформаторные преобразователи числа фаз на основе схемы Кюблера	69
3.2.3. Трехфазно-двухфазный преобразователь по модифицированной схеме Кюблера	71
3.3. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь фаз по схеме Зоннса	75
3.4. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Леблана	83
3.5. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Вудбриджа.....	86
3.6. Трансформаторный трехфазно-двухфазный преобразователь по схеме Ворфоломеева.....	91

Глава 4. Трансформаторные умножители числа фаз в выпрямительных агрегатах	94
4.1. Теоретические положения.....	94
4.1.1. Типы и свойства статических выпрямителей.....	94
4.1.2. Сглаживающие фильтры мощных вентильных агрегатов	97
4.1.3. Особенности мощных вентильных трансформаторов....	98
4.1.4. Определение мощности искажений	100
4.1.5. Разложение ступенчатых функций в ряд Фурье.....	101
4.1.6. Умножение числа фаз с помощью трансформаторов	105
4.1.7. Группы соединений обмоток трехфазных трансформаторов	108

4.1.8. Определение коэффициентов трансформации (фазного и линейного) трехфазных трансформаторов ...	111
4.1.9. Схемы соединения обмоток вентильных трансформаторов.....	112
4.1.10. Влияние схем соединения обмоток трансформатора на состав высших гармоник первичных токов.....	120
4.1.11. Технические показатели выпрямительных агрегатов....	124
4.1.12. Принимаемые обозначения и допущения при анализе работы выпрямительных агрегатов	126
4.2. Выпрямительные агрегаты с лучевыми выпрямителями	128
4.2.1. Трехфазно-трехфазные (трехпульсные) выпрямительные агрегаты с лучевыми выпрямителями.....	128
4.2.2. Трехфазно-шестифазные (шестипульсные) выпрямительные агрегаты с лучевыми выпрямителями.....	137
4.2.3. Шестифазные шестипульсные выпрямительные агрегаты с трехобмоточным трансформатором $Y/Y_0-0/Y_0-6$, $\Delta/Y_0-11/Y_0-5$ и двумя параллельными лучевыми выпрямителями, включенными через уравнивательный реактор (выпрямительная схема Кюблера) [7, 29, 31].....	141
4.2.4. Трехфазно-двенадцатифазный (двенадцатипульсный) выпрямительный агрегат с лучевыми выпрямителями....	147
4.3. Выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями.....	151
4.3.1. Трехфазно-трехфазные (шестипульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями.....	151
4.3.2. Трехфазно-шестифазные (двенадцатипульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями.....	158
4.3.3. Трехфазно-девятифазные (восемнадцатипульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями.....	160
4.3.4. Трехфазно-двенадцатифазные (двадцатичетырехпульсные) выпрямительные агрегаты с мостовыми выпрямителями.....	164

Глава 5. Математическое моделирование и экспериментальные исследования преобразователей числа фаз	169
5.1. Математическое моделирование преобразователей числа фаз...	169
5.1.1. Пример моделирования трехфазно-двухфазного преобразователя числа фаз по схеме Скотта в программном обеспечении <i>ELCUT</i>	170
5.1.2. Пример моделирования мощных выпрямительных агрегатов в среде <i>Matlab Simulink</i>	173
5.2. Экспериментальные исследования преобразователей числа фаз	176
5.2.1. Описание экспериментальной установки	177
5.2.2. Результаты экспериментальных исследований.....	183
Список библиографических ссылок	187

Учебное издание

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧИСЛА ФАЗ
В ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ**

Редактор И. В. Меркурьева
Верстка О. П. Игнатъевой

Подписано в печать 20.12.2019. Формат 70×100/16.
Усл. печ. л. 15,8. Уч. изд. 11,0 л. Гарнитура Newton.
Бумага офсетная. Тираж 50 экз. Заказ № 367.

Издательство Уральского университета
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-90-13, 358-93-22, 350-58-20
Факс: +7 (343) 358-93-06
E-mail: press-urfu@mail.ru
<http://print.urfu.ru>

