

В.А. Кобозев

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

ЧАСТЬ 1. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА. ТРАНСФОРМАТОРЫ

Учебное пособие

Ставрополь, 2015

Рецензент: к.т.н., доцент кафедры АЭС СКФУ А.В.Петров

Кобозев В. А.

Электрические машины. Часть 1. Машины постоянного тока. Трансформаторы: Учебное пособие / В. А. Кобозев. – Ставрополь: Сервисшкола, 2015. – 200 с.

В первой части учебного пособия по изучению курса «Электрические машины» изложены основы общей теории электрических машин постоянного тока и трансформаторов, описано их устройство, принцип действия, приведены основные уравнения и характеристики.

Для студентов, обучающихся по специальности 140400.62 – Электроэнергетика и электротехника.

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 140400.62 – «Электроэнергетика и электротехника», которые изучают дисциплину «Электрические машины» в течение двух семестров, и потому разбито на две части.

В первой части изложены основы теории электрических машин постоянного тока и трансформаторов, во второй – основы общей теории электрических машин переменного тока, синхронных и асинхронных электрических машин.

Первая часть пособия состоит из двух разделов, один из которых посвящен электрическим машинам постоянного тока (МПТ), а второй – трансформаторам.

В первой главе рассмотрены общие вопросы теории электрических машин постоянного тока: их конструкция и принцип действия, преобразования энергии, устройство обмоток якоря.

Вторая глава посвящена изучению магнитного поля, ЭДС и электромагнитного момента, реакции якоря и коммутации МПТ.

Уравнения и характеристики двигателей постоянного тока с разными системами возбуждения в различных режимах работы рассматриваются в 3-й и 4-й главах.

В 5-й главе рассматриваются способы возбуждения и характеристики генераторов постоянного тока, особенности их включения на параллельную работу.

Шестая глава посвящена изучению характеристик исполнительных двигателей постоянного тока, которые применяются при высоких требованиях к регулированию частоты вращения.

Трансформаторы, назначением которых является преобразование параметров электроэнергии, являются важнейшими элементами систем передачи и распределения электроэнергии, и находят широкое применение в различных блоках питания, электросварке и других электроустановках, рассматриваются во втором разделе.

Изучению устройства, принципа действия, основных уравнений и способов приведения параметров трансформаторов к одной ступени напряжений посвящена 7-я глава.

В 8-й главе рассматриваются векторные диаграммы трансформаторов при различном характере нагрузки, Т-образная и Г-образная схемы замещения, и способы определения их параметров по опытам холостого хода и короткого замыкания.

Девятая глава посвящена изучению внешних и энергетических характеристик трансформаторов.

В 10-й главе излагаются общие особенности трехфазных трансформаторов, рассматриваются способы маркировки выводов обмоток, схемы и группы их соединения.

Наиболее сложными для понимания являются вопросы, связанные с несимметричной нагрузкой трехфазных трансформаторов, изложенные в 11-й главе. Помимо основных сведений о методах расчета несимметричных режимов в ней рассмотрены способы определения сопротивления нулевой последовательности и расчета токов и напряжений при несимметрии нагрузки.

Системы регулирования ПБВ и РПН, применяемые в силовых трансформаторах для повышения качества напряжений, и условия их включения на параллельную работу рассмотрены в 12-й главе.

Тринадцатая глава посвящена изучению переходных процессов, возникающих при включении трансформаторов на холостой ход и внезапных коротких замыканиях, и анализу их последствий.

Особенности конструкции, характеристики и области применения многообмоточных трансформаторов, автотрансформаторов и преобразователей числа фаз изложены в 14-й главе.

Специфические особенности расчета токов, напряжений и мощности трансформаторов, работающих в составе различных схем выпрямления, рассмотрены в 15-й главе.

Сварочные трансформаторы должны обеспечивать надежное зажигание и устойчивое горение дуги, которая представляет собой особый вид нагрузки, что определяет специфические требования к их характеристикам и конструкции, изложенные в 16-й главе.

Для измерения больших токов и высоких напряжений широко применяются трансформаторы тока и напряжения. Анализ режимов их работы и способов повышения точности измерений дан в 17-й главе.

С целью максимальной ясности изложения в пособии использован относительно простой математический аппарат.

Источники, которые помогут в более глубоком изучении материала, приведены в списке литературы.

РАЗДЕЛ 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Глава 1. Общие вопросы теории электрических машин постоянного тока

1.1. Устройство и принцип действия МПТ

Электрическая машина постоянного тока (МПТ) состоит из статора 1 и ротора 2, разделенных между собой воздушным зазором (рис. 1.1). ЭДС в МПТ индуцируется во вращающейся части, поэтому ротор МПТ называют якорем, а расположенную на нем обмотку 3 – обмоткой якоря. Магнитная система (сердечник) якоря представляет собой набор изолированных между собой листов электротехнической стали. В пазах цилиндрической поверхности сердечника расположена обмотка, выводы которой присоединяются к изолированным друг от друга медным пластинам коллектора 4. На статоре МПТ располагаются главные полюсы, которые представляют собой полюсные наконечники 5 с обмоткой возбуждения 6. В микромашинах основной поток возбуждения может создаваться постоянными магнитами. Связь обмотки якоря с внешними цепями осуществляется посредством скользящих по коллектору графитных или металлографитных щеток 7, которые помещаются в щеткодержателях и прижимаются к коллектору пружинами. Выводы обмотки якоря маркируются буквами $Я_1$ и $Я_2$. Обмотки возбуждения бывают двух типов: параллельного ($Ш_1 - Ш_2$) и последовательного ($С_1 - С_2$). Их также называют шунтовыми и серийными обмотками. Многие МПТ имеют также дополнительные полюса с обмоткой $Д_1 - Д_2$, которая включается последовательно с обмоткой якоря и служит для компенсации действия реакции якоря.

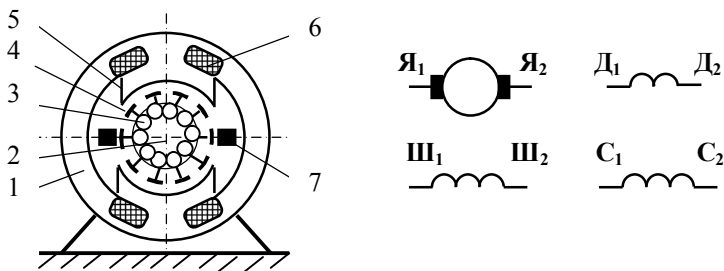


Рисунок 1.1 – Электромагнитная схема и условные обозначения основных элементов машины постоянного тока

Принцип действия МПТ основан на законе электромагнитной индукции. Рассмотрим его на примере простейшей машины, имеющей обмотку якоря в виде одного витка, начало и конец которого присоединены к двум коллекторным пластинам, имеющих контакт с неподвижными щетками (рис. 1.2).

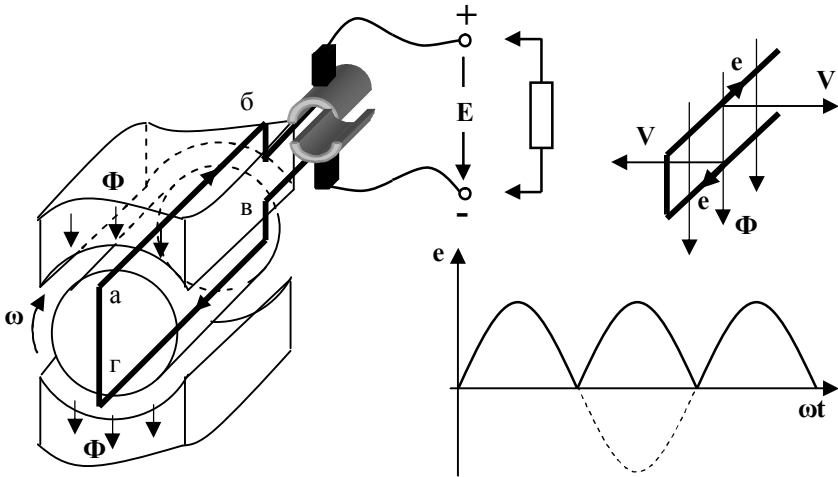


Рисунок 1.2 – Принцип действия простейшего генератора постоянного тока

Если с помощью внешнего привода привести якорь МПТ во вращение, под действием образованного полюсами магнитного поля в его обмотке возникает ЭДС, равная:

$$e = B l v \sin \alpha, \quad (1.1)$$

где B , Тл – магнитная индукция; l , м – длина активной (помещенной в магнитное поле) части проводника; v , м/с – линейная скорость его движения по отношению к полю; α – угол между векторами силовых линий магнитного поля и линейной скорости.

Направление ЭДС определяется *правилом правой руки*: если ладонь правой руки расположена таким образом, что в нее входят силовые линии магнитного поля, а большой палец указывает направление движения, вытянутые четыре пальца покажут направление ЭДС.

При вращении якоря направление вектора скорости по отношению к силовым линиям магнитного поля изменяется, и мгновенное

значение ЭДС в витке также изменяется по синусоидальному закону, принимая как положительные, так и отрицательные значения. Однако, по отношению к внешним цепям ее знак остается неизменным, поскольку под верхней щеткой в любой момент времени находится коллекторная пластина, соединенная с верхней частью витка, а под нижней щеткой – пластина, соединенная с нижней частью. Например, при положении витка, показанном на рис. 1.2, ЭДС в верхней части направлена от точки «а» к точке «б», а в нижней – от точки «в» к точке «г». При повороте витка на 180° направление ЭДС изменяется на противоположное: от точки «б» к точке «а», и от точки «г» к точке «в». Одновременно меняются местами точки «г» и «а», и точки «в» и «б». В результате направление ЭДС по отношению к щеткам и внешним цепям остается прежним. Таким образом, коллектор и щетки в МПТ выполняют функции *механического выпрямителя*.

Очевидный недостаток простейшего генератора заключается в уменьшении мгновенных значений ЭДС до нуля и больших пульсациях, для уменьшения которых необходимо увеличивать число секций обмотки якоря и коллекторных пластин. Если обмотка содержит две перпендикулярно расположенные секции (рис. 1.3 – а), ЭДС не уменьшается до нуля, и пульсации существенно уменьшаются.

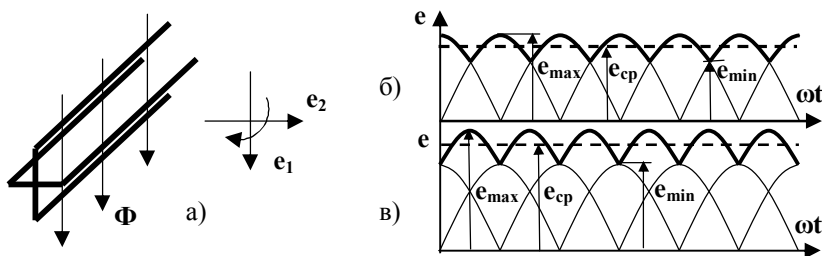


Рисунок 1.3 – ЭДС обмотки якоря с двумя секциями витков (а) при параллельном (а) и последовательном (б) соединении

Среднее значение ЭДС зависит от способа соединения секций, которые могут соединяться как параллельно, так и последовательно.

Параллельное соединение применяется при относительно малых напряжениях и относительно больших токах. Максимальное значение результирующей ЭДС при этом равно максимальному мгновенному значению ЭДС секции: $e_{\max} = e_m$, а минимальное:

$$e_{\min} = e_m \cos 45^\circ \approx 0,707e_m \text{ (рис. 1.3 – б).}$$

Последовательное соединение применяется для увеличения результирующей ЭДС обмотки при относительно малых токах. Максимальное значение результирующей ЭДС в этом случае равно: $e_{\max} = 2e_m \cos 45^\circ \approx 1,41e_m$, а минимальное: $e_{\min} = e_m$ (рис. 1.3 – в).

Отношение $\frac{e_{\max}}{e_{\min}}$ остается неизменным, поэтому качество результирующей ЭДС не зависит от способа соединения секций. В общем случае оно характеризуется коэффициентом пульсаций:

$$\varepsilon = \frac{\Delta e}{e_{\text{ср}}} = \frac{0,5(e_{\max} - e_{\min})}{0,5(e_{\max} + e_{\min})} = \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi}{k}\right)}{1 + \cos\left(\frac{\pi}{k}\right)} = \text{tg}^2\left(\frac{\pi}{2k}\right), \quad (1.2)$$

где k – число коллекторных пластин.

Чем меньше коэффициент пульсаций, тем лучше выпрямляется ЭДС, которая почти полностью сглаживается при $k = 12$ ($e_{\min} \approx 0,966e_m$; $\varepsilon \approx 0,017$).

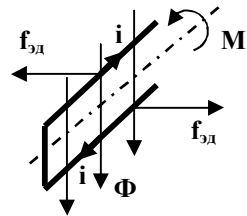
Если к выводам щеток генератора присоединить внешнюю нагрузку, в образованном ею и обмоткой якоря контуре появится ток. В результате его взаимодействия с магнитным полем возникает электродинамическая сила, равная:

$$f_{\text{эд}} = \mathbf{Bi} \sin \alpha, \quad (1.3)$$

где α – угол между векторами магнитной индукции и тока.

Направление этой силы определяется *правилом левой руки*: если ладонь левой руки расположена таким образом, что в нее входят силовые линии магнитного поля, а вытянутые четыре пальца указывают направление тока, то большой палец покажет направление вектора электродинамической силы (рис. 1.4).

Рисунок 1.4 – Образование электродинамической силы при протекании тока по обмотке якоря



При работе в режиме генератора эта сила создает тормозной момент, направленный навстречу направлению вращения якоря.

Для того, чтобы перевести МПТ в режим двигателя, к выводам щеток необходимо приложить постоянное напряжение, под действием которого в обмотке якоря появится ток. При его взаимодействии с магнитным полем в соответствии с (1.3) появляется электродинамическая сила, и создается вращающий момент, приводящий якорь в движение. При вращении якоря в магнитном поле согласно (1.1) в его обмотке наводится ЭДС, направление которой противоположно направлению приложенного напряжения.

1.2. Преобразования энергии и принцип обратимости МПТ

Любая МПТ осуществляет преобразование энергии из одной формы в другую. В режиме генератора механическая мощность, сообщаемая валу МПТ первичным приводом, преобразуется в электрическую мощность, а в режиме двигателя электрическая мощность, потребляемая МПТ из сети, преобразуется в механическую мощность. В обоих случаях часть мощности теряется в виде механических ($\Delta P_{\text{мех}}$) и электрических ($\Delta P_{\text{эл}}$) потерь, а мощность, которая непосредственно преобразуется посредством электромагнитного поля, называется электромагнитной мощностью $P_{\text{ЭМ}}$ (рис. 1.5).

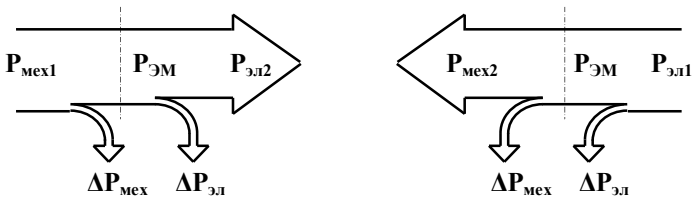


Рисунок 1.5 – Энергетические диаграммы МПТ в режимах генератора (а) и двигателя (б)

При работе в режиме генератора под действием силы f_1 , создаваемой внешним моментом, проводники обмотки якоря перемещаются в магнитном поле с линейной скоростью V , и в них наводится ЭДС:

$$e = BVV, \quad (1.4)$$

под действием которой при замыкании на внешнее сопротивление в цепи якоря возникает ток i_a , и электродинамическая сила:

$$\mathbf{f}_{\text{эд}} = \mathbf{B} \mathbf{l} \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}}, \quad (1.5)$$

направленная против движения проводников. Уравнения (1.4), (1.5) получены из уравнений (1.1), (1.3) при условии $\mathbf{k} \geq 12$ ($\sin \alpha \approx 1$).

При равномерном движении сила $\mathbf{f}_{\text{эд}}$ уравновешивает силу \mathbf{f}_1 . Развиваемая при этом мощность с учетом (1.4) и (1.5) составляет:

$$\mathbf{P}_{\text{ЭМ}} = \mathbf{P}_{\text{мех1}} - \Delta \mathbf{P}_{\text{мех}} = \mathbf{f}_1 \mathbf{V} = \mathbf{f}_{\text{эд}} \mathbf{V} = \mathbf{B} \mathbf{l} \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} \mathbf{V} = \mathbf{e} \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}}. \quad (1.6)$$

Это равенство показывает, что в генераторе приложенная внешним приводом механическая мощность за вычетом механических потерь преобразуется в электрическую мощность. Обмотка якоря обладает определенным сопротивлением $\mathbf{r}_{\text{а}}$, поэтому напряжение на выходных зажимах генератора будет меньше ЭДС:

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{e} - \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} \mathbf{r}_{\text{а}}, \quad (1.7)$$

а мощность нагрузки – меньше электромагнитной мощности:

$$\mathbf{P}_{\text{эл2}} = \mathbf{P}_{\text{ЭМ}} - \Delta \mathbf{P}_{\text{эл}} = \mathbf{e} \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} - \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}}^2 \mathbf{r}_{\text{а}} = (\mathbf{e} - \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} \mathbf{r}_{\text{а}}) \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} = \mathbf{u}_1 \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}}. \quad (1.8)$$

Если к обмотке якоря МПТ приложить напряжение \mathbf{u}_1 , она перейдет в режим двигателя. Потребляемая из сети электрическая мощность за вычетом электрических потерь в обмотке якоря преобразуется в механическую мощность:

$$\mathbf{P}_{\text{ЭМ}} = \mathbf{P}_{\text{эл1}} - \Delta \mathbf{P}_{\text{эл}} = \mathbf{u}_1 \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} - \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}}^2 \mathbf{r}_{\text{а}} = (\mathbf{u}_1 - \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} \mathbf{r}_{\text{а}}) \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} = \mathbf{e} \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} = \mathbf{B} \mathbf{l} \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} \mathbf{V} = \mathbf{f}_{\text{эд}} \mathbf{V}. \quad (1.9)$$

Это выражение полностью идентично выражению (1.6), полученному для электромагнитной мощности генератора, что является наглядной иллюстрацией принципа обратимости МПТ.

В режиме двигателя все составляющие мощности потребляются из сети, поэтому его ЭДС всегда меньше приложенного напряжения, а механическая мощность на выходном валу – меньше электромагнитной мощности:

$$\mathbf{e} = \mathbf{u}_1 - \dot{\mathbf{i}}_{\text{а}} \mathbf{r}_{\text{а}}, \quad (1.10)$$

$$\mathbf{P}_{\text{мех2}} = \mathbf{P}_{\text{ЭМ}} - \Delta \mathbf{P}_{\text{мех}}. \quad (1.11)$$

1.3 Обмотки якоря МПТ

Обмоткой якоря называется замкнутая система проводников, определенным образом уложенных в пазы якоря, и присоединенных к пластинам коллектора.

Основным элементом любой обмотки является *секция*, состоящая из определенного количества витков, уложенных в одни и те же пазы (рис. 1.6 – а). Число секций равно числу коллекторных пластин и числу элементарных пазов: $S = k = Z_э$.

Элементарным пазом называется паз, в верхнем и нижнем слоях которого расположены две активные стороны различных секций. Один реальный паз может состоять из нескольких элементарных пазов (рис. 1.6 – б). Укладка секций в пазы и присоединение их выводов к коллектору производится с учетом шагов обмотки.

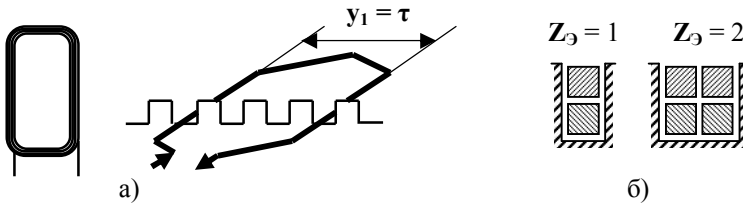


Рисунок 1.6 – Секция (а) и пазы (б) обмотки якоря с диаметральным шагом

Полусное деление представляет собой длину дуги расточки статора, которая приходится на один полюс:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}, \quad (1.12)$$

и при определении шагов обмотки выражается числом элементарных пазов, приходящихся на один полюс:

$$\tau = \frac{Z_э}{2p}. \quad (1.13)$$

Первым частичным шагом y_1 называется ширина секции (число элементарных пазов между начальной и конечной ее сторонами).

Второй частичный шаг y_2 равен расстоянию между конечной стороной одной секции и начальной стороной следующей последовательно соединенной секции.

Результирующий шаг y равен расстоянию между начальными сторонами двух последовательно соединенных секций.

Шаг по коллектору y_k равен числу коллекторных пластин между начальным и конечным выводами одной секции. В силу равенства: $S = k = Z_3$, результирующий шаг и шаг по коллектору выражаются одним и тем же числом и: $y = y_k$.

Для получения наибольшей ЭДС первый частичный шаг любой обмотки всегда принимается равным полюсному делению, или ближайшему целому числу пазов:

$$y_1 = \frac{Z_3}{2p} \mp \varepsilon, \quad (1.14)$$

где $1 > \varepsilon \geq 0$ дробь, дополняющая y_1 до целого числа, если число элементарных пазов Z_3 не делится без остатка на число полюсов $2p$.

Обмотки якоря подразделяются на две большие группы: петлевые (параллельные) и волновые (последовательные)

Простые петлевые обмотки (рис. 1.7 – а) характеризуются тем, что секции в них имеют форму петли, поскольку начало и окончание каждой из секций присоединяются к соседним коллекторным пластинам, откуда следует:

$$y_k = y = y_1 - y_2 = 1; \quad y_2 = y_1 - 1. \quad (1.15)$$

Простые волновые обмотки (рис. 1.7 – б) имеют форму волны, и секции в них соединяются последовательно. Обходу по окружности якоря соответствует число секций, равное числу пар полюсов p , а окончание последней секции присоединяется к коллекторной пластине, расположенной рядом с исходной, поэтому число коллекторных пластин и шаг по коллектору равны:

$$k = py_k \pm 1; \quad y_k = y = \frac{k \pm 1}{p}, \quad (1.16)$$

причем, y_k должно быть целым числом.

Первый частичный шаг, как в петлевой обмотке равен или близок к полюсному делению, и определяется по выражению (1.12), а второй частичный шаг составляет:

$$y_2 = y - y_1. \quad (1.17)$$

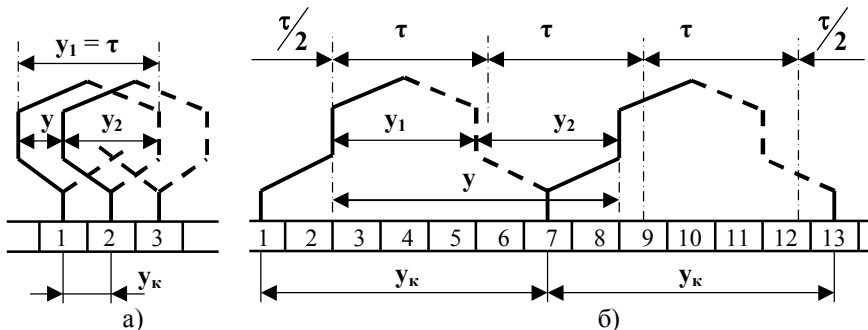


Рисунок 1.7 – Схемы укладки в пазы и соединений с коллекторными пластинами секций петлевой (а) и волновой (б) обмоток

Рассмотрим процессы, происходящие в петлевых и волновых обмотках, при протекании по ним тока и вращении якоря.

На рис. 1.8 – а показана схема петлевой обмотки, имеющей следующие расчетные показатели:

$$S = k = Z_{\odot} = 12 ; 2p = 4 ; y_1 = \tau = 3 ; y_2 = 2 ; y = y_k = 1 .$$

Каждой паре полюсов соответствует пара щеток, которые устанавливаются на геометрической нейтрали с шагом, равным полюсному делению. При вращении якоря каждая из щеток последовательно замыкает накоротко одну из секций обмотки (при показанном на рис. 1.7 – а положении щеток секции 1, 4, 7 и 10). При этом образуются четыре параллельных ветви протекания тока якоря:

$$k1 \Rightarrow S12 \Rightarrow S11 \Rightarrow k11 ; k2 \Rightarrow S2 \Rightarrow S3 \Rightarrow k4 ; k7 \Rightarrow S6 \Rightarrow S5 \Rightarrow k5 ; k8 \Rightarrow S8 \Rightarrow S9 \Rightarrow k10 ,$$

в результате чего при $2p = 4$ ток в секции уменьшается по сравнению с полным током якоря в четыре раза:

$$i_a = \frac{I_a}{2a} = \frac{I_a}{2p} .$$

При перемещении коллектора по щеткам происходит последовательная смена коммутируемых секций, но число параллельных ветвей $2a = 2p$ не изменяется.

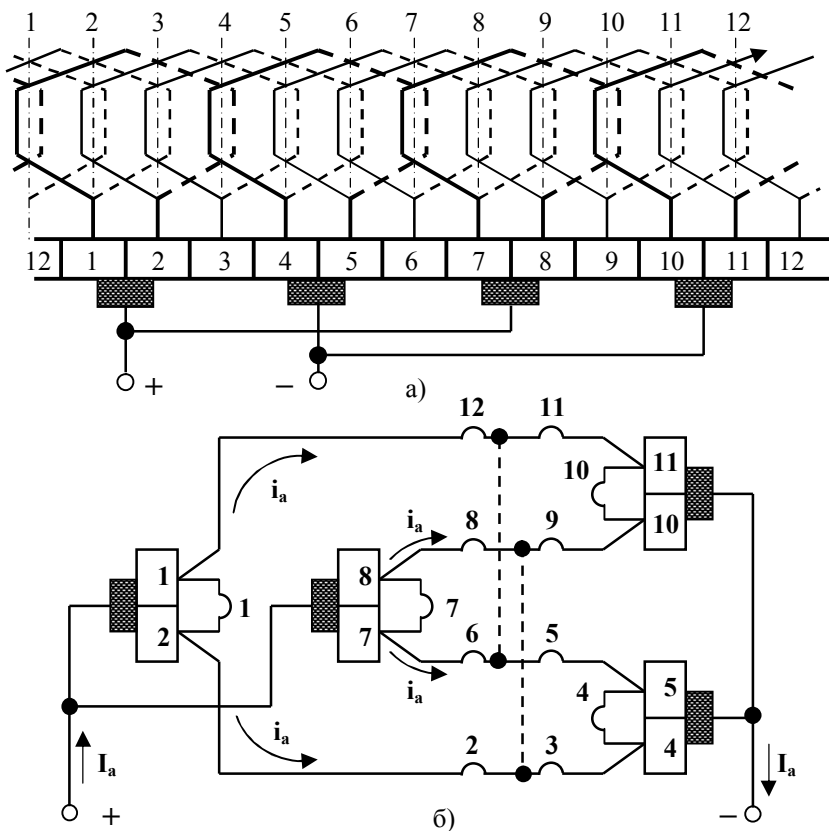


Рисунок 1.8 – Схемы петлевой обмотки (а) и ее параллельных ветвей (б)

Возможность получения больших токов якоря при относительно малых токах в секциях является достоинством петлевых обмоток. Для ограничения тока в короткозамкнутых секциях число коллекторных пластин выбирается таким, чтобы максимальное напряжение между смежными пластинами не превышало 30 – 40 В. ЭДС, индуктированные в параллельных ветвях, теоретически должны быть равны между собой, однако, вследствие неравномерности воздушного зазора, технологических неточностей и других причин они могут различаться на 3 – 5%, что приводит к появлению уравнивающих токов. При большом количестве секций в петлевых обмотках применяют уравнивающие соединения точек, имеющих теоретически равные потенциалы.

На рис. 1.9 – а показана схема волновой обмотки, имеющей следующие расчетные показатели:

$$S = k = Z_{\text{э}} = 13; \quad 2p = 4; \quad y = y_{\text{к}} = \frac{Z_{\text{э}} \pm 1}{2} = 6; \quad y_1 = \frac{Z_{\text{э}}}{2p} \pm \varepsilon = 3;$$

$$y_2 = y - y_1 = 3.$$

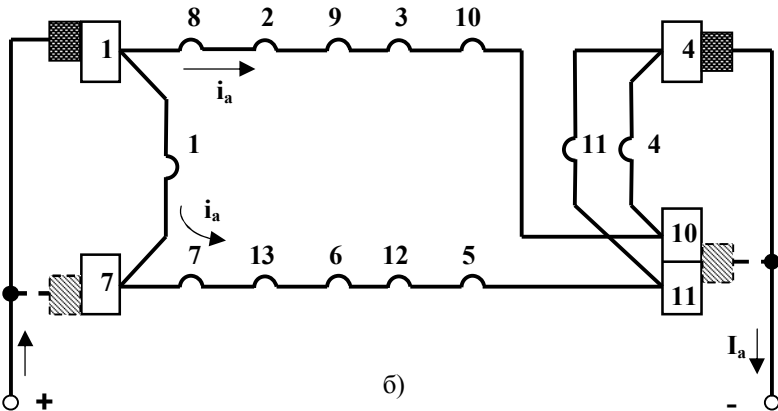
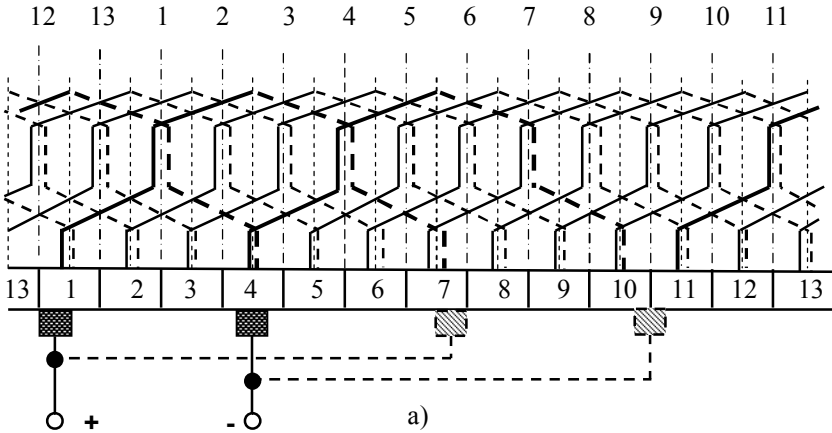


Рисунок 1.9 – Схемы волновой обмотки (а) и ее параллельных ветвей (б)

Отличительной особенностью простых волновых обмоток является то, что независимо от числа пар полюсов они всегда образуют только две параллельные ветви протекания тока (рис. 1.9 – б).

В принципе при использовании волновых обмоток достаточно двух щеток. Однако, для улучшения условий коммутации и уменьшения плотности тока, проходящего через одну щетку, обычно их число принимается равным числу полюсов.

При вращении якоря щетки последовательно замыкают коротко определенные секции обмотки (при показанном на рис. 1.9 – а положении щеток секции 1, 4 и 11). При этом образуются две параллельных ветви протекания тока якоря:

$$k1 \Rightarrow S8 \Rightarrow S2 \Rightarrow S9 \Rightarrow S3 \Rightarrow S10 \Rightarrow k10 ;$$

$$k7 \Rightarrow S7 \Rightarrow S13 \Rightarrow S6 \Rightarrow S12 \Rightarrow S5 \Rightarrow k11 .$$

При любом положении щеток в состав параллельных ветвей входят секции, которые располагаются под всеми полюсами, поэтому в простых волновых обмоток отсутствует несимметрия магнитных потоков полюсов и ЭДС отдельных ветвей. По этой причине в них не требуются уравнивательные соединения.

Волновые обмотки являются обмотками последовательного типа, поэтому при числе пар полюсов $2p > 2$ они отличаются от петлевых обмоток относительно малыми номинальными токами при относительно больших напряжениях. При одной паре полюсов ($2p = 2$) свойства простых петлевых и волновых обмоток эквивалентны.

Области применения различных обмоток. Петлевые обмотки наиболее широкое применение находят в двухполюсных МПТ небольшой мощности. По мере увеличения мощности более компактными получаются машины с двумя парами полюсов, в которых предпочтительнее являются волновые обмотки, не требующие применения уравнивательных соединений. Однако изготовление и укладка обмоток из проводников большого сечения нетехнологично, поэтому ток одной параллельной ветви даже в машинах большой мощности не должен превышать 250 А. По этой причине при напряжениях до 220 В даже при относительно небольшой (десятки кВт) мощности МПТ необходимо увеличивать число пар полюсов и параллельных ветвей.

В МПТ мощностью более 1000кВт используются и сложные параллельно-последовательные (лягушачьи) обмотки, которые представляют собой комбинацию петлевых и волновых обмоток.

Глава 2. Магнитная поле, ЭДС обмотки якоря и электромагнитный момент МПТ

2.1. Магнитная цепь МПТ

Магнитный поток электрических машин постоянного тока протекает по различным элементам конструкции, которые в совокупности образуют магнитную цепь.

Принято выделять следующие основные участки магнитной цепи, которые различаются геометрическими параметрами и своими свойствами в отношении магнитной проводимости: станина (l_c), сердечники полюсов (l_n), воздушный зазор между полюсными наконечниками и якорем (δ), зубцы (l_z), и сердечник (l_a), якоря (рис. 2.1).

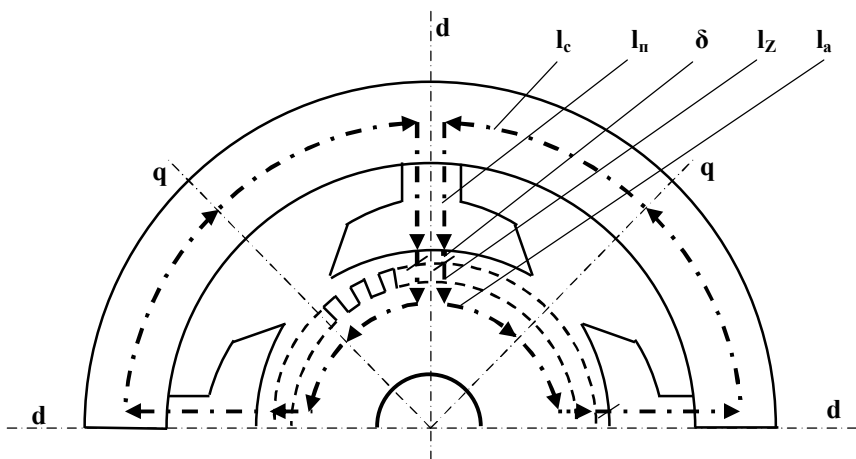


Рисунок 2.1 – Фрагмент магнитной цепи машины постоянного тока

Поскольку пути прохождения магнитных потоков для всех полюсов одинаковы, достаточно рассмотреть только одну их пару. Магнитодвижущая сила на пару полюсов, необходимая для создания основного потока возбуждения в соответствии с рис. 2.1 равна:

$$F_B = 2W_k i_B = F_c + 2F_n + 2F_\delta + 2F_z + F_a, \quad (2.1)$$

где W_k , i_B – количество витков в катушке и ток возбуждения; F_c , F_n , F_δ , F_z , F_a – намагничивающие силы на соответствующих участках.

Особое значение для характеристик МПТ имеет магнитный поток в воздушном зазоре Φ_{δ} , который определяет в конечном итоге величину индуцируемой в обмотке якоря ЭДС и электромагнитный момент. Поскольку магнитные сопротивления на участках l_c, l_n, l_z, l_a существенно меньше, чем магнитное сопротивление воздушного зазора, намагничивающая сила F_{δ} составляет 60 – 80% от полной намагничивающей силы. Расчет намагничивающих сил на других участках представляет собой весьма сложную задачу, и рассматривается в специальной литературе.

Длина дуги окружности, образованная каждым из полюсных наконечников, всегда несколько меньше полюсного деления τ , и в целях упрощения расчетов ее заменяют *расчетной полюсной дугой* b_n . На рис. 2.2 – а показана картина распределения индукции в воздушном зазоре МПТ, из которой видно, что оно имеет форму трапеции с основанием τ и высотой B_{δ} . Расчетная полюсная дуга представляет собой основание прямоугольника с высотой B_{δ} , имеющего площадь, равную площади трапеции. Расчетный коэффициент полюсной дуги, равный:

$$\alpha = \frac{b_n}{\tau} \quad (2.2)$$

для машин с добавочными полюсами находится в пределах 0,6 – 0,75.

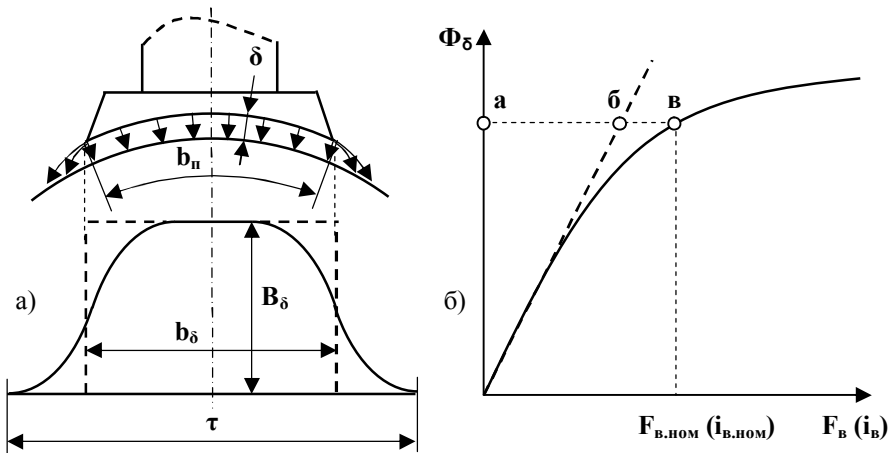


Рисунок 2.2 - Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре (а) и магнитная характеристика МПТ (б)

При изменении тока возбуждения (и **н.с.** F_b) изменяется магнитная проницаемость ферромагнитных материалов, поэтому зависимость $\Phi_\delta = (F_b)$, называемая кривой намагничивания, или магнитной характеристикой, имеет нелинейный характер (рис. 2.2 – б). Пока магнитная система МПТ не насыщена, полная **н.с.** практически равна **н.с.** воздушного зазора. Однако, с целью эффективного использования магнитных материалов реальные машины всегда рассчитывают таким образом, чтобы в номинальном режиме работы магнитная цепь была умеренно насыщена. Степень насыщения оценивается с помощью коэффициента насыщения, который представляет собой отношение полной **н.с.** F_b к **н.с.** воздушного зазора F_δ . В масштабе F_δ равна отрезку $a - b$, а сумма всех остальных **н.с.** – отрезку $b - в$:

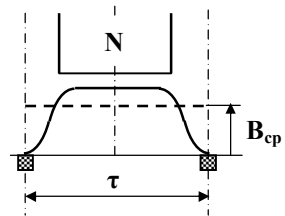
$$k_\mu = \frac{\sum_{i=1}^n F_i}{F_\delta} = 1 + \frac{b - в}{a - b} . \quad (2.3)$$

Для большинства МПТ $k_\mu = 1,2 - 1,35$, однако, иногда допускаются и большие значения.

2.2. ЭДС обмотки якоря

ЭДС обмотки якоря МПТ равна сумме ЭДС витков одной параллельной ветви $\frac{N}{2a}$. Индукция в воздушном зазоре МПТ распределяется по трапеции. При большом числе витков, диаметральном шаге обмотки ($y_1 = \tau$), и установке щеток на геометрической нейтрали ее среднее значение B_{cp} определяется высотой эквивалентного прямоугольника с основанием τ (рис. 2.3).

Рисунок 2.3 – Определение среднего значения магнитной индукции в воздушном зазоре МПТ



При достаточном количестве коллекторных пластин ($\sin \alpha \Rightarrow 1$) пульсации ЭДС весьма малы, и, с учетом изложенного, согласно зако-

ну электромагнитной индукции для ЭДС обмотки можно записать следующее выражение:

$$E = \frac{N}{2a} B_{cp} I_a V. \quad (2.4)$$

Линейная скорость V связана с угловой частотой вращения якоря n , об/мин известной зависимостью:

$$V = \frac{\pi D}{60} n, \quad (2.5)$$

где D – диаметр якоря, который в свою очередь можно определить через полюсное деление τ и число пар полюсов $2p$:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}; \quad D = \frac{2p\tau}{\pi}. \quad (2.6)$$

Уравнение (2.3) теперь можно представить в следующем виде:

$$E = \frac{N}{2a} B_{cp} I_a \frac{\pi D}{60} n = \frac{N}{2a} B_{cp} I_a \frac{2p\tau}{60\pi} n = \frac{pN}{60a} B_{cp} I_a \tau n,$$

и далее, учитывая, что: $I_a \tau = S$, заменяя индукцию магнитным потоком: $\Phi_B = B_{cp} S$, и вводя обозначение $C_E = \frac{pN}{60a}$, получаем:

$$E = C_E \Phi_B n, \quad (2.7)$$

откуда следует, что ЭДС обмотки якоря МПТ прямо пропорциональна потоку возбуждения и частоте вращения якоря. Если частота вращения выражается в радианах, на основании того, что: $\omega = \frac{2\pi}{60} n$, коэффициент C_E вычисляется по формуле:

$$C_E = \frac{pN}{60a} \frac{60}{2\pi} = \frac{pN}{2\pi a}.$$

2.3. Электромагнитный момент МПТ

На якорь ЭМПТ, по обмотке которого протекает ток I_a , действует электромагнитный момент, по определению равный:

$$M = F_{\text{Эд}} \frac{D}{2}, \quad (2.8)$$

или, с учетом того, что $D = \frac{2p\tau}{\pi}$:

$$M = F_{\text{Эд}} \frac{p\tau}{\pi}. \quad (2.9)$$

Результирующая электродинамическая сила $F_{\text{Эд}}$ представляет сумму усилий, приложенных к активным проводникам, и также как ЭДС, зависит от числа витков и числа параллельных ветвей обмотки:

$$F_{\text{Эд}} = \frac{N}{2a} B_{\text{ср}} I_a I_a. \quad (2.10)$$

Подставив это выражение в уравнение электромагнитного момента (2.9), получим:

$$M = F_{\text{Эд}} \frac{p\tau}{\pi} = \frac{N}{2a} \frac{p}{\pi} B_{\text{ср}} I_a \tau I_a.$$

Введем обозначение конструктивного коэффициента: $C_M = \frac{N}{2a} \frac{p}{\pi}$, и заменим индукцию магнитным потоком: $B_{\text{ср}} I_a \tau = B_{\text{ср}} S = \Phi_B$. Окончательно получаем:

$$M = C_M \Phi_B I_a, \quad (2.11)$$

откуда следует, что электромагнитный момент ЭМПТ прямо пропорционален потоку возбуждения и току якоря, причем, если частота вращения выражена в радианах, коэффициенты пропорциональности для момента и для ЭДС равны между собой: $C_E = C_M$. С учетом этого нетрудно убедиться в том, что электромагнитная мощность:

$$P_{\text{ЭМ}} = M\omega = C_M \Phi_B I_a \omega ,$$

развиваемая электромагнитным моментом, всегда уравновешивается электромагнитной мощностью:

$$P_{\text{ЭМ}} = E I_a = C_E \Phi_B \omega I_a ,$$

получаемой при протекании тока по обмотке якоря под действием ЭДС, что является подтверждением принципа обратимости МПТ.

2.4. Реакция якоря МПТ

При холостом ходе МПТ магнитный поток Φ_B создается только обмоткой возбуждения, и направлен по продольной оси полюсов (рис. 2.4 – а). При работе машины под нагрузкой в результате протекания тока по обмотке якоря возникает намагничивающая сила, которая создает свое магнитное поле. Магнитный поток Φ_{aq} направлен по поперечной оси, которая совпадает с геометрической нейтралью МПТ, на которой установлены щетки (рис. 2.4 – б).

Воздействие поля якоря на основной поток возбуждения МПТ называется *реакцией якоря*. Результирующее магнитное поле при нагрузке (рис. 2.4 – в) определяется суммированием продольной и поперечной составляющих, и существенно отличается от поля, создаваемого основным потоком возбуждения, не только величиной, но и направлением, что выражается в сдвиге физической нейтрали по отношению к геометрической нейтрали на угол β .

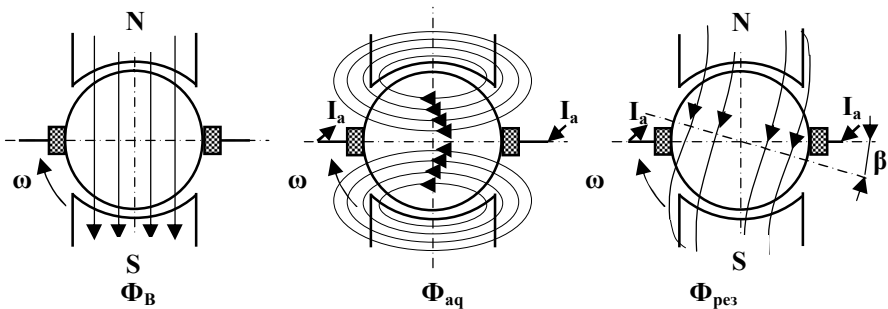


Рисунок 2.4 – Магнитное поле МПТ: продольное (а); поперечное (б); результирующее (в)

При работе МПТ в режиме генератора физическая нейтраль смещается по направлению вращения якоря, а при работе в режиме двигателя – против.

Воздушный зазор по поперечной оси гораздо больше, чем по продольной, поэтому кривая магнитного потока реакции якоря Φ_{aq} имеет седлообразную форму с провалом по поперечной оси (рис. 2.5 – а). Результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ получаем путем суммирования потоков Φ_B и Φ_{aq} . У левого края полюса его мгновенное значение уменьшается, а у правого – увеличивается, но если магнитная цепь машины не насыщена, среднее значение потока и индукции B_{cp} остаются неизменными. В действительности МПТ практически всегда работают при небольшом насыщении магнитной системы. В результате одна и та же по величине н.с. вызывает различные магнитные потоки реакции якоря: $\Phi_{aq} > \Phi'_{aq}$ (рис. 2.5 – б). Это приводит к уменьшению пика и среднего значения результирующего магнитного потока.

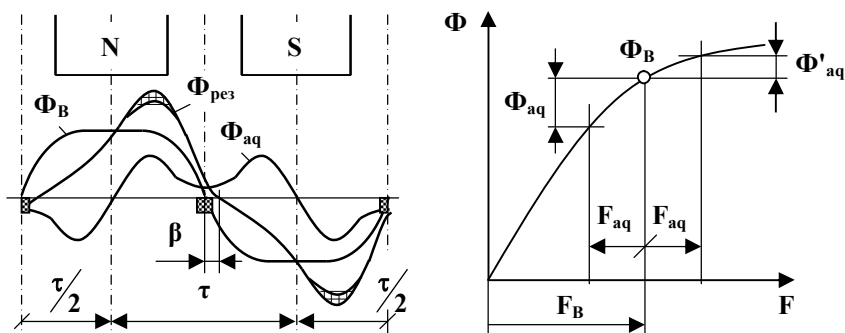


Рисунок 2.5 – Распределение магнитных потоков в воздушном зазоре МПТ (а) и размагничивающее действие реакции якоря (б)

Негативные следствия реакции якоря.

1. Смещение физической нейтрали по отношению к геометрической способствует возникновению искрения под щетками и ухудшает условия коммутации.

2. Пики магнитной индукции под краями главных полюсов, могут привести к возникновению кругового огня на коллекторе.

3. Уменьшение среднего значения результирующего магнитного потока приводит к уменьшению ЭДС обмотки якоря, электромагнитного момента и мощности ЭМПТ.

2.5. Коммутация

В широком смысле слова под коммутацией понимают все явления и процессы, возникающие между щетками и коллекторными пластинами, к которым в первую очередь относится искрение, вызываемое как механическими причинами, так и электромагнитными процессами. К механическим причинам относятся: биение коллектора, вибрация щеткодержателей, трение шероховатых поверхностей щеток о выступающие коллекторные пластины, в результате чего изменяется переходное сопротивление контактов, а иногда и возникает их разрыв, сопровождающийся электрической дугой. Однако, даже при идеальных условиях механического контакта искрение может возникать вследствие электромагнитных процессов.

В более узком смысле *коммутацией* называется процесс изменения тока в короткозамкнутых секциях обмотки якоря при его переходе из одной параллельной ветви в другую.

Каждая из секций обмотки якоря при его вращении периодически попадает из одной параллельной ветви в другую, при этом происходит изменение направления тока в ней на противоположное. Ток параллельной ветви равен току якоря, отнесенного к числу параллельных ветвей: $i_a = \frac{I_a}{2a}$, а его изменение происходит за время, в течение которого щетка замыкает коллекторные пластины, к которым присоединяется коммутируемая секция. Это время называется периодом коммутации и зависит от ширины щетки и окружной скорости движения коллектора:

$$T_k = \frac{b_{щ}}{V_k}. \quad (2.12)$$

Скорость движения коллектора велика, а ширина щеток мала, поэтому время коммутации мало и составляет в современных машинах $T_k = 0,0001 - 0,001$ с. Это приводит к быстрому изменению тока, и возникновению в короткозамкнутой секции больших ЭДС самоиндукции и взаимоиндукции, которые называются *реактивными*:

$$e_p = -(L_c + M_c) \frac{di_k}{dt}, \quad (2.13)$$

где L_c ; M_c – собственная и взаимная индуктивности коммутлируемой секции; i_k – коммутационный ток.

Помимо реактивной ЭДС за счет внешнего магнитного поля, характеризуемого индукцией V_k в зоне коммутации, в двух активных частях секции длиной l_a наводится ЭДС вращения, называемая также коммутационной, которая равна:

$$e_k = 2WB_k l_a V_k, \tag{2.14}$$

где W – количество витков в коммутлируемой секции.

На рис. 2.6 показаны три основные стадии процесса коммутации (для упрощения принято, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины, а изоляционное расстояние между пластинами пренебрежимо мало).

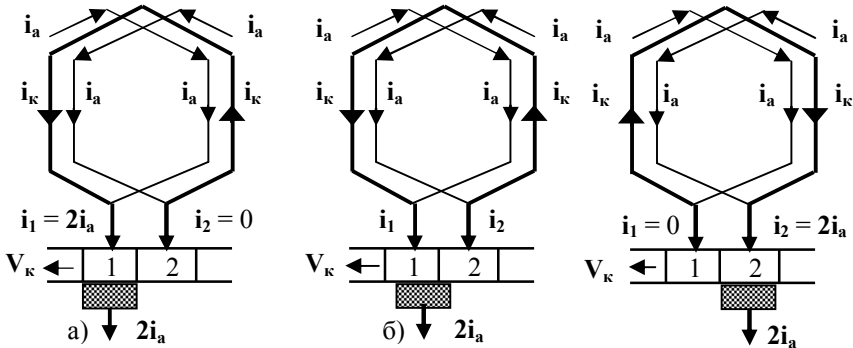


Рисунок 2.6 – Распределение тока в коммутлируемой секции в начале (а); в середине (б), и в конце (в) процесса коммутации

1. Щетка расположена под коллекторной пластиной **1**. Ток коммутлируемой секции равен току одной параллельной ветви: $i_k = i_a$, и через коллекторную пластину **1** к щетке протекает ток двух параллельных ветвей: $i_1 = 2i_a$. Через коллекторную пластину **2** ток не протекает: $i_2 = 0$.

2. Большая часть щетки расположена под коллекторной пластиной **1**, а меньшая – под пластиной **2**. Ток к щетке протекает через обе пластины, причем сумма токов остается неизменной: $i_1 + i_2 = 2i_a$. Ток коммутации уменьшается, но знака не меняет.

3. Щетка расположена под коллекторной пластиной **2**. Ток коммутируемой секции изменяет направление, и равен току одной параллельной ветви: $\mathbf{i}_k = \mathbf{i}_a$, а через коллекторную пластину **2** к щетке протекает ток двух параллельных ветвей: $\mathbf{i}_2 = 2\mathbf{i}_a$. Через коллекторную пластину **1** ток не протекает: $\mathbf{i}_1 = \mathbf{0}$.

В общем случае протекающие через коллекторные пластины **1** и **2** токи определяются равенствами:

$$\mathbf{i}_1 = \mathbf{i}_a + \mathbf{i}_k; \quad \mathbf{i}_2 = \mathbf{i}_a - \mathbf{i}_k. \quad (2.15)$$

Полагая, что сопротивление коллекторных пластин пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением щетки, для контура коммутации можно записать следующее уравнение:

$$\mathbf{i}_1 \mathbf{r}_1 - \mathbf{i}_2 \mathbf{r}_2 = \mathbf{e}_p + \mathbf{e}_k, \quad (2.16)$$

где $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ – сопротивления частей щетки, которые находятся под соответствующими коллекторными пластинами.

Подставляя в это уравнение токи \mathbf{i}_1 и \mathbf{i}_2 , выраженные через ток параллельной ветви \mathbf{i}_a и ток коммутации \mathbf{i}_k , получим:

$$(\mathbf{i}_a + \mathbf{i}_k) \mathbf{r}_1 - (\mathbf{i}_a - \mathbf{i}_k) \mathbf{r}_2 = \mathbf{i}_a (\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2) + \mathbf{i}_k (\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}_2) = \mathbf{e}_p + \mathbf{e}_k,$$

и путем решения относительно тока коммутации – уравнение, которое называется *основным уравнением коммутации*:

$$\mathbf{i}_k = \mathbf{i}_a \frac{\mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1}{\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}_2} + \frac{\mathbf{e}_p + \mathbf{e}_k}{\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}_2}. \quad (2.17)$$

ЭДС и сопротивления в этом уравнении являются функциями времени, тока и производной тока по времени, поэтому его решение возможно только при различных упрощениях.

Прямолинейная коммутация является идеальной, и имеет место в том случае, если алгебраическая сумма реактивной и коммутационной ЭДС равна нулю. Полагая, что сопротивления \mathbf{r}_1 и \mathbf{r}_2 обратно пропорциональны соответствующим площадям, а площади прямо пропорциональны времени \mathbf{t} , получаем:

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{S_2}{S_1} = \frac{t}{T_k - t}; \quad r_1 = r_2 \frac{t}{T_k - t}. \quad (2.18)$$

В результате подстановки $e_p + e = 0$ и выражений (2.18) в основное уравнение коммутации (2.17), и сокращений получаем уравнение прямолинейной коммутации:

$$i_{к.л} = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_k} \right). \quad (2.19)$$

Прямолинейная коммутация (рис. 2.7 – а) характеризуется следующими важными признаками.

1. Равномерным распределением плотности тока по всей поверхности соприкосновения коллекторных пластин со щетками.

2. В конце коммутации ток под сбегающим краем щетки равен нулю, поэтому коллекторная пластина выходит из-под щетки без разрыва цепи протекания тока.

Вследствие этого электромагнитные процессы при прямолинейной коммутации не вызывают искрения.

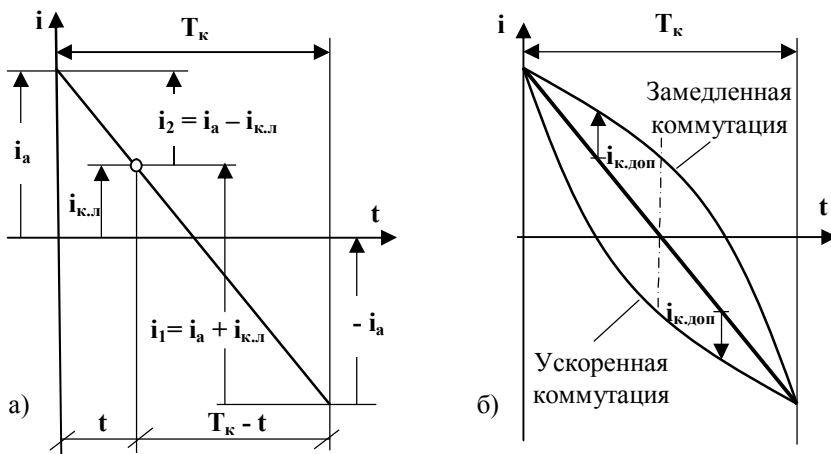


Рисунок 2.7 – Изменения тока при прямолинейной (а) и криволинейной (б) коммутации

Действие реакции якоря, изменение частоты вращения, и другие причины приводят к тому, что реактивная и коммутационная ЭДС не

равны между собой: $e_p \neq e_k$, в результате чего коммутация становится нелинейной (рис. 2.7 – б). Полный ток коммутации согласно уравнению (2.17) представляет собой алгебраическую сумму тока линейной коммутации и добавочного тока, направление которого определяется знаком алгебраической суммы реактивной и коммутационной ЭДС:

$$i_k = i_{k..л.} \pm i_{k..доп}$$

Замедленная коммутация имеет место при $e_k > e_p$. Согласно правилу Ленца реактивная ЭДС при этом препятствует изменению тока. Добавочный ток $i_{доп}$ увеличивает полный ток. Плотность тока под сбегающим краем щетки возрастает, а разрыв тока в коммутируемой секции происходит после того, как коллекторная пластина вышла из-под щетки, что приводит к искрению под сбегающим краем щетки.

Ускоренная коммутация имеет место, если $e_k < e_p$. При этом добавочный ток $i_{доп}$ увеличивает полный ток и плотность тока под набегающим краем щетки, а разрыв тока в коммутируемой секции происходит до того, как коллекторная пластина выйдет из-под щетки, что приводит к искрению под ее набегающим краем.

2.6. Способы улучшения коммутации

Улучшение электромагнитной коммутации основано на ее приближении к линейной коммутации и уменьшении добавочного тока. В соответствии с уравнением (2.17) это возможно либо путем увеличения сопротивления щеток, либо путем уменьшения алгебраической суммы реактивной и коммутационной ЭДС ($e_p + e_k \Rightarrow 0$).

Основными способами улучшения коммутации являются.

1. Ограничение добавочного тока за счет увеличения сопротивления щеток.
2. Сдвиг щеток в направлении физической нейтрали.
3. Ограничение среднего значения напряжения между коллекторными пластинами до 15 –20 В, и линейной скорости их движения до 60 м/с.
4. Применение дополнительных полюсов.

При увеличении сопротивления щеток возрастают падения напряжения и потери мощности в них, что приводит к уменьшению

ЭДС, электромагнитного момента и КПД машины. Для установки щеток на физической нейтрали при работе МПТ в режиме двигателя их необходимо сдвигать в сторону, противоположную направлению вращения якоря, а при работе в режиме генератора – по направлению вращения. Возможность реверсирования МПТ при этом теряется. Кроме того, необходимый угол сдвига щеток зависит от нагрузки, при изменениях которой условия коммутации ухудшаются. Эти два способа имеют ограниченное применение в машинах малой мощности.

Ограничение среднего значения напряжения и угловой частоты вращения якоря обеспечиваются при расчете и конструировании МПТ. Наиболее эффективным способом является применение дополнительных полюсов, которые представляют собой узкие полюсные наконечники с обмоткой, включаемой последовательно с обмоткой якоря (рис. 2.8). Дополнительные полюсы устанавливаются на геометрической нейтрали МПТ, и рассчитываются таким образом, чтобы выполнялось равенство: $e_p = e_k$, и поперечная реакция якоря компенсировалась. Если магнитная цепь дополнительных полюсов не насыщена, реактивная и коммутационная ЭДС пропорциональны току якоря, и при соответствующей настройке в МПТ независимо от режима работы обеспечивается коммутация, близкая к линейной. В мощных МПТ для ослабления реакции якоря применяются компенсационные обмотки, заложенные в полюсные наконечники главных полюсов.

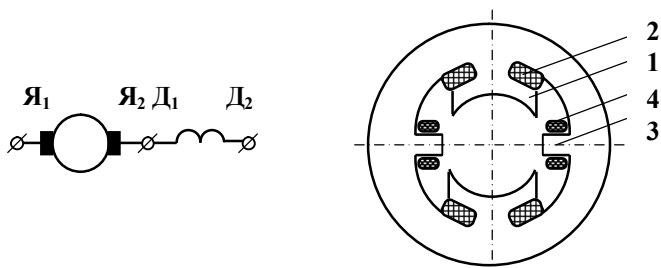


Рисунок 2.8 – Магнитная система и схема включения обмоток МПТ с дополнительными полюсами: 1 – главные полюсы с обмотками возбуждения 2; 3 – дополнительные полюсы с обмотками 4

Наладка коммутации методом подпитки дополнительных полюсов. Ввиду сложности теоретического анализа коммутационных процессов окончательная настройка коммутации МПТ осуществляется экспериментально, по данным визуального контроля степени искре-

ния. Схема испытательной установки (рис. 2.9 – а) помимо испытуемой машины М1 с основной обмоткой возбуждения ОВ1 и обмоткой дополнительных полюсов ОДП включает в себя вспомогательный ГПТ М2 с регулируемым током возбуждения, обмотка якоря которого подключается параллельно ОДП, и измерительные приборы.

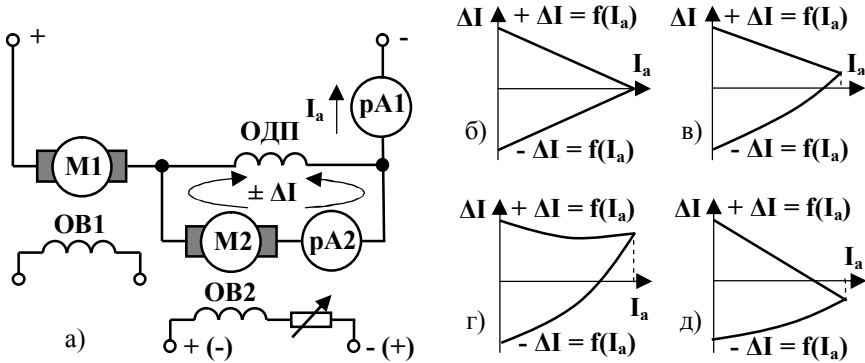


Рисунок 2.9 - Схема испытательной установки (а) и кривые подпитки дополнительных полюсов МПТ (б – д)

Ток в обмотке дополнительных полюсов регулируется путем изменения тока возбуждения генератора, и равен алгебраической сумме тока якоря и тока подпитки: $I_{\text{ОДП}} = I_a \pm \Delta I$. Методика испытаний заключается в следующем.

- В режиме холостого хода **М1** устанавливаются токи подпитки $\pm \Delta I$, при которых наблюдается допустимая степень искрения.
- **М1** последовательно нагружается, а токи $\pm \Delta I$ регулируются таким образом, чтобы степень искрения оставалась неизменной.
- Снимаются кривые подпитки $\pm \Delta I = f(I_a)$, по которым судят об условиях коммутации.

Если при любых значениях тока якоря при неизменной степени искрения соблюдается равенство: $+\Delta I \approx |-\Delta I|$ (рис. 2.9 – б), МДС добавочных полюсов обеспечивает нормальную коммутацию.

Характеристики, показанные на рис. 2.9 – в указывают на недостаточную величину МДС добавочных полюсов, а характеристики на рис. 2.9 – г – на их насыщение.

Если кривые подпитки имеют вид, показанный на рис. 2.9 – д, МДС дополнительных полюсов избыточна.

Глава 3. Двигатели постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением

3.1. Уравнения электромеханических и механических характеристик МПТ

Электрические машины постоянного тока могут работать не только в двигательном, но и в различных тормозных режимах.

Важнейшими характеристиками двигателей любой МПТ являются: *электромеханическая характеристика*, представляющая собой зависимость частоты вращения от тока якоря $\omega = f(I_a)$, и называемая также *скоростной*, и *механическая характеристика*, представляющая собой зависимость частоты вращения от электромагнитного момента $\omega = f(M)$. В общем случае уравнение равновесия напряжений и ЭДС цепи якоря имеет вид:

$$U = E + I_a \sum r_i, \quad (3.1)$$

где $\sum r_i$ – сумма собственного сопротивления обмотки якоря, и всех включенных последовательно с ней сопротивлений.

Учитывая, что ЭДС обмотки якоря равна: $E = C_E \Phi_B \omega$, и решая уравнение (3.1) относительно частоты вращения, получаем общее уравнение электромеханической характеристики:

$$\omega = \frac{U}{C_E \Phi_B} - \frac{\sum r_i}{C_E \Phi_B} I_a, \quad (3.2)$$

а выражая ток якоря из зависимости: $M = C_M \Phi_B I_a$, – уравнение механической характеристики:

$$\omega = \frac{U}{C_E \Phi_B} - \frac{\sum r_i}{C_E C_M \Phi_B^2} M. \quad (3.3)$$

Уравнения (3.2) и (3.3) являются общими для всех МПТ в различных режимах работы, но вид самих характеристик зависит от способа возбуждения.

3.2. Характеристики МПТ с независимым возбуждением в различных режимах работы

Система независимого возбуждения (рис.3.1 – а) отличается от системы параллельного возбуждения наличием специального источника питания обмотки возбуждения. Однако, если обмотки якоря и возбуждения получают питание от общих шин, но имеется возможность раздельной их коммутации и раздельного регулирования параметров (рис. 3.1 – б), машина с параллельным возбуждением практически ничем не отличается от машины с независимым возбуждением.

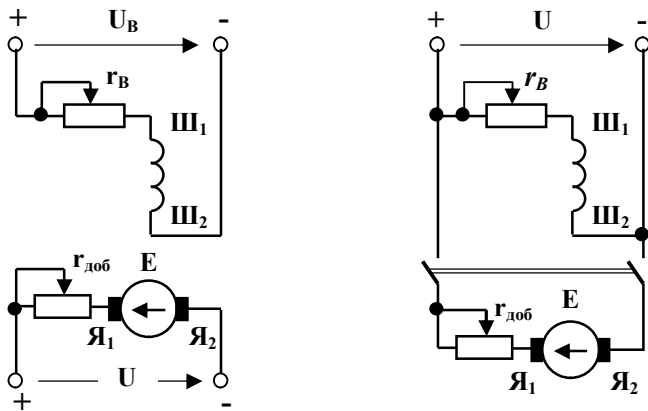


Рисунок 3.1 – Схемы включения двигателей постоянного тока с независимым (а) и параллельным (б) возбуждением

При независимом питании обмотки возбуждения помимо двигательного режима реализуются также: режим генераторного (рекуперативного) торможения; режим динамического (реостатного) торможения; режим электромагнитного торможения (торможения противовключением или противотоком). Общим признаком этих режимов является противоположное направление развиваемого машиной момента и частоты вращения якоря.

При условии неизменности основного потока возбуждения ($\Phi_B = \text{const}$) характеристики, описываемые уравнениями (3.2), (3.3), представляют собой линейные зависимости, которые соответствуют всем указанным режимам работы, и располагаются в четырех квадрантах (рис. 3.2).



Рисунок 3.2 – Характеристики МПТ НВ в различных режимах работы

Характеристика **1** при отсутствии добавочных сопротивлений в цепи якоря называется *естественной*, располагается в **1-м** квадранте, и продолжается во **2-м** и **4-м** квадрантах. Ее координаты определяются двумя точками. Режим идеального холостого хода:

$$M = 0; \quad \omega_0 = \frac{U}{C_E \Phi_B}. \quad (3.4)$$

Вторая точка соответствует моменту пуска двигателя, который эквивалентен режиму короткого замыкания обмотки якоря:

$$\omega = 0; \quad I_a = I_{a,к} = I_{a,пуск} = U/r_a; \quad M = M_к = M_{пуск} = C_M \Phi_B I_{a,к}. \quad (3.5)$$

Участок характеристики, заключенный между этими точками соответствует двигательному режиму работы с прямым направлением вращения, продолжение ее во 2-м квадранте – режиму генераторного (рекуперативного) торможения, и продолжение в 4-м квадранте (на рис. 3.2 не показано) – режиму торможения противовключением.

Расположенная в 4-м квадранте характеристика 2 продолжается во 2-м и 3-м квадрантах, и является зеркальным отображением характеристики 1, что соответствует обратному направлению вращения.

Искусственная характеристика 3 аналогично характеристике 1 располагается в 1-м (двигательный режим), 2-м (генераторное торможение), и 4-м (торможение противовключением) квадрантах. Включение добавочного сопротивления в цепь якоря приводит к увеличению наклона характеристики и изменению второй координаты:

$$I_{a.k} = \frac{U}{r_a + r_{доб}}; \quad M_k = C_M \Phi_B I_{a.k}. \quad (3.6)$$

Характеристика 4 является зеркальным отображением характеристики 3, и описывает те же режимы работы, но при обратном направлении вращения машины в режиме двигателя.

Характеристики 5 и 6 соответствуют режиму динамического торможения при отсутствии (5) и наличии (6) добавочного сопротивления в цепи якоря. При динамическом торможении обмотка якоря замыкается на сопротивление, и ток в ней изменяет направление на противоположное. Одна координата всего семейства характеристик находится в начале координат, а вторая равна:

$$\omega = \omega_{нач}; \quad I_a = -\frac{E}{r_a + r_{доб}} = -\frac{C_E \Phi_B \omega_{нач}}{r_a + r_{доб}}, \quad (3.7)$$

где $\omega_{нач}$ – частота вращения в момент начала торможения.

3.3. Двигательный режим работы МПТ НВ

Двигательный режим работы характеризуется тем, что направление вращения якоря совпадает с направлением развиваемого машинной момента, при этом выполняются неравенства:

$$U > E; \quad \omega_0 > \omega > 0; \quad I_{a.k} > I_a > 0; \quad M_k > M > 0.$$

Изменение направления вращения достигается путем изменения полярности обмотки якоря, или обмотки возбуждения. Характеристики при прямом и обратном вращениях идентичны. Сопротивление цепи якоря ДПТ НВ весьма мало, и при прямом пуске ток может многократно превышать номинальное значение. Для его ограничения применяется реостатный пуск, при котором в цепь якоря на время пуска вводятся добавочные сопротивления (рис. 3.3).

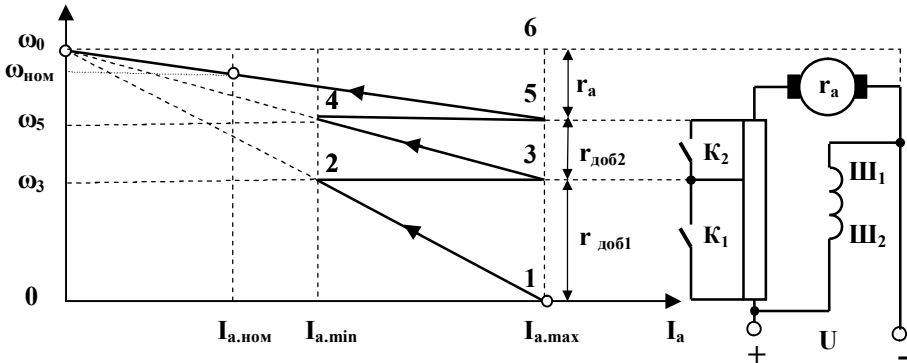


Рисунок 3.3 – Пусковая диаграмма двигателя постоянного тока независимого (параллельного) возбуждения

Сопротивление пускового реостата определяется по максимально допустимому току якоря, который составляет:

$$I_{a,max} = \frac{U_{ном}}{r_a + \sum r_{доб.i}} = (2 - 3)I_{a,ном} ; \sum r_{доб.i} = \frac{U_{ном}}{I_{a,max}} - r_a . \quad (3.8)$$

Для ускорения пуска применяют несколько ступеней пускового реостата, сопротивления которых находят по пусковой диаграмме. Ток при этом изменяется в пределах:

$$I_{a,min} \leq I_a \leq I_{a,max}$$

В начале пуска (точка 1) устанавливается наибольшее сопротивление пускового реостата, рассчитанное по формуле (3.8). По мере разгона ЭДС якоря возрастает: $E \uparrow = C_E \Phi_B \omega \uparrow$, а ток уменьшается: $I_a \downarrow = (U - E \uparrow) / \sum r_i$ до значения $I_{a,min}$. В точке 2 одна ступень пус-

кового реостата ($r_{доб1}$) замыкается накоротко, и ток возрастает до $I_{a,max}$ (точка 3). Далее процесс идет по участку новой характеристики $3 \rightarrow 4$. В точке 4 замыкается вторая ступень пускового реостата, и в точке 5 двигатель выходит на естественную характеристику. Количество ступеней пускового реостата выбирают исходя из требований к плавности и скорости пуска. Из уравнения (3.2) следует, что при равных значениях магнитного потока и тока перепад частоты вращения $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_i$ зависит только от сопротивлений, поэтому расчет значений сопротивления на каждой ступени идет исходя из пропорций:

$$\omega_0 = 1 - 6 \equiv r_a + \sum r_{доб.i}; \quad \omega_0 - \omega_3 = 1 - 3 \equiv r_{доб1}; \quad 3 - 5 \equiv r_{доб.2};$$

$$\omega_0 - \omega_5 = 5 - 6 \equiv r_a.$$

Ток, протекающий через пусковой реостат, вызывает значительные потери энергии. Этот недостаток можно устранить путем постепенного повышения напряжения на якоре при пуске. Потери энергии в этом случае минимальны, но требуется регулируемый источник напряжения для питания обмотки якоря. Ток возбуждения при пуске уменьшать нецелесообразно, так как это приводит к уменьшению момента: $M_{пуск} \downarrow = C_M \Phi_B \downarrow I_{a,пуск}$, и пуск затягивается, либо становится невозможным.

На практике часто возникает задача расчета характеристик ДПТ НВ по номинальным значениям мощности, тока, напряжения, частоты вращения, и КПД, которые приводятся на их щитках и в каталогах. В режиме идеального холостого хода заведомо: $I_a = 0$; $M = 0$, и достаточно определить только ω_0 :

$$\omega_0 = \omega_{ном} \frac{U_{ном}}{U_{ном} - I_{a,ном} r_a}, \quad (3.9)$$

где сопротивление якоря r_a допустимо определять по формуле:

$$r_a = 0,5(1 - \eta_{ном}) \frac{U_{ном}}{I_{a,ном}}. \quad (3.10)$$

Вторая точка соответствует номинальному режиму работы:

$$\omega = \omega_{\text{ном}} ; I_a = I_{a.\text{ном}} ; M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\omega_{\text{ном}}} . \quad (3.11)$$

Частоты вращения n , об/мин и ω , с^{-1} связаны равенством:

$$\omega = \frac{2\pi}{60} n \cong 0,105n . \quad (3.12)$$

При расчетах искусственных характеристик необходимо определять величины $C_E \Phi_B$ и $C_M \Phi_B$. Если частота вращения учитывается в радианах (ω , с^{-1}):

$$C_E \Phi_B = C_M \Phi_B = \frac{U_{\text{ном}} - I_{a.\text{ном}} r_a}{\omega_{\text{ном}}} . \quad (3.13)$$

Искусственные характеристики строятся по уравнениям (3.2), (3.3), в которые подставляются необходимые значения добавочных сопротивлений в цепи якоря, напряжения, или потока возбуждения.

При введении в цепь якоря добавочного сопротивления увеличивается наклон электромеханических и механических характеристик, а частота вращения идеального холостого хода остается неизменной (рис. 3.4 – а). Установившемуся режиму работы соответствуют точки пересечения характеристик двигателя и рабочей машины (M_c). По мере увеличения наклона характеристик колебания скорости возрастают при относительно малых возмущениях M_c . Возрастают и потери мощности в добавочных сопротивлениях:

$$\Delta P_{\text{доб}} \uparrow = M_c (\omega_0 - \omega_{\text{уст}}) \uparrow .$$

При неизменном потоке возбуждения:

$$C_E \Phi_B = \text{const} ; C_E C_M \Phi_B^2 = \text{const} ,$$

поэтому зависимости: $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$ имеют одинаковый вид, и различаются только коэффициентами пропорциональности.

При изменении напряжения и $r_{\text{доб}} = 0$, характеристики: $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$ не изменяют наклона, и проходят параллельно естественной характеристике (рис. 3.4 – б).

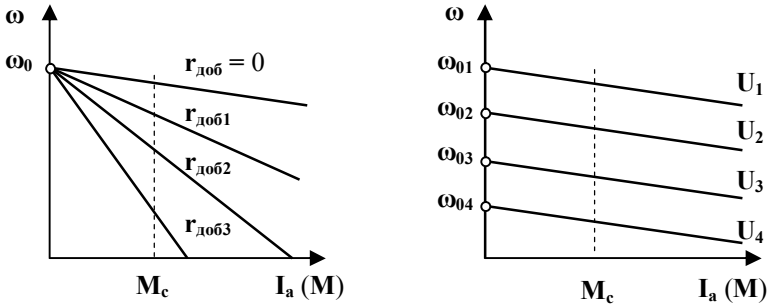


Рисунок 3.4 – Электромеханические и механические характеристики ДПТ НВ при введении в цепь якоря добавочного сопротивления (а) и изменении величины напряжения на якоре (б)

При неизменных значениях перепада частот вращения: $(\omega_{0i} - \omega_{уст.i}) = \text{const}$ и момента сопротивления: $M_c = \text{const}$, потери остаются неизменными: $\Delta P_{a.i} = M_c (\omega_{0i} - \omega_{уст.i}) = \text{const}$. Как и в предыдущем случае, при неизменном потоке возбуждения зависимости $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$ имеют одинаковый вид.

Иные закономерности имеют место при изменении потока возбуждения. Поскольку увеличение тока возбуждения сверх номинального значения ведет к насыщению магнитной системы, практическое значение имеет только его уменьшение, причем между током возбуждения и потоком имеет место линейная зависимость $\Phi_B = f(I_B)$. Из уравнений (3.2) и (3.3) следует, что уменьшение потока приводит к обратно пропорциональному увеличению частоты вращения идеального холостого хода: $\frac{U}{C_E \Phi_B} \downarrow = \omega_0 \uparrow$. Однако, ток якоря и момент

при этом изменяются по различным законам. Пусковой ток не зависит от потока, и остается неизменным, а пусковой момент уменьшается:

$$I_{a.пуск} = U/r_a = \text{const}; \quad C_M I_{a.пуск} \Phi_B \downarrow = M_{пуск} \downarrow.$$

Характеристики $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$ при различных значениях потока возбуждения показаны на рис. 3.5.

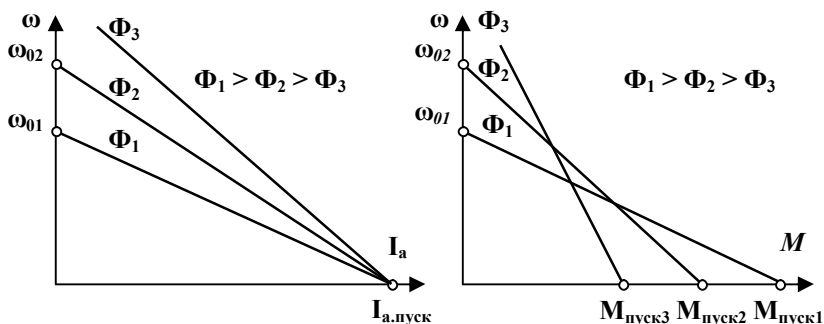


Рисунок 3.5 – Электромеханические (а) и механические (б) характеристики ДПТ НВ при различных потоках возбуждения

Одновременно с уменьшением электромагнитного момента частота вращения двигателя увеличивается, а развиваемая им электромагнитная мощность при изменении потока возбуждения остается практически постоянной:

$$P_{\text{ЭМ}} = M \downarrow \omega \uparrow \approx \text{const} .$$

Однако, если момент сопротивления превысит электромагнитный момент, двигатель остановится, причем ток якоря будет равен пусковому току, что является аварийным режимом. В режиме холостого хода ($M_c \Rightarrow 0$) чрезмерное уменьшение магнитного потока, или обрыв цепи возбуждения приводят к резкому возрастанию частоты вращения, и двигатель идет вразнос, что может привести к возникновению кругового огня на коллекторе, и заклиниванию подшипников. Практически при условии соответствующего уменьшения момента сопротивления магнитный поток можно снижать не более, чем в 2 – 2,5 раза по сравнению с его номинальным значением.

3.4. Режим генераторного (рекуперативного) торможения

Режим генераторного торможения, часто именуемого рекуперативным, возникает при выполнении общего условия: $\omega_i > \omega_{0i}$, однако, возможны различные пути его реализации. Характеристика (рис. 3.6 – а) имеет место в том случае, если он возникает под действием

внешнего движущего момента. Точка с координатами: $M = M_{c1}$; $\omega = \omega_1$ принадлежит двигательному режиму. Если теперь момент сопротивления изменит знак, якорь ускорится в соответствии с характеристикой $\omega = f(M)$, и, после того, как будут выполнены условия:

$$E > U; \omega > \omega_0 > 0; I_a < 0; M < 0,$$

машина перейдет в режим генераторного торможения, и будет возвращать (рекуперировать) в сеть мощность, сообщаемую ее валу за вычетом потерь. Такой режим довольно часто возникает в грузоподъемных механизмах (скоростной спуск), электротяге (движение под уклон больших инерционных масс), и т.п. случаях. Если внешний момент, приложенный к валу машины, остается неизменным, в точке: $M = M_{c2}$; $\omega = \omega_2$ наступает установившийся режим, и она работает параллельно с сетью, как генератор с независимым возбуждением.

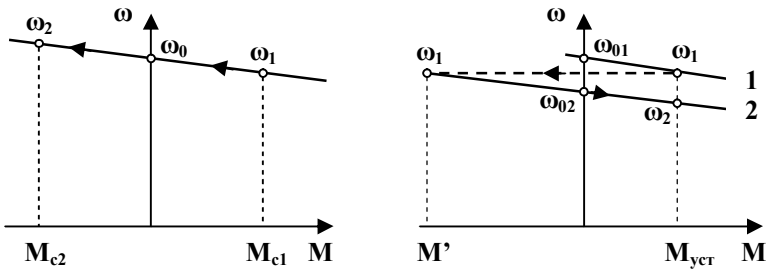


Рисунок 3.6 – Характеристики ДПТ НВ в режимах генераторного торможения при скоростном спуске (а) и при понижении напряжения (б)

Второй вид торможения с рекуперацией возникает, если машина переходит на другую характеристику $\omega = f(M)$ с меньшей частотой вращения идеального холостого хода, например, в результате уменьшения напряжения. Начало процесса имеет место в точке; $M = M_{уст}$; $\omega = \omega_1$ на характеристике двигательного режима 1. Если напряжение уменьшилось настолько, что выполнится условие: $\omega_1 > \omega_{02}$, машина перейдет в режим генераторного торможения в точку: $M = M'$ $\omega = \omega_1$, а затем по характеристике 2 вернется к двигательному режиму, но с новым установившимся значением частоты вращения ω_2 .

Рекуперация в данном случае осуществляется за счет разницы кинетической энергии движущихся частей электропривода при различных частотах вращения:

$$W_{\text{кин}} = J \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2}. \quad (3.14)$$

На различных стадиях этого процесса изменяются режимы работы МПТ НВ и условия их возникновения.

Двигательный режим при напряжении U_1 :

$$E = C_E \Phi_B \omega < U_1; \quad \omega_{01} > \omega > 0; \quad I_a > 0; \quad M > 0$$

Режим рекуперативного торможения:

$$E = C_E \Phi_B \omega > U_2; \quad \omega > \omega_{02}; \quad I_a < 0; \quad M < 0.$$

Двигательный режим при напряжении U_2 :

$$E = C_E \Phi_B \omega < U_2; \quad \omega_{02} > \omega > 0; \quad I_a > 0; \quad M > 0$$

Достоинство режимов генераторного торможения заключается в их энергетической эффективности.

3.5. Режим торможения противовключением

В отличие от рекуперативного торможения торможение противовключением обеспечивает полную остановку якоря МПТ, а при необходимости и его реверс.

Возможны два варианта реализации этого режима: тормозной спуск и изменение полярности напряжения на якоре. В обоих случаях направление момента, соответствующее полярности подключения обмоток, противоположно действительному направлению вращения якоря под действием внешнего момента или инерционных сил.

Характеристика тормозного спуска является продолжением характеристики двигательного режима с прямым направлением вращения в 4-м квадранте (рис. 3.7 – а). Допустим, момент сопротивления на валу ДПТ НВ, который осуществляет подъем груза, равен M_{c1} (точка А). Если теперь момент сопротивления, не изменяя знака, увеличится до M_{c2} , двигатель вначале остановится (точка В), а затем изменит на-

правление вращения, и перейдет в режим торможения. Точка C ($M = M_{c2}; \omega = \omega_C$) соответствует установившемуся режиму тормозного спуска при постоянной скорости, которая зависит от наклона характеристики. Ток при торможении превышает пусковой ток, его необходимо ограничивать путем введения в цепь якоря сопротивления. Этот режим характеризуется следующими условиями:

$$E = C_E \Phi_B \omega < 0; \quad \omega < 0; \quad I_a > 0; \quad M > 0.$$

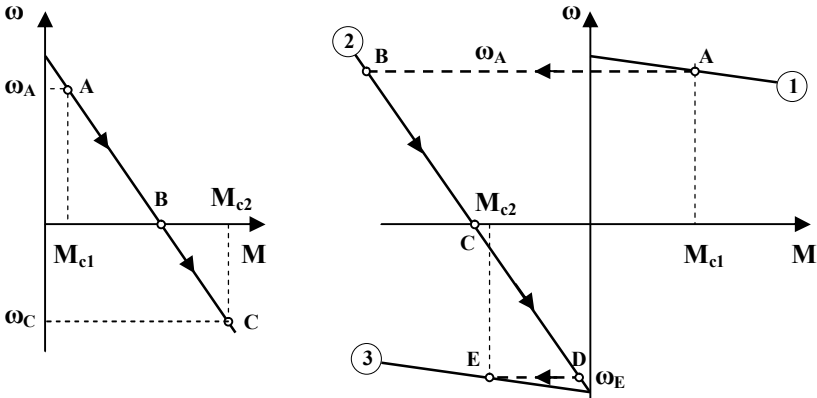


Рисунок 3.7 – Характеристики ДПТ НВ в режиме торможения противовключением: а – тормозной спуск; б – изменение полярности напряжения с последующим реверсом

Второй вид торможения противовключением осуществляется изменением полярности напряжения, приложенного к обмотке якоря. Изменение полярности обмотки возбуждения не применяется, поскольку она имеет большую индуктивность, которая оказывает существенное влияние на изменения магнитного потока при переходных процессах. Если первоначально машина работала в точке A лежащей на естественной характеристике 1 , после изменения полярности напряжения на обмотке якоря она переходит в режим торможения (реостатная характеристика 2 на рис. 3.7 – б). Вследствие инерционности электропривода частота вращения при этом практически не изменяется (ω_A), а момент определяется допустимым значением, и зависит от величины тормозного сопротивления (точка B). На участке $B - C$ выполняются следующие условия:

$$0 < E = C_E \Phi_B \omega < U_1; \quad \omega_{01} > \omega > 0; \quad I_a < 0; \quad M < 0$$

В точке **C** процесс торможения завершается и привод останавливается ($\omega = 0$). Если после этого не снять напряжение, под действием отрицательного движущего момента произойдет реверс, и машина перейдет по реостатной характеристике **2** в двигательный режим работы с обратным направлением вращения. В точке **D** тормозное сопротивление закорачивается, и двигатель переходит на естественную характеристику **3**. Точка **E** соответствует установившемуся режиму работы с моментом сопротивления M_{c2} при частоте вращения ω_E .

Режим торможения противовключениям характеризуется большими потерями мощности.

3.6. Режим динамического торможения

Динамическое торможение (ДТ) осуществляется путем отключения обмотки якоря от источника питания и замыкания её на тормозное сопротивление (рис. 3.8 – а). Поскольку обмотка возбуждения при этом остается включенной, а якорь продолжает вращаться по инерции, в его обмотке наводится ЭДС, под действием которой через тормозное сопротивление протекает ток. При $U = 0$ уравнения (3.1) – (3.3) принимают вид:

$$E + I_a \sum r_i = 0; \quad I_a = -\frac{E}{\sum r_i} = \frac{C_E \Phi_B \omega}{\sum r_i}; \quad (3.15)$$

$$\omega = -\frac{\sum r_i}{C_E \Phi_B} I_a; \quad (3.16)$$

$$\omega = -\frac{\sum r_i}{C_E C_M \Phi_B^2} M, \quad (3.17)$$

откуда следует, что характеристики динамического торможения отличаются от основных характеристик только тем, что частота вращения идеального холостого хода для них тождественно равна нулю: $\omega_0 = 0$. Наклон, как и в двигательном режиме, определяется величиной сопротивления цепи якоря. Прямому направлению вращения в двигательном режиме (1-й квадрант) соответствует участок характеристики динамического торможения во 2-м квадранте, а обратному (3-й квадрант) – участок в 3-м квадранте (рис. 3.8 – б).

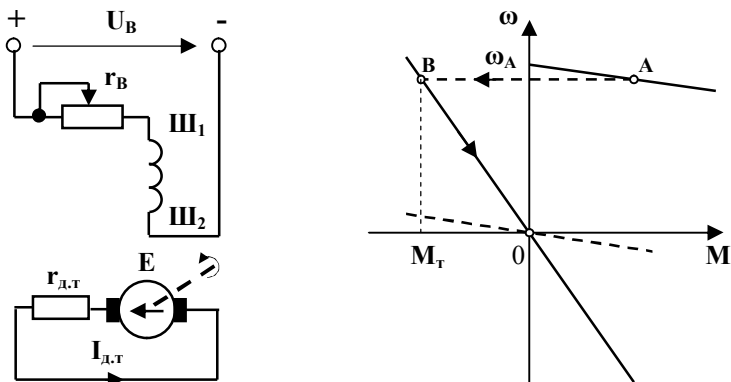


Рисунок 3.8 – Схема включения (а) и характеристики (б) ДПТ НВ в режиме динамического торможения

Переход к динамическому торможению из двигательного режима (точка **A** на рис. 3.8 – б) осуществляется следующим образом. После отключения якоря от источника питания и замыкания его на $r_{д.т}$, частота вращения остается практически неизменной, но ток, величина которого определяется уравнением (3.15), изменяет направление, и момент, развиваемый машиной, становится тормозным (точка **B**). Далее по реостатной характеристике (**B** – **0**) момент и частота вращения уменьшаются до нуля. Кинетическая энергия вращающихся масс $W_{кин} = J\omega_A^2/2$ выделяется в виде тепла в тормозном сопротивлении и сопротивлении якоря. Увеличение тормозного момента достигается переходом на характеристику с меньшим $r_{д.т}$.

3.7. Расчет тормозных сопротивлений

Независимо от вида торможения на первом этапе по уравнениям (3.9) – (3.13) определяются координаты естественной характеристики и сопротивление обмотки якоря r_a .

Началу динамического торможения соответствует точка **A** на естественной характеристике, параллельно ей проводится характеристика динамического торможения при $r_{д.т} = 0$ (рис. 9 – а).

Сопротивление, обеспечивающие ограничение тока при динамическом торможении до допустимого значения, равно:

$$I_{\text{доп}} = \frac{E_A}{r_a + r_{\text{дт}}} = \frac{C_E \Phi_B \omega_A}{r_a + r_{\text{дт}}}; \quad r_{\text{дт}} = \frac{E_A}{I_{\text{доп}}} - r_a. \quad (3.18)$$

Координаты точки **B**, на характеристике динамического торможения, определяются величиной допустимого тока и частотой вращения ω_A . Отрезки на перпендикуляре, восстановленном из точки **B** на ось абсцисс (рис. 3.9 – а), в масштабе равны сопротивлениям r_a и $r_{\text{дт}}$.

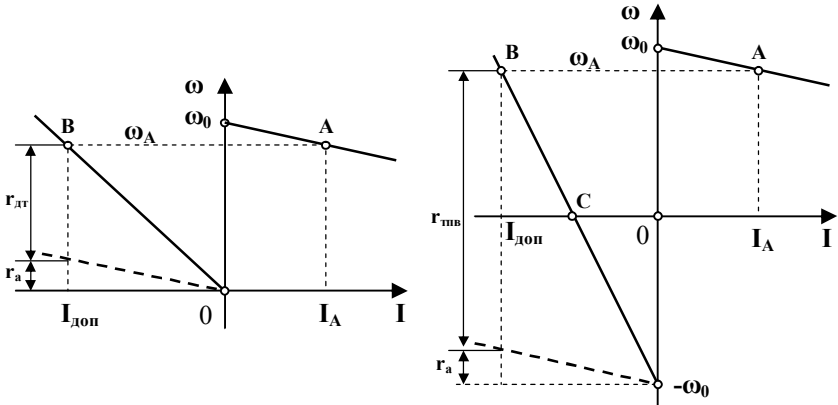


Рисунок 3.9 – К расчету сопротивлений при динамическом торможении (а) и торможении противовключением (б)

При торможении противовключением допустимый ток и сопротивление $r_{\text{твт}}$, определяются по формулам:

$$I_{\text{доп}} = \frac{E_A + U}{r_a + r_{\text{твт}}} = \frac{C_E \Phi_B \omega_A + U}{r_a + r_{\text{твт}}}; \quad r_{\text{твт}} = \frac{E_A + U}{I_{\text{доп}}} - r_a, \quad (3.19)$$

откуда следует, что для обеспечения тех же значений $I_{\text{доп}}$ и начального тормозного момента, что и при динамическом торможении, требуется большее сопротивление:

$$\frac{r_{\text{твт}}}{r_{\text{дт}}} = \left(1 + \frac{U}{E_A - I_{\text{доп}} r_a} \right).$$

На рис. 3.9 – б сопротивлению $r_{\text{твт}}$ соответствует отрезок, отсекаемый на перпендикуляре, восстановленном из точки **B** на ось абсцисс, естественной характеристикой двигательного режима с обратным направлением вращения.

Глава 4. Двигатели постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения

4.1. Механические и электромеханические характеристики ДПТ ПВ

Характерной особенностью двигателей постоянного тока последовательного возбуждения (ДПТ ПВ) (рис. 4.1 – а) является то, что в них ток возбуждения равен току якоря, в результате чего основной магнитный поток при изменениях нагрузки также изменяется.

Электромеханические и механические характеристики ДПТ ПВ описываются общими уравнениями:

$$\omega = \frac{U}{C_E \Phi_B} - \frac{\sum r_i}{C_E \Phi_B} I_a, \quad (4.1)$$

$$\omega = \frac{U}{C_E C_M \Phi_B} - \frac{\sum r_i}{C_E C_M \Phi_B^2} M. \quad (4.2)$$

Однако, их математический смысл принципиально изменяется по сравнению с тем, что имело место для шунтовых двигателей. Поскольку поток возбуждения является функцией тока якоря: $\Phi_B = C_\Phi I_a$, выражения (4.1), (4.2) можно преобразовать к виду:

$$\omega = \frac{U}{C_E C_\Phi I_a} - \frac{\sum r_i}{C_E C_\Phi} = \frac{A_1}{I_a} - B; \quad (4.3)$$

$$\omega = \frac{U \sqrt{C_E C_\Phi}}{\sqrt{M}} - \frac{\sum r_i}{C_E C_\Phi} = \frac{A_2}{\sqrt{M}} - B, \quad (4.4)$$

где $A_1 = \frac{U}{C_E C_\Phi}$; $A_2 = U \sqrt{C_E C_\Phi}$; $B = \frac{\sum r_i}{C_E C_\Phi}$ – постоянные.

Из этих уравнений видно, что характеристики $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$, общий вид которых показан на рис. 4.1 – б, в отличие от характеристик ДПТ НВ нелинейны.

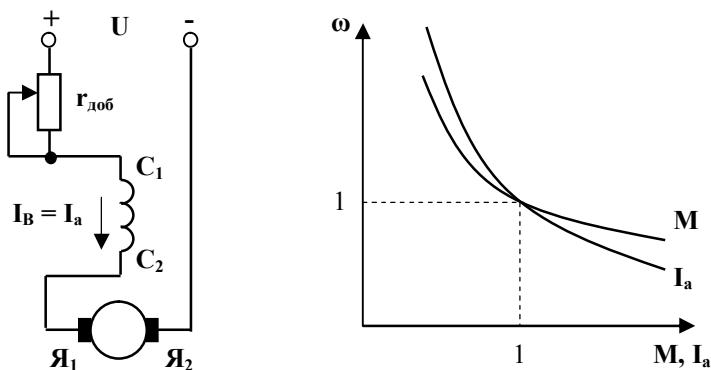


Рисунок 4.1 – Схема ДПТ последовательного возбуждения (а) и его характеристики: $\omega^* = f(I_a^*)$ и $\omega^* = f(M^*)$ (б)

При $M \Rightarrow 0$ и $I_a \Rightarrow 0$ первые члены этих уравнений стремятся к бесконечности:

$$\frac{U \sqrt{C_E C_\Phi}}{\sqrt{M}} \Rightarrow \infty; \quad \frac{U}{C_E C_\Phi I_a} \Rightarrow \infty,$$

поэтому ДПТ ПВ не имеют частоты вращения идеального холостого хода. Более того, при уменьшении нагрузки частота вращения резко возрастает, и они идут «вразнос». Практически для исключения этого режима момент сопротивления не должен быть меньше 25% номинального момента: $M_c \geq 0,25M_{ном}$, и должно быть обеспечено надежное соединение с валом рабочего механизма, исключающее клиноремные, цепные и другие передачи, которые могут нарушиться в процессе эксплуатации.

Второй особенностью является то, что переменные составляющие математически описываются гиперболическими функциями, в которых аргументы (ток и момент) имеют различные степени. В результате характеристики $\omega = f(I_a)$ и $\omega = f(M)$ в принципе не совпадают. Для выяснения сущности этого различия рассмотрим моментную характеристику $M = f(I_a)$, которая для ДПТ ПВ принимает вид:

$$M = C_M \Phi_B I_a = C_M C_\Phi I_a^2. \quad (4.5)$$

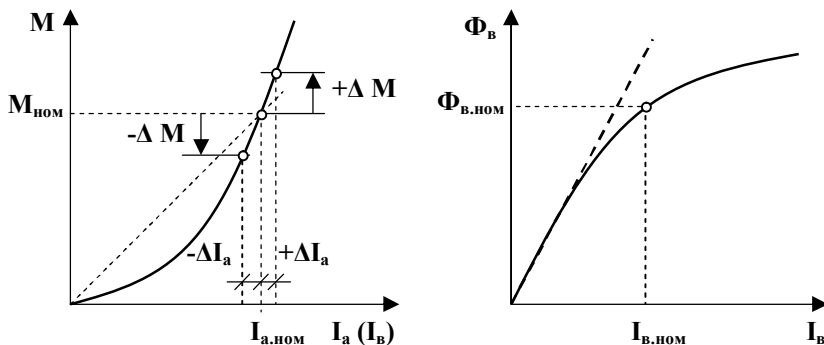


Рисунок 4.2 – Моментная характеристики ДПТ ПВ без учета насыщения магнитной системы (а); б – кривая намагничивания ДПТ

На рис. 4.2 – а моментная характеристика показана без учета насыщения магнитной системы, т.е. при коэффициенте пропорциональности между током возбуждения и магнитным потоком $C_\Phi \approx \text{const}$. Из анализа следует, что момент изменяется быстрее, чем ток, и относительно большим изменениям момента $\pm \Delta M$ соответствуют относительно малые изменения тока $\pm \Delta I_a$. Например, если при номинальной нагрузке: $M_c = M_{\text{ном}}$; $I_a = I_{a.\text{ном}} = I_{b.\text{ном}}$, то увеличение момента сопротивления на 50% приведет к увеличению тока в $\sqrt{1,5} \approx 1,225$ раз, т.е. на 22,5%, а уменьшение момента сопротивления на 50% приведет к уменьшению тока в $\sqrt{0,5} \approx 0,707$ раз, т.е. на 29,3%. Таким образом, ДПТ ПВ способны выдерживать значительные перегрузки по моменту при относительно малом увеличении тока якоря и потерь. Это является их главным преимуществом. В то же время, при малых нагрузках ток якоря и потери относительно велики.

Из уравнений (4.3), (4.4) следует, что увеличение сопротивления цепи якоря: $\sum r_i \uparrow$ не приводит к изменению первых их членов: $A_1 = \text{const}$, $A_2 = \text{const}$ но при этом: $B \uparrow$, и наклон искусственных характеристик увеличивается, что особенно заметно при больших токах, когда первый и второй члены уравнений становятся соизмеримыми (рис. 4.3 – а).

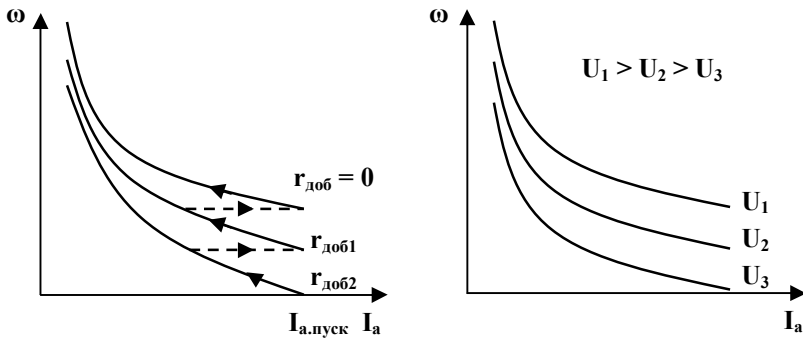


Рисунок 4.3 – Характеристики ДПТ ПВ при введении в цепь якоря добавочных сопротивлений (а) и изменении напряжения (б)

Пуск ДПТ ПВ осуществляется, как и в ДПТ НВ, путем введения в цепь якоря добавочных сопротивлений. Однако, вследствие нелинейности характеристик методика расчета ступеней пускового реостата будет иной, и рассматривается далее

Уменьшения напряжения ($U \downarrow$), приводит к соответствующему уменьшению постоянных A_1 и A_2 в уравнениях (4.3) и (4.4): $A_1 \downarrow$; $A_2 \downarrow$. При этом, если сопротивление цепи якоря неизменно, остается постоянным и B . Таким образом, перепад частот вращения, вызванный падением напряжения на сопротивлениях цепи $\sum r_i$, остается неизменным, и характеристики приобретают вид, показанный на рис. 4.3 – б.

Изменение основного магнитного потока в ДПТ ПВ осуществляется путем шунтирования обмотки возбуждения регулировочным реостатом, который необходимо рассчитывать на весьма большие токи. Ток в обмотке возбуждения и коэффициент пропорциональности между током якоря и потоком зависят от сопротивления обмотки возбуждения r_b и сопротивления шунтирующего реостата $r_{b,пер}$:

$$I_b = I_a \frac{r_{b,пер}}{r_b + r_{b,пер}}; \quad C'_\Phi = C_\Phi \frac{r_{b,пер}}{r_b + r_{b,пер}}. \quad (4.6)$$

Математический смысл уравнений (4.1) – (4.4) при этом не изменяется, но характеристики располагаются выше.

4.2. Универсальные характеристики ДПТ ПВ

Вследствие насыщения магнитной системы зависимости $\Phi_B = f(I_B)$ и $M = f(I_a)$ в ДПТ ПВ не линейны, и потому общие уравнения (4.1) – (4.4) являются приближенными. Для серий электродвигателей определенного типа реальные характеристики $\omega^* = f(I_a^*)$ и $M^* = f(I_a^*)$ задаются в каталогах в относительных единицах:

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_{ном}} ; I_a^* = \frac{I_a}{I_{a,ном}} ; M^* = \frac{M}{M_{ном}} ,$$

и называются *универсальными*. Их примеры показаны на рис. 4.4.

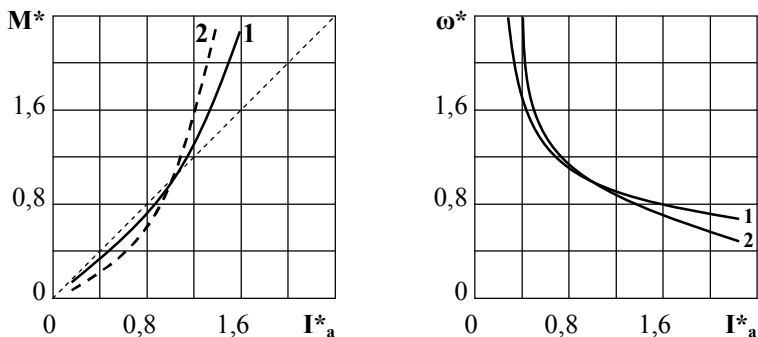


Рисунок 4.4 – Универсальные характеристики: а – моментная: 1 – реальная; 2 - ненасыщенная; б – электромеханические: 1 – при мощности более 10 кВт, 2 – при мощности менее 10 кВт

Каждому значению тока якоря всегда соответствуют строго определенные значения частоты вращения и момента, поэтому зависимости $\omega^* = f(I_a^*)$, $M^* = f(I_a^*)$ полностью определяют и механическую характеристику $\omega^* = f(M^*)$. Ее графическое построение показано на рис. 4.5. Зависимость $\omega^* = f(I_a^*)$ строится во втором квадранте, а зависимость $M^* = f(I_a^*)$ – в третьем. Координаты частоты вращения ω_i^* в любой точке зависимости $\omega^* = f(I_a^*)$ равны координатам зависимости $\omega^* = f(M^*)$, и определяются прямыми, параллельными оси абсцисс. Координаты момента определяются следующим образом. Из выбранной точки (например, 1) на ось I_a^* восстанавлива-

ется перпендикуляр до пересечения с характеристикой $M^* = f(I_a^*)$ в точке $1'$ и определяется значение момента, соответствующее частоте вращения в точке 1 , которое с помощью циркуля переносится на ось M^* , разделяющую 1-й и 4-й квадранты. Из полученной точки восстанавливается перпендикуляр, пресечение которого с координатой частоты вращения ω^*_1 и дает искомую точку $1''$. Другие точки характеристики $\omega^* = f(M^*)$ получают аналогичным образом. Переход от универсальных характеристик к реальным осуществляется по паспортным данным двигателей: $P_{ном}$, $U_{ном}$, $I_{ном}$, $\omega_{ном}$, $\eta_{ном}$.

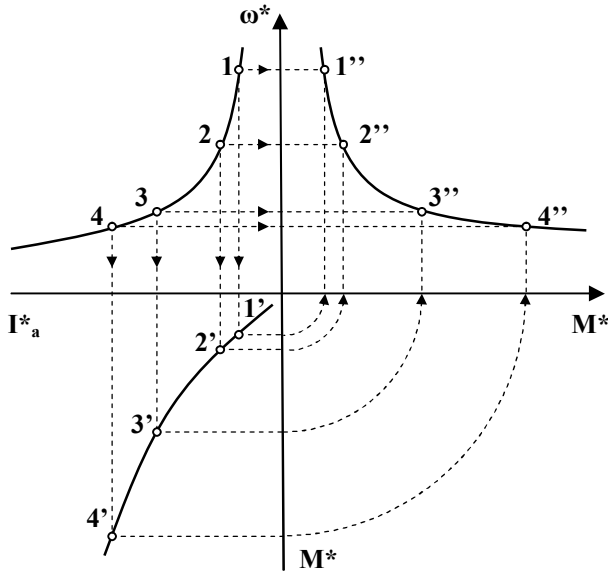


Рисунок 4.5 – Построение механической характеристики $\omega^* = f(M^*)$ по заданным зависимостям $\omega^* = f(I_a^*)$ и $M^* = f(I_a^*)$

4.3. Построение искусственных характеристик и пусковой диаграммы ДПТ ПВ

При расчете искусственных характеристик полагаем, что естественная характеристика ДПТ ПВ при номинальном напряжении и $r_{доб} = 0$ задана. Полное сопротивление цепи якоря равно сумме его собственного сопротивления (r_a) и сопротивления обмотки возбуждения ($r_{об}$).

При отсутствии справочных данных:

$$r_a + r_{об} = 0,75 \frac{U_{ном}}{I_{ном}} (1 - \eta_{ном}). \quad (4.7)$$

Реостатные характеристики получают путем введения в цепь якоря добавочных сопротивлений, все остальные параметры ДПТ ПВ при этом остаются неизменными. Построение *реостатной характеристики* $\omega_{и} = f(I_a)$, проходящей через точку с заданными координатами $\omega_{и}$; $I_{a,i}$, заключается в следующем. Преобразуем уравнения искусственной (реостатной) и естественной характеристик:

$$\omega_{и} = \frac{U}{C_E \Phi_B} - \frac{r_a + r_{об} + r_{доб}}{C_E \Phi_B} I_a = \frac{U}{C_E \Phi_B} \left(1 - \frac{r_a + r_{об} + r_{доб}}{U} I_a \right); \quad (4.8)$$

$$\omega_{е} = \frac{U}{C_E \Phi_B} - \frac{r_a + r_{об}}{C_E \Phi_B} I_a = \frac{U}{C_E \Phi_B} \left(1 - \frac{r_a + r_{об}}{U} I_a \right). \quad (4.9)$$

После деления (4.8) на (4.9) и простейших преобразований уравнение реостатной характеристики принимает вид:

$$\omega_{и} = \omega_{е} \frac{U - (r_a + r_{об} + r_{доб}) I_a}{U - (r_a + r_{об}) I_a}, \quad (4.10)$$

а его решение относительно добавочного сопротивления дает:

$$r_{доб} = \left(1 - \frac{\omega_{и}}{\omega_{е}} \right) \left(\frac{U}{I_a} - (r_a + r_{об}) \right). \quad (4.11)$$

По этой формуле определяется величина добавочного сопротивления $r_{доб}$, введение которого в цепь якоря обеспечивает прохождение реостатной характеристики через точку с заданными координатами. Частота вращения $\omega_{е,i}$ определяется при заданном токе по естественной характеристике. Для построения всей реостатной характеристики необходимо задаться рядом значений тока, определить соответствующие им значения $\omega_{е,i}$, и произвести расчет по формуле (4.10), не изменяя $r_{доб}$. Пример построения приведен на рис. 4.6 – а.

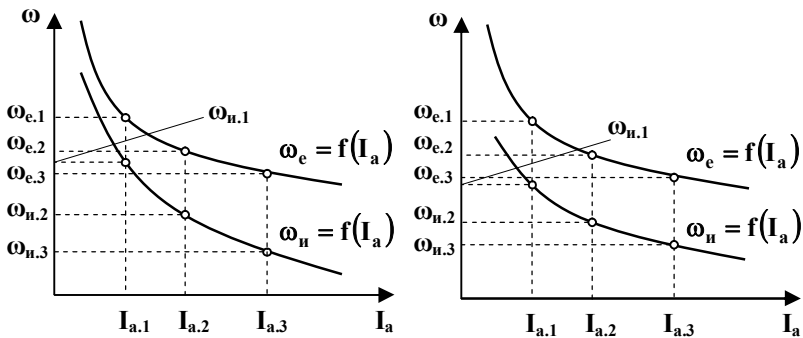


Рисунок 4.6 – Построение искусственных характеристик ДПТ ПВ по заданным координатам: а – реостатной; б – при изменении напряжения

Для построения искусственных характеристик при изменении напряжения уравнения $\omega_n = f(I_a)$ и $\omega_e = f(I_a)$ преобразуются к виду:

$$\omega_n = \frac{U_n}{C_E \Phi_B} - \frac{r_a + r_{об}}{C_E \Phi_B} I_a = \frac{r_a + r_{об}}{C_E \Phi_B} \left(\frac{U_n}{r_a + r_{об}} - I_a \right); \quad (4.12)$$

$$\omega_e = \frac{U_{ном}}{C_E \Phi_B} - \frac{r_a + r_{об}}{C_E \Phi_B} I_a = \frac{r_a + r_{об}}{C_E \Phi_B} \left(\frac{U_{ном}}{r_a + r_{об}} - I_a \right). \quad (4.13)$$

Уравнение искусственной характеристики в новой форме записи получаем путем деления (4.12) на (4.13):

$$\omega_n = \omega_e \frac{U_n - (r_a + r_{об}) I_a}{U_{ном} - (r_a + r_{об}) I_a}. \quad (4.14)$$

Решение относительно требуемого значения напряжения:

$$U_n = \frac{\omega_n}{\omega_e} (U_{ном} - I_a (r_a + r_{об})) + I_a (r_a + r_{об}). \quad (4.15)$$

Частота вращения $\omega_{e,i}$ в заданной точке определяется по естественной характеристике при токе $I_{a,i}$.

Для построения всей искусственной характеристики (рис. 4.6 – б) необходимо задаться рядом значений тока, определить соответствующие им значения $\omega_{e,i}$ и произвести расчет по формуле (4.14).

Реостатный пуск ДТП ПВ осуществляется таким же образом, как и ДТП НВ (рис. 4.7 – а), но расчет ступеней пускового реостата производится иначе.

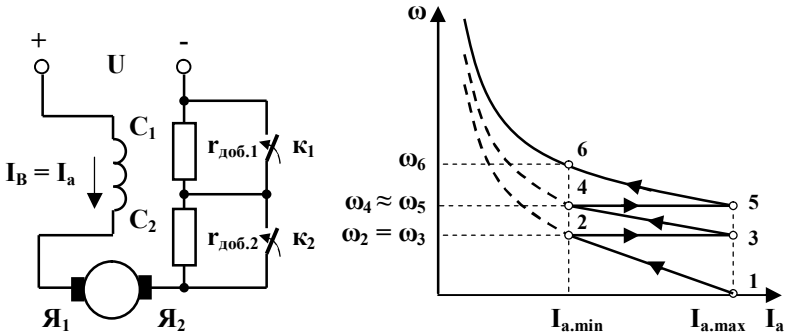


Рисунок 4.7 – Схема реостатного пуска (а) и пусковая диаграмма (б)

Вследствие нелинейности характеристик $\omega_n = f(I_a)$ графические методы требуют дополнительных построений, и становятся громоздкими. Аналитический расчет заключается в следующем.

1. Задаются пределы изменения тока: $(I_{a.min}; I_{a.max})$, и по естественной характеристике определяются соответствующие им частоты вращения (точки 5 и 6 на пусковой диаграмме рис. 4.7 – б).
2. По формуле (4.11), определяем добавочное сопротивление. С учетом того, что в момент пуска $\omega_n = 0$; $I_a = I_{a.max}$, получаем:

$$r_{доб.1} + r_{доб.2} = \frac{U}{I_{a.max}} - (r_a + r_{об}).$$

3. Подставляя в формулу (4.11) значения: $\omega_c = \omega_6$; $I_a = I_{a.min}$; $r_{доб} = r_{доб.1} + r_{доб.2}$, получаем частоту вращения ω_2 :

$$\omega_2 = \omega_6 \frac{U - (r_a + r_{об} + r_{доб.1} + r_{доб.2})I_{a.min}}{U - (r_a + r_{об})I_{a.min}}.$$

4. Полагая, что замыкание контактов происходит практически мгновенно, получаем координаты точки 3: $\omega_3 = \omega_2$; $I_a = I_{a.max}$.

Подставляя в формулу (4.11) эти значения и $\omega_e = \omega_6$, рассчитываем сопротивление второй ступени:

$$r_{\text{доб.2}} = \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_6} \right) \left(\frac{U}{I_{\text{a.max}}} - (r_a + r_{\text{ов}}) \right).$$

5. По найденному сопротивлению $r_{\text{доб.2}}$ и току $I_a = I_{\text{a.min}}$ находим частоту вращения ω_4 :

$$\omega_4 = \omega_6 \frac{U - (r_a + r_{\text{ов}} + r_{\text{доб.2}})I_{\text{a.min}}}{U - (r_a + r_{\text{ов}})I_{\text{a.min}}}.$$

Расчет можно считать законченным, если выполняется условие: $\omega_4 \approx \omega_5$. В противном случае необходимо соответствующим образом изменить нижний предел изменения тока, и повторить вычисления.

4.4. Тормозные режимы ДПТ ПВ

Поскольку ДПТ ПВ не имеют конечного значения частоты вращения идеального холостого хода, торможение с рекуперацией для них осуществить невозможно, и применяются только торможение противовключением (рис. 4.8) и динамическое торможение (рис. 4.9)..

Для ограничения тока при торможении противовключением в цепь якоря вводится сопротивление $r_{\text{тпв}}$, величина которого рассчитывается по формуле (4.11) с учетом того, что частота вращения изменяет знак, а ток якоря равен предельно допустимому значению.

При тормозном спуске ДПТ ПВ из двигательного режима на естественной характеристике (точка **1**) вначале переходит на реостатную характеристику (точка **2**), затем останавливается (точка **3**), под действием внешнего момента изменяет направление вращения, и переходит в режим торможения противовключением (4-квadrant). Точка **4** соответствует установившемуся режиму тормозного спуска.

При торможении изменением полярности напряжения на якоре **ДПТ ПВ** последовательно переходит из двигательного режима с прямым направлением вращения (точка **1'** на естественной характеристике) в режим торможения на реостатную характеристику (точка **2'**), и останавливается в точке **3'**. Далее, если питание не отключается, происходит его реверс.

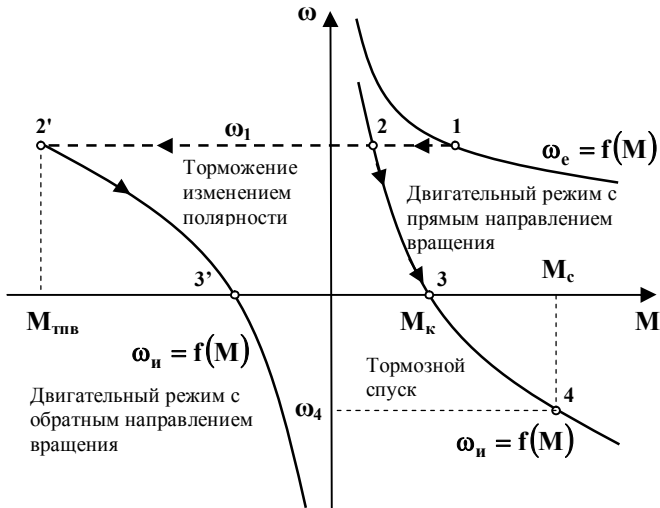


Рисунок 4.8 – Характеристики ДТП ПВ при тормозном спуске и противовключении изменением полярности напряжения

Возможны два вида динамического торможения ДТП ПВ: с самовозбуждением и с независимым возбуждением.

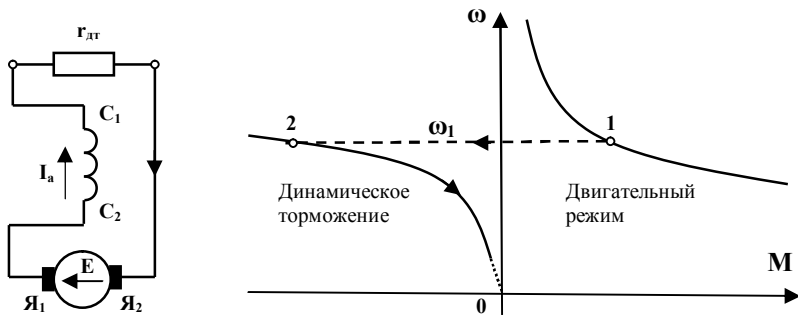


Рисунок 4.9 – Схема (а) и характеристика (б) динамического торможения с самовозбуждением

При торможении с самовозбуждением последовательно соединенные обмотка якоря и обмотка возбуждения замыкаются на тормозной резистор $r_{дт}$ (рис. 4.9 – а), причем полярность одной из обмоток во избежание размагничивания магнитной цепи предварительно изменя-

ется на противоположную. Далее ДПТ ПВ работает как генератор постоянного тока с самовозбуждением. При значительном моменте инерции вследствие интенсивного процесса самовозбуждения могут возникать большие скачки тормозного момента, причем частота вращения при этом уменьшается мало (рис. 4.9 – б), что является существенным недостатком данного способа.

Динамическое торможение при независимом возбуждении осуществляется таким же образом, как в ДПТ НВ, и ДПТ ПВ имеет в этом режиме аналогичные характеристики.

4.5. Характеристики ДПТ смешанного возбуждения

Двигатели смешанного возбуждения (рис. 4.10 – а) сочетают в себе свойства ДПТ НВ и ДПТ ПВ.

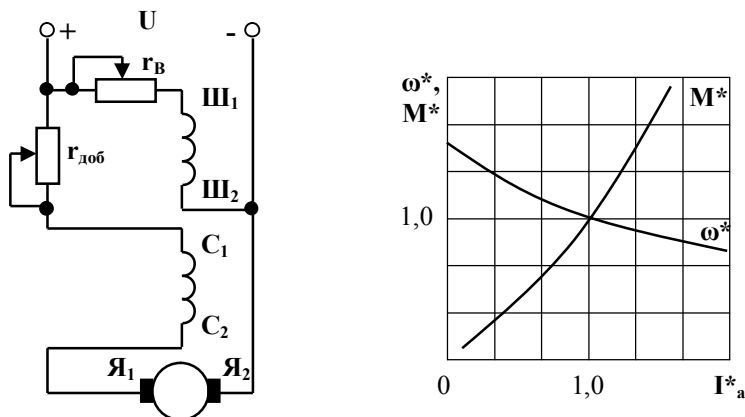


Рисунок 4.10 – Схема включения (а) и универсальные характеристики (б) ДПТ смешанного возбуждения

Основной магнитный поток создается в результате сложения потоков, создаваемых обмотками независимого (параллельного) и последовательного возбуждения. Обычно обмотки рассчитываются таким образом, чтобы при малых нагрузках преобладал поток, создаваемый шунтовой обмоткой, а при больших – поток от последовательного возбуждения. При этом двигатель имеет конечное значение частоты вращения идеального холостого хода, определяемое магнитным потоком, создаваемым шунтовой обмоткой, и может работать при

малых нагрузках. По мере увеличения тока якоря возрастает и влияние обмотки последовательного возбуждения, поэтому ДПТ смешанного возбуждения способен выдерживать значительные перегрузки.

Его механические и электромеханические характеристики занимают промежуточное положение между характеристиками ДПТ НВ и ДПТ ПВ. Они не поддаются точному аналитическому описанию, и задаются в виде универсальных характеристик, пример которых приведен на рис. 4.10 –б. При расчете искусственных характеристик применяются те же методы, что и для ДПТ ПВ.

Для ДПТ смешанного возбуждения возможны все режимы работы, характерные для ДПТ НВ (рис. 4.11).

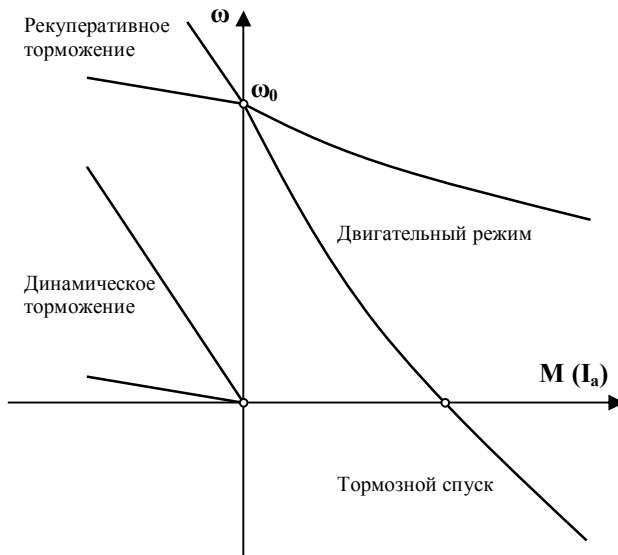


Рисунок 4.11 – Характеристики ДПТ смешанного возбуждения в различных режимах работы

Во избежание размагничивания магнитной цепи вследствие изменения направления тока обмотка последовательного возбуждения на время торможения шунтируется, поэтому характеристики, получаемые в тормозных режимах, идентичны характеристикам ДПТ НВ. Исключение составляет режим тормозного спуска, при котором ток не изменяет своего направления ни в обмотке якоря, ни в обмотке последовательного возбуждения. Его характеристика не линейна, и является продолжением характеристики двигательного режима в 4-м квадранте.

Глава 5. Генераторы постоянного тока

5.1. Генераторы постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением

Характерной особенностью *генераторов постоянного тока с независимым возбуждением* (ГПТ НВ) является то, что основной поток возбуждения в них создается шунтовой (параллельной) обмоткой возбуждения, которая подключается к независимому источнику питания, и гальванически не связана с обмоткой якоря (рис. 5.1 – а). Ток возбуждения ГПТ НВ значительно меньше тока якоря. В генераторах малой мощности для создания основного магнитного потока иногда применяют постоянные магниты.

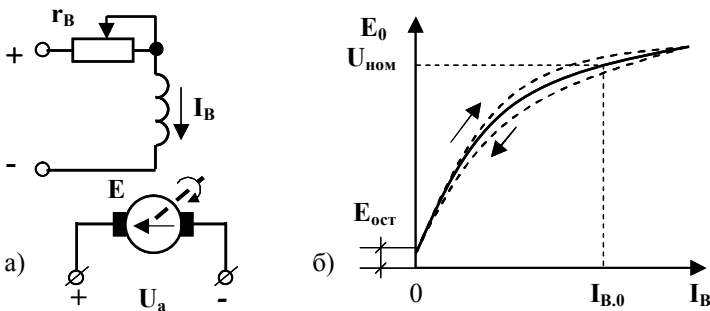


Рисунок 5.1 – Схема (а) и характеристика холостого хода (б) генератора постоянного тока с независимым возбуждением

Свойства ГПТ определяются следующими основными характеристиками: холостого хода, внешними и регулировочными.

Характеристика холостого хода (рис. 5.1 – б) представляет собой зависимость ЭДС генератора от тока возбуждения $E_0 = f(I_B)$ при отсутствии нагрузки ($I_a = 0$), и постоянной частоте вращения ($n = const$). Поскольку ЭДС обмотки равна: $E_0 = C_E \Phi_B n$, при этих условиях характеристика холостого хода практически идентична кривой намагничивания электрической машины $\Phi_B = f(I_B)$. Снимают характеристику следующим образом. Якорь генератора приводится во вращение в определенном направлении, после чего ток возбуждения плавно увеличивается от нуля до тех пор, пока ЭДС не станет пример-

но равна $1,25U_{\text{ном}}$. После этого ток плавно уменьшается до нуля. Вследствие гистерезиса восходящая (полученная при увеличении тока) и нисходящая (полученная при уменьшении тока) характеристики различаются, а при $I_B = 0$ за счет остаточного магнитного потока наводится ЭДС $E_{\text{ост}}$, обычно равная 2 – 5% от $U_{\text{ном}}$. Расчетная характеристика холостого хода строится по средним значениям ЭДС.

Внешние характеристики (рис. 5.2 – а) представляют собой зависимость напряжения от тока якоря $U = f(I_a)$ при неизменных значениях частоты вращения ($n = \text{const}$) и тока возбуждения ($I_B = \text{const}$).

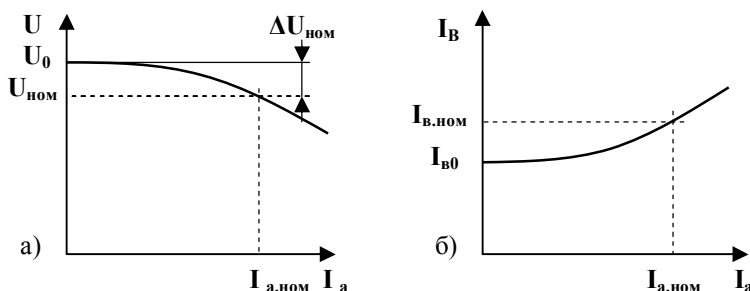


Рисунок 5.2 – Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики ГПТ с независимым возбуждением

С увеличением нагрузки напряжение на якоре ГПТ уменьшается в результате размагничивающего действия реакции якоря и падения напряжения на собственном суммарном сопротивлении цепи якоря электрической машины:

$$U_a = E_0 - \Delta E_a - I_a \sum r. \quad (5.1)$$

Относительное изменение напряжения при переходе от режима холостого хода к номинальной нагрузке составляет:

$$\Delta u_{\text{ном}}, \% = \frac{U_0 - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} 100\% \quad (5.2)$$

и обычно находится в пределах 5 – 15%.

Регулировочные характеристики $I_B = f(I_a)$ показывают, каким образом необходимо изменять ток возбуждения при изменениях тока якоря для того, чтобы при неизменной частоте вращения ($n = \text{const}$) поддерживать неизменным напряжение на выводах обмотки якоря ($U_a = \text{const}$). По мере возрастания нагрузки ток возбуждения в ГПТ с НВ необходимо увеличивать. Его относительное значение при переходе от режима холостого хода к номинальной нагрузке составляет:

$$\Delta i_{B.\text{ном}}, \% = \frac{I_{B.\text{ном}} - I_{B0}}{I_{B0}} 100\% . \quad (5.3)$$

Генераторы с независимым возбуждением допускают регулирование и стабилизацию напряжения в весьма широких пределах. Однако, для питания обмотки возбуждения необходим специальный источник, что является существенным недостатком, и неприемлемо в системах автономного электроснабжения.

Указанного недостатка лишены генераторы параллельного возбуждения (рис. 5.3 – а), принцип действия которых основан на использовании потока остаточного магнетизма.

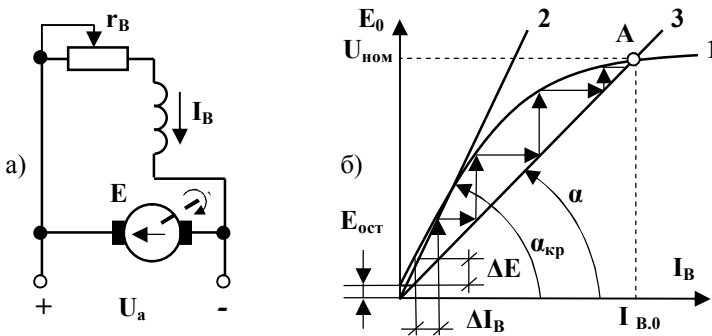


Рисунок 5.3 – Схема (а) и вольт-амперные характеристики (б) ГПТ самовозбуждением

При вращении якоря даже в его обмотке под действием остаточного магнитного потока даже при отсутствии тока возбуждения возникает остаточная ЭДС $E_{\text{ост}}$ (рис. 5.3 – б). Для нормального развития процесса самовозбуждения необходимо выполнить ряд условий.

Первое условие самовозбуждения вытекает из сказанного и заключается в наличии остаточного магнитного потока, обеспечивающего появление ЭДС $E_{ост}$.

Второе условие самовозбуждения заключается в согласном направлении остаточного магнитного потока и потока возбуждения, создаваемого ЭДС обмотки якоря при его вращении, результатом чего является возрастание результирующего магнитного потока. Это достигается путем строгого соблюдения полярности обмотки возбуждения по отношению к выводам обмотки якоря.

Третье условие самовозбуждения состоит в использовании нелинейной части характеристики холостого хода ГПТ.

Четвертое условие самовозбуждения является следствием третьего условия, и заключается в том, что полное сопротивление цепи возбуждения должно быть меньше критического значения, которому соответствует линейная часть характеристики холостого хода:

$$r_{в} = \operatorname{tg} \alpha < r_{кр} = \operatorname{tg} \alpha_{кр} . \quad (5.4)$$

Это условие означает, что вольт-амперная характеристика цепи возбуждения должна пересекаться с нелинейной частью характеристики холостого хода МПТ.

При соблюдении всех условий самовозбуждения процесс идёт следующим образом (рис. 5.3 – б). Под действием ЭДС $E_{ост}$ в обмотке возбуждения появляется ток $\Delta I_{в}$, который в свою очередь приводит к приращению магнитного потока, который суммируется с остаточным магнитным потоком. В результате появляется приращение ЭДС ΔE , и полная ЭДС возрастает:

$$E \uparrow = C_{E} \omega (\Phi \uparrow) .$$

Далее за счет увеличения ЭДС вновь возрастает ток возбуждения, и процесс повторяется до тех пор, пока ВАХ цепи возбуждения **1** и кривая намагничивания ГПТ **3** не пересекутся. При этом имеет место равенство: $E_0 = I_{в} r_{в}$. Точка пересечения должна выбираться таким образом, чтобы при случайных отклонениях тока возбуждения обеспечивалась устойчивость процесса. Так, при пересечении характеристик в точке **А** случайное уменьшение тока возбуждения приводит к появлению положительной разности между ЭДС генератора и

падением напряжения на обмотке возбуждения, что вызывает в свою очередь положительное приращение тока возбуждения:

$$\Delta E = E - I_B r_B > 0; \quad \Delta I_B = \frac{\Delta E}{r_B} > 0$$

При случайном возрастании тока возбуждения, напротив:

$$\Delta E = E - I_B r_B < 0; \quad \Delta I_B = \frac{\Delta E}{r_B} < 0,$$

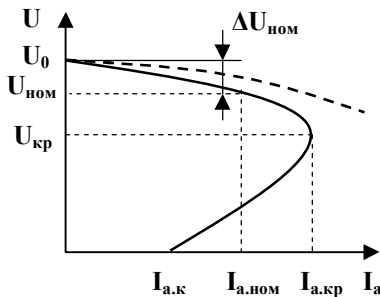
и ток возбуждения уменьшается, обеспечивая устойчивость процесса. Это имеет место только при выполнении третьего условия самовозбуждения. Если ВАХ цепи возбуждения (характеристика 2 на рис. 5.3 – б) совпадает с линейной частью характеристики холостого хода, случайные изменения тока возбуждения не компенсируются соответствующими изменениями ЭДС:

$$\Delta E = E - I_B r_B \approx 0,$$

и процесс становится неустойчивым, поскольку полная ЭДС якоря может принимать любые значения.

Внешние характеристики генератора с самовозбуждением (рис. 5.4) при относительно небольших токах подобны характеристикам генераторов с независимым возбуждением, но располагаются они ниже. Это объясняется тем, что помимо реакции якоря и падения напряжения на его сопротивлении уменьшается и ЭДС холостого хода $E_0 = f(I_B)$, поскольку ток в обмотке возбуждения зависит от напряжения: $I_B = \frac{U_a}{r_B}$, и уменьшается при увеличении нагрузки.

Рисунок 5.4 – Внешняя характеристика ГПТ с самовозбуждением



При определенном значении тока, которое называется критическим, и составляет $I_{a.кр} = (1,4 - 2,2)I_{a.ном}$, напряжение достигает критического значения $U_{кр} = (0,7 - 0,8)U_{ном}$, и далее уменьшается настолько быстро, что ток якоря падает. Точка с координатами $I_{a.кр}$, $U_{кр}$ характеризует максимальную мощность, которую генератор с самовозбуждением может сообщить нагрузке.

Устойчивая работа на лежащей далее части характеристики невозможна, поскольку мощность генератора падает, и процесс становится неустойчивым.

Отклонение напряжения при переходе генератора с самовозбуждением от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки (5.2) существенно больше, чем у генераторов самовозбуждением, и составляет в зависимости от типа и мощности генератора 10 – 30%.

Установившийся ток короткого замыкания генераторов с самовозбуждением $I_{a.к}$ вызывается только остаточной ЭДС, и потому не превышает номинального тока. Обычно: $I_{a.к} = (0,4 - 0,8)I_{a.ном}$. Однако, при внезапном коротком замыкании его значения многократно больше, поскольку магнитный поток и ЭДС не могут уменьшиться мгновенно. Такие режимы представляют большую опасность.

Регулировочные характеристики генераторов с самовозбуждением при выполнении условий $n = \text{const}$; $U = \text{const}$ имеют такой же вид, как и для генераторов с независимым возбуждением (рис. 5.2 – б), но диапазон нагрузок, при котором они могут быть реализованы, значительно меньше.

5.2. Генераторы постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения

Генераторы последовательного возбуждения (рис. 5.5 – а) не имеют собственной характеристики холостого хода, поскольку ток возбуждения в них равен току якоря. Зависимость $E_0 = f(I_B)$ снимается по схеме генератора с независимым возбуждением, при этом обмотка возбуждения питается от источника тока

Характерной особенностью ГПТ с последовательным возбуждением является сильная зависимость напряжения на выводах обмотки якоря от тока (рис. 5.5 – б).

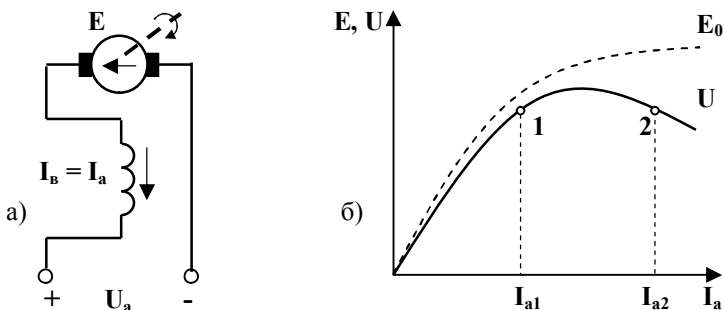


Рисунок 5.5 – Схема (а) и вольт-амперные характеристики (б) ГПТ с последовательным возбуждением

В режиме холостого хода напряжение близко к нулю. При возрастании тока якоря до I_{a1} (точка 1) оно возрастает прямо пропорционально току за счет увеличения основного потока возбуждения и ЭДС E_0 . На участке 1 – 2 в зоне слабого насыщения увеличение тока дает относительно лишь небольшое приращение ЭДС E_0 , в то время как реакция якоря E_a и падение напряжения на нем $\Delta U_a = I_a r_a$ возрастают пропорционально току, и напряжение изменяется относительно мало.

В зоне сильного насыщения ($I_a > I_{a2}$) основной поток возбуждения и ЭДС E_0 остаются практически неизменными: $\Phi_B \approx \text{const}$; $E_0 = C_E \Phi_B \omega \approx \text{const}$, а увеличение реакции якоря и падения напряжения на нем приводят к резкому уменьшению напряжения генератора.

Генераторы последовательного возбуждения в чистом виде не находят практического применения, но свойства серийной обмотки используются в *генераторах смешанного возбуждения*. Такие генераторы (рис. 5.6 – а) помимо серийной, имеют шунтовую обмотку, что позволяет получать различные внешние характеристики (рис. 5.6 – б).

Характеристика 1 соответствует включению только одной – шунтовой обмотки возбуждения.

При согласном включении в цепь якоря серийной обмотки, поток возбуждения которой составляет 20 – 30% потока, создаваемого шунтовой обмоткой, обеспечивается стабилизация напряжения на выводах якоря (характеристика 2). Это достигается за счет того, что увеличение тока якоря при возрастании нагрузки приводит к увеличению результирующего потока возбуждения, компенсирующего ЭДС от реакции якоря и падение напряжения на нем.

Для получения характеристики **3**, имеющей возрастающий участок, необходимо существенно увеличить долю магнитного потока, создаваемого согласно включенной серийной обмоткой. Такие характеристики применяют для компенсации падения напряжения в длинных линиях электропередачи, а также в некоторых видах электросварочного оборудования.

При встречном включении серийной обмотки возрастание нагрузки приводит к уменьшению результирующего магнитного потока, в результате чего получают крутопадающую внешнюю характеристику **4**, у которой большим изменениям напряжения соответствуют относительно малые изменения тока, что свойственно источникам тока. Такие характеристики применяются при ручной дуговой сварке, и в некоторых других технологических процессах.

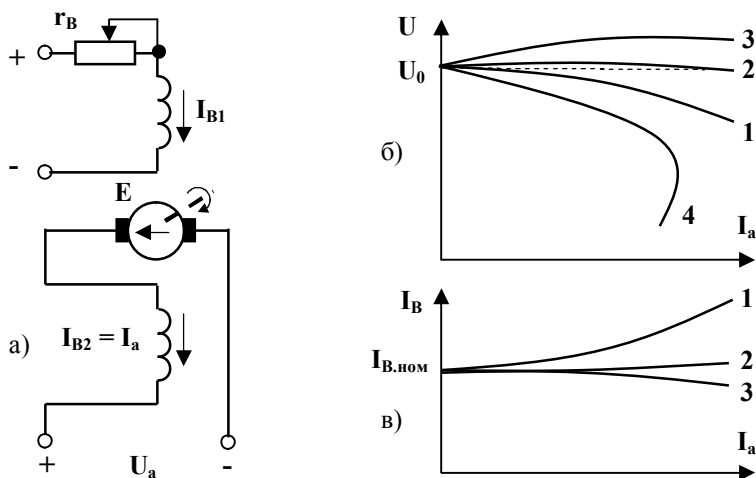


Рисунок 5.6 – Схема (а), внешние (б) и регулировочные (в) характеристики ГПТ со смешанным возбуждением

Регулировочные характеристики в генераторах смешанного возбуждения (рис. 5.6 – в) имеют смысл только при согласном включении шунтовой и серийной обмоток. Для выполнения условия $U_a = \text{const}$ ток возбуждения шунтовой обмотки необходимо изменять в соответствии с видом внешних характеристик ГПТ.

5.3. Включение генераторов постоянного тока на параллельную работу

Для увеличения мощности, резервирования электроснабжения и упрощения организации технического обслуживания генераторы постоянного тока параллельного и смешанного возбуждения могут включаться на параллельную работу (рис. 5.7).

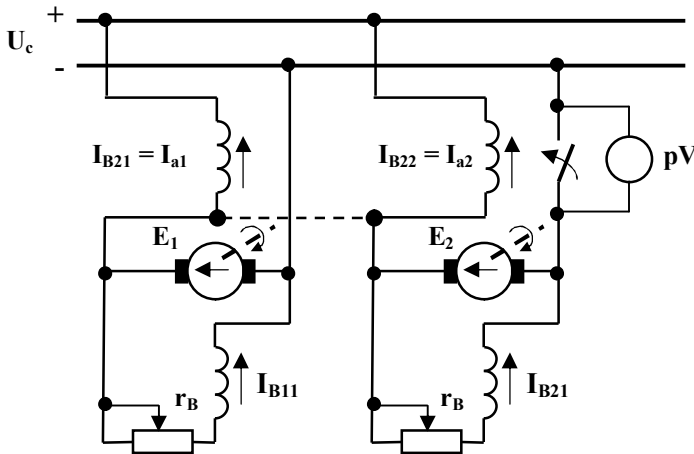


Рисунок 5.7 – Схема включения на параллельную работу ГПТ смешанного возбуждения

Подключение генератора на параллельную работу осуществляется следующим образом. Якорь генератора приводится во вращение с номинальной частотой вращения, и в режиме холостого хода измеряется его ЭДС, которая должна быть направлена по отношению к напряжению сети U_c встречно и равна ему по величине. При подключении к сети генератора 2 этому условию соответствует характеристика 2' на рис. 5.8 – а, а для его реализации используются вольтметр. Первоначально цепь якоря должна быть разомкнута, а ток возбуждения иметь минимально возможное значение. При этом вольтметр показывает напряжение, близкое к напряжению сети. Далее ток возбуждения увеличивают до тех пор, пока напряжение не уменьшится до нуля, после чего цепь якоря замыкается. Если увеличение тока возбуждения приводит к возрастанию показаний вольтметра, необходимо изменить полярность подключения обмотки якоря.

Нагрузка генератора осуществляется путем увеличения тока возбуждения и ЭДС до значения $E_2 > U_c$, при котором напряжение на выводах обмотки якоря генератора станет равным напряжению сети: $U_{a2} = U_c$, при этом в обмотке якоря устанавливается ток, равный:

$$I_{a2} = \frac{E_2 - U_c}{r_{a2}}.$$

Распределение нагрузки. В результате того, что параметры и характеристики генераторов, включенных на параллельную работу, могут различаться между собой, нагрузка на них распределяется неравномерно. При параллельном включении напряжения на выводах обмотки якоря всех генераторов равны напряжению сети, следовательно:

$$E_1 - I_{a1}r_{a1} = U_{a1} = E_2 - I_{a2}r_{a2} = U_{a2} = U_c,$$

в результате при равных ЭДС: $E_1 = E_2$ и различных сопротивлениях тока якоря будут различными:

$$I_{a1} = \frac{E_1 - U_c}{r_{a1}}; \quad I_{a2} = \frac{E_2 - U_c}{r_{a2}}. \quad (5.5)$$

Если $r_{a1} < r_{a2}$, первый генератор имеет внешнюю характеристику 1, а второй – 2, при этом: $I_{a1} > I_{a2}$ (рис. 5.8 – а).

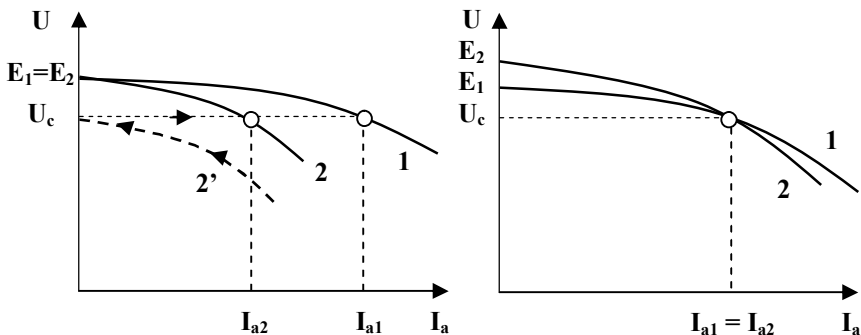


Рисунок 5.8 – Распределение нагрузки при параллельном включении ГПТ:
а – до выравнивания; б – после выравнивания

Для выравнивания нагрузки ток возбуждения первого генератора необходимо уменьшить, а ток возбуждения второго генератора – увеличить. В результате E_1 и I_{a1} уменьшатся, а E_2 и I_{a2} – увеличатся. Это делается с таким расчетом, чтобы при заданной нагрузке было достигнуто равенство: $I_{a1} = I_{a2}$ (рис. 5.8 – б).

Перевод нагрузки осуществляется в тех случаях, когда один из генераторов необходимо вывести из работы. Он заключается в одновременном увеличении тока возбуждения работающих генераторов, и уменьшении тока возбуждения отключаемого генератора, в результате чего его нагрузка плавно переводится на сеть. В процессе перевода нагрузки ЭДС отключаемого генератора должна оставаться больше напряжения в сети, в противном случае он переходит в двигательный режим работы.

При включении на параллельную работу генераторов смешанного возбуждения их работа может стать неустойчивой. Например, при случайном увеличении тока якоря первого генератора возрастают поток возбуждения серийной обмотки, и результирующая ЭДС, что приводит к еще большему увеличению тока якоря:

$$I_{a1} \uparrow \Rightarrow \Phi_{\ast 1} \uparrow \Rightarrow E_1 \uparrow \Rightarrow I_{a1} \uparrow,$$

и генератор начинает самопроизвольно нагружаться. В то же время, второй генератор начинает разгружаться, поскольку возрастание E_1 приводит к небольшому увеличению напряжения в сети, уменьшению разности $(E_2 - U_c)$ и тока якоря:

$$I_{a2} = \frac{E_2 - U_c}{r_{a1}}.$$

В результате этого процесса уменьшается поток возбуждения, создаваемый его серийной обмоткой, результирующий магнитный поток и ЭДС, что в свою очередь приводит к еще большему сбросу нагрузки:

$$I_{a2} \downarrow \Rightarrow \Phi_{\ast 2} \downarrow \Rightarrow E_2 \downarrow \Rightarrow I_{a2} \downarrow.$$

Такой процесс является неустойчивым, и потому недопустим. Устойчивость работы генераторов смешанного возбуждения при параллельной работе обеспечивается путем введения уравнительного соединения выводов серийных обмоток, которое показано на рис. 5.7 пункти-

ром. В этом случае серийные обмотки включены по отношению к обмоткам якоря последовательно, а между собой – параллельно, и любые изменения нагрузки вызывают в них одинаковую реакцию. Случайное возрастание тока якоря любого генератора приводит к пропорциональному возрастанию обоих потоков возбуждения и обеих ЭДС, поэтому оба генератора пропорционально нагружаются. При сбросе нагрузки процесс идет в противоположном направлении, но остается устойчивым, поскольку оба генератора разгружаются.

5.4. Тахогенераторы

Тахогенераторы представляют собой ГПТ, предназначенные для измерения частоты вращения различных устройств. Принцип их действия основан на зависимости ЭДС генератора от частоты вращения:

$$E = C_E \Phi_B n ,$$

однако, в действительности измеряется не ЭДС, а напряжение на выводах обмотки якоря, которое зависит от ее сопротивления r_a , и тока I_a . При этом ток определяется сопротивлением подключенного к генератору вольтметра $I_a = \frac{U_a}{r_v}$. Отсюда следует, что измеряемое напряжение равно:

$$U_a = E - \frac{U_a}{r_v} r_a .$$

Преобразуя это выражение относительно U_a получаем уравнение выходной характеристики тахогенератора:

$$U_a = \frac{E}{1 + \frac{r_a}{r_v}} = \frac{C_E \Phi_B n}{1 + \frac{r_a}{r_v}} . \quad (5.6)$$

Практически зависимость $U_a = f(n)$ отклоняется от линейной вследствие размагничивающего действия реакции якоря, изменения сопротивления обмоток при их нагреве, и падения напряжения на контакте между щетками и коллектором.

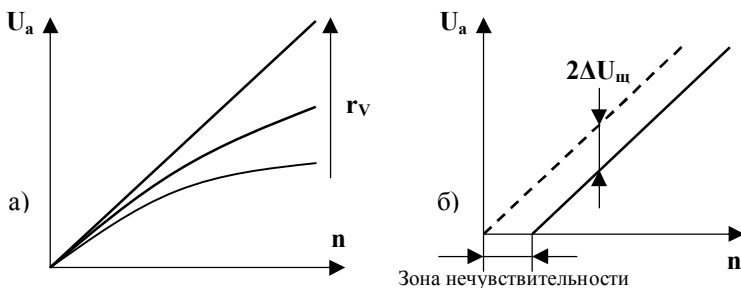


Рисунок 5.9 – Выходные характеристики тахогенератора с учетом реакции якоря (а) и падения напряжения на щетках (б)

Размагничивающее действие реакции якоря возрастает по мере увеличения частоты вращения, поскольку при этом возрастают ЭДС, напряжение U_a , и ток якоря (рис. 5.9 – а). Для уменьшения связанной с этим погрешности необходимо ограничивать максимальное значение частоты вращения, и выбирать измерительные приборы с большим внутренним сопротивлением r_v .

Падение напряжения на щетках практически не зависит от тока, и его можно считать постоянным. С учетом этого уравнение выходной характеристики принимает вид:

$$U_a = \frac{E - 2U_{щ}}{1 + \frac{r_a}{r_v}} = \frac{C_E \Phi_B n}{1 + \frac{r_a}{r_v}} - \frac{2U_{щ}}{1 + \frac{r_a}{r_v}}. \quad (5.7)$$

Падение напряжения на щетках приводит к появлению зоны нечувствительности (рис. 5.9 – б), для уменьшения которой применяют металлографитные щетки, а в наиболее ответственных случаях – щетки с серебряными и золотыми напайками, имеющие очень малое переходное сопротивление.

Для уменьшения влияния нагрева обмоток в тахогенераторах применяются термокомпенсирующие магнитные шунты, или сопротивления с малым температурным коэффициентом, включаемые последовательно с обмоткой возбуждения.

Глава 6. Исполнительные двигатели постоянного тока

6.1. Общие положения

Исполнительные двигатели постоянного тока предназначены для привода устройств автоматики и телемеханики, и представляют собой двигатели, в которых обмотка якоря и обмотка возбуждения получают питание от независимых источников. Одно из напряжений, условно называемое напряжением возбуждения U_B остается неизменным, а второе, называемое напряжением управления U_y , может изменяться, за счет чего и происходит регулирование исполнительных ДПТ. Если напряжение управления подводится к обмотке якоря, управление называется *якорным*, если к обмотке возбуждения – *полюсным* (рис. 6.1).

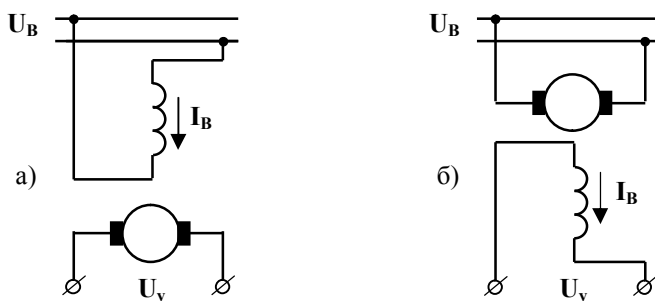


Рисунок 6.1 – Исполнительный двигатель постоянного тока с якорным (а) и полюсным (б) управлением

Якорное управление может осуществляться в ДПТ с постоянными магнитами. Частным его случаем является *импульсное управление*, при котором управляющее напряжение формируется из униполярных импульсов большой частоты.

К исполнительным двигателям постоянного тока предъявляется ряд специфических требований, главные из которых – возможность плавного и экономичного регулирования частоты вращения в широком диапазоне; отсутствие самохода; малая инерционность; линейность регулировочных характеристик.

6.2. Якорное управление исполнительными ДПТ

При якорном управлении магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, пропорционален к ней напряжению: $\Phi_B = C_\Phi U_B$, а электромагнитный момент и ЭДС обмотки якоря составляют:

$$M = C_M \Phi_B I_y = C_M C_\Phi U_B I_y; \quad (6.1)$$

$$E = C_E \Phi_B \omega = C_E C_\Phi U_B \omega, \quad (6.2)$$

где C_Φ ; C_M ; C_E – коэффициенты пропорциональности между соответствующими параметрами.

Приложенное к обмотке якоря напряжение управления равно сумме ЭДС и падения напряжения на якоре:

$$U_y = E + I_y r_a,$$

с учетом чего определяем ток управления:

$$I_y = \frac{U_y - E}{r_a} = \frac{U_y - C_E C_\Phi U_B \omega}{r_a}. \quad (6.3)$$

Теперь уравнение электромагнитного момента (6.1) можно записать следующим образом:

$$M = C_M C_\Phi U_B \frac{U_y - C_E C_\Phi U_B \omega}{R_a}. \quad (6.4)$$

Выразим напряжение управления, момент и частоту вращения в относительных единицах. При базисном значении напряжения, равном U_B имеем:

$$U^*_y = \alpha_y = \frac{U_y}{U_B}, \quad U_y = \alpha_y U_B \quad (6.5)$$

За базисное значение момента принимаем момент короткого замыкания при $\alpha_y = 1$; $U_y = U_B$; $I_{к.з.} = \frac{U_B}{r_a}$:

$$M_{K3} = C_M \Phi_B I_{K3.} = C_M C_\Phi U_B \frac{U_B}{r_a} = C_M C_\Phi \frac{U_B^2}{r_a}. \quad (6.6)$$

С учетом выражений (6.4) – (6.6) уравнения момента в именованных и относительных единицах принимают вид:

$$M = C_M C_\Phi \frac{\alpha_y U_B^2 - C_E C_\Phi U_B^2 \omega}{r_a} = \frac{C_M C_\Phi}{r_a} U_B^2 (\alpha_y - C_E C_\Phi \omega);$$

$$m = M / M_{K3.} = \alpha_y - C_E C_\Phi \omega. \quad (6.7)$$

Выразим теперь в относительных единицах частоту вращения при базисе, равном частоте вращения идеального холостого хода ($M = 0; I_a = 0; \alpha_y = 1; U_y = U_B$):

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{U_B}{C_E \Phi_B} = \frac{U_B}{C_E C_\Phi U_B} = \frac{1}{C_E C_\Phi} \\ \omega^* = \omega / \omega_0 = C_E C_\Phi \omega \\ \omega = \omega^* \omega_0 = \omega^* / C_E C_\Phi \end{cases}. \quad (6.8)$$

С учетом этого выражения получаем уравнение момента в относительных единицах:

$$m = \alpha_y - \omega^*. \quad (6.9)$$

При фиксированных значениях напряжения управления: это уравнение представляет собой механическую характеристику двигателя:

$$\omega^* = f(m) = \alpha_y - m, \quad (6.10)$$

а при фиксированных значениях момента – регулировочную характеристику, которая показывает, каким образом изменяется частота вращения при изменении управляющего напряжения:

$$\omega^* = f(\alpha_y) = \alpha_y - m. \quad (6.11)$$

Обе характеристики линейны, а их семейства при различных значениях управляющего напряжения и момента представляют собой параллельные прямые (рис. 6.2).

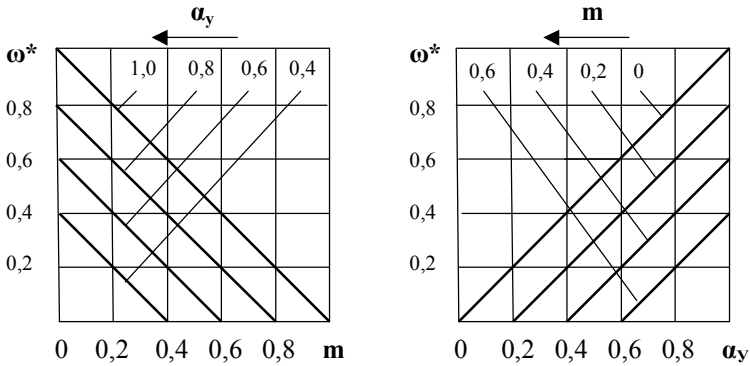


Рисунок 6.2. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики исполнительного двигателя с якорным управлением

Мощность управления определяется произведением напряжения и тока управления в цепи якоря:

$$P_y = U_y I_y = \alpha_y U_B \frac{\alpha_y U_B - \omega^* U_B}{r_a} = \frac{\alpha_y U_B^2}{r_a} (\alpha_y - \omega^*), \quad (6.12)$$

или в относительных единицах, при $\alpha_y = 1$; $P_{к.з.} = \frac{U_B^2}{r_a}$:

$$p_y = \frac{P_y}{P_{к.з.}} = \alpha_y (\alpha_y - \omega^*). \quad (6.13)$$

При фиксированных значениях α_y мощность управления является линейной функцией частоты вращения (рис. 6.3 – а).

Механическая мощность на валу определяется произведением момента на частоту вращения:

$$p_{мех} = \omega^* m = \omega^* (\alpha_y - \omega^*) = \alpha_y \omega^* - \omega^{*2}. \quad (6.14)$$

Анализ этого уравнения на экстремум показывает, что производная $\frac{dp_{мех}}{d\omega^*}$ равна:

$$dp_{\text{мех}}/d\omega^* = -2\omega^* + \alpha_y .$$

Приравнивая ее к нулю, получаем значение частоты вращения:

$$\omega^* = \alpha_y / 2 ,$$

при котором механическая мощность имеет максимум:

$$P_{\text{мех. max}} = \alpha_y^2 / 4 . \quad (6.15)$$

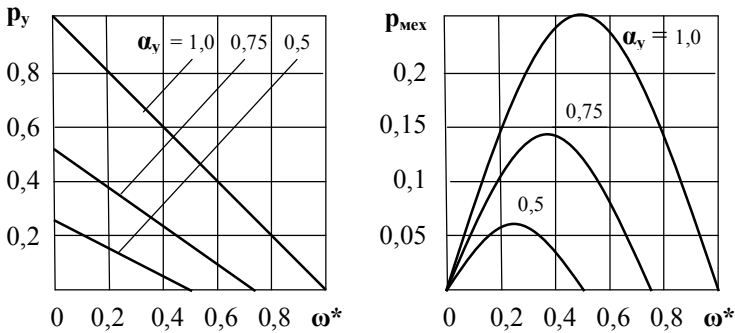


Рисунок 6.3 – Зависимости мощности управления (а) и механической мощности (б) от частоты вращения при якорном управлении

Из уравнений (6.14), (6.15) и приведенных на рис. 6.3 – б зависимостей $P_{\text{мех}} = f(\omega^*)$ при различных значениях относительного значения напряжения управления α_y следует, что работа при малых α_y приводит к быстрому уменьшению $P_{\text{мех. max}}$ и неэффективному использованию двигателя по мощности, в то время как мощность устройства управления должна выбираться по наиболее тяжелому режиму, т.е при $\alpha_y = 1$. Большое значение установленной мощности устройства управления и относительно неэффективное ее использование по мере увеличения глубины регулирования является основным недостатком якорного управления.

6.3 Импульсное управление исполнительными ДПТ

Импульсное управление является разновидностью якорного управления, а его отличительная особенность заключается в том, что управляющее напряжение формируется из ряда униполярных импульсов высокой частоты, а регулирование осуществляется путем изменения их скважности, равной отношению длительности импульса к периоду: $q = \frac{t_n}{T}$. Напряжение управления при этом равно среднему значению напряжения (рис. 6.4 – а):

$$U_y = u_{cp} = \frac{t_n}{T} U_m, \quad (6.16)$$

При $U_B = U_m$ его относительное значение: $U^*_y = \alpha_y = \frac{t_n}{T}$.

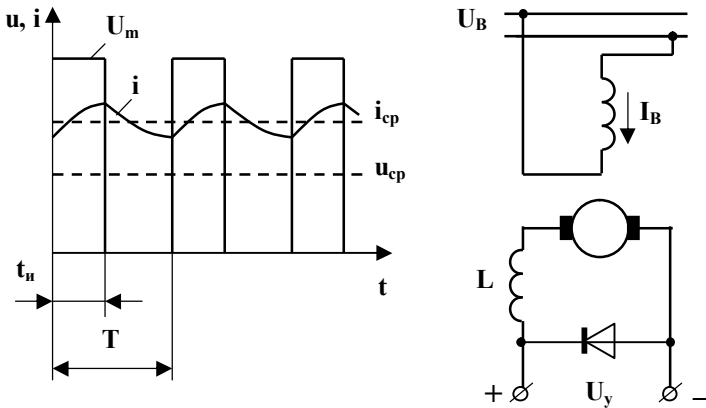


Рисунок 6.4 – Формирование напряжения и тока управления (а) и схема исполнительного ДПТ (б) при импульсном регулировании

Протекание тока в периоды паузы входного напряжения обеспечивается за счет введения в цепь якоря индуктивности L , и ее шунтирования обратным диодом (рис. 6.4 – б).

При частоте следования импульсов $f = \frac{1}{T} \geq 400$ Гц, и правильном выборе постоянной времени цепи обмотки якоря $T_a = \frac{L_a}{r_a}$ пульсации тока не превышают 5 – 10% от его среднего значения, при этом

характеристики двигателя практически не отличаются от характеристик, получаемых при обычном якорном управлении (рис. 6.2). Однако, при малых нагрузках пульсации тока возрастают и при определенных значениях частоты вращения он может стать прерывистым, что ограничивает диапазон регулирования. Критические частоты вращения зависят от угла управления α_y определяются по формуле:

$$\omega_{кр} = \omega_0 \frac{e^{\frac{\alpha_y T}{T_a}} - 1}{e^{\frac{T}{T_a}} - 1}. \quad (6.17)$$

Устройства, реализующие импульсное регулирование напряжения значительно проще и дешевле регуляторов, которые обеспечивают амплитудное регулирование, что является главным преимуществом данного способа.

6.4. Полюсное управление исполнительными ДПТ

При полюсном управлении к обмотке якоря подводится неизменное напряжение U_B , а напряжение управления $U_y = \alpha_y U_B$ прикладывается к обмотке возбуждения. При ненасыщенной магнитной системе поток возбуждения будет равен:

$$\Phi_B = \alpha_y C_\Phi U_B. \quad (6.18)$$

Подставляя это выражение в общее уравнение механической характеристики, получим:

$$\omega = \frac{U_B}{\alpha_y C_E C_\Phi U_B} - \frac{r_a}{(\alpha_y C_E C_\Phi U_B)^2} M = \frac{1}{\alpha_y C_E C_\Phi} - \frac{r_a}{(\alpha_y C_E C_\Phi U_B)^2}. \quad (6.19)$$

Для перехода к системе относительных единиц определим базисные значения частоты вращения и момента (ω_0 и момент короткого замыкания при $\alpha_y = 1$):

$$\omega_0 = \frac{1}{C_E C_\Phi}; \quad (6.20)$$

$$\mathbf{M}_{\text{к.з.}} = C_E \Phi_B \mathbf{I}_a = C_E C_\phi U_B \mathbf{I}_a = C_E C_\phi U_B \frac{U_B}{r_a}. \quad (6.21)$$

Сделаем в уравнение (6.19) подстановки: $\mathbf{M} = m \mathbf{M}_{\text{к.з.}}$ и $\omega = \omega^* \omega_0 = \frac{\omega^*}{C_E C_\phi}$, в результате чего получим:

$$\frac{\omega^*}{C_E C_\phi} = \frac{1}{\alpha_y C_E C_\phi - \left(\alpha_y C_E C_\phi U_B \right)^2} m C_E C_\phi U_B \frac{U_B}{r_a}.$$

После сокращений это уравнение в относительных единицах принимает вид:

$$\omega^* = f(m, \alpha_y) = \frac{1}{\alpha_y} - \frac{1}{\alpha_y^2} m. \quad (6.22)$$

Если принять в нем $\alpha_y = \text{const}$, получим механические характеристики механические характеристики $\omega^* = f(m)$, которые представляют собой семейство прямых (рис. 6.5 – а). Поскольку напряжение управления $0 \leq U_y \leq U_B$; $0 \leq \alpha_y \leq 1$, при регулировании ($\alpha_y \downarrow$) момент короткого замыкания уменьшается, а частота вращения идеального холостого хода возрастает, в чем нетрудно убедиться, подставляя в уравнение (6.22) значения $\omega^* = 0$ и $m = 0$ соответственно:

$$m_{\text{к.з.}} = \alpha_y; \quad \omega^*_0 = \frac{1}{\alpha_y}.$$

Если рассматривать в уравнении (6.22) α_y как переменную при постоянных значениях m , получим регулировочные характеристики $\omega^* = f(\alpha_y)$, которые имеют нелинейный характер и существенно зависят от значения момента (рис. 6.5 – б). Приравнивая числительной производной $\frac{d\omega^*}{d\alpha_y}$ к нулю:

$$\alpha_y^2 - 2\alpha_y(\alpha_y - m) = 0$$

получаем условия, при которых имеет место экстремум:

$$\alpha_{y.\text{кр}} = 2m; \quad \omega^*_{\text{max}} = \frac{1}{4m}. \quad (6.23)$$

Поскольку $0 \leq \alpha_y \leq 1$, значения момента, при которых имеет место максимум частоты вращения, находятся в пределах:

$$m \leq \frac{\alpha_{y.\text{кр. max}}}{2} = 0,5.$$

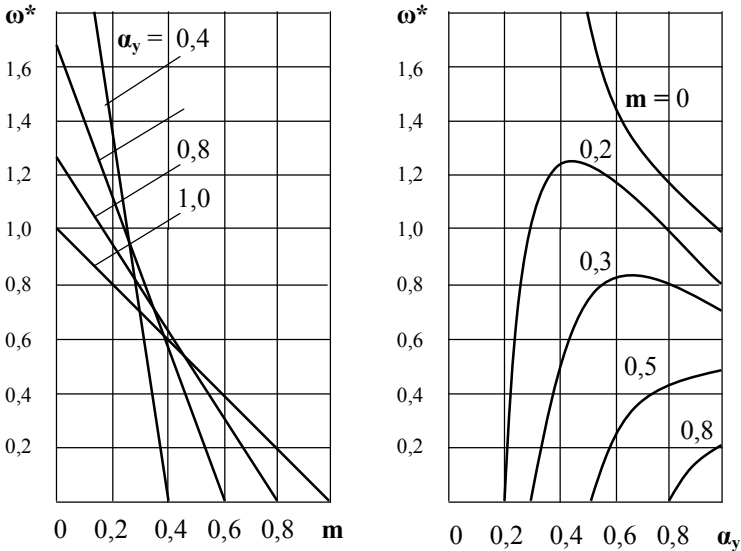


Рисунок 6.5 – Механические (а) и регулировочные (б) характеристики исполнительного ДПП с полюсным управлением

Если рассматривать в уравнении (6.22) α_y как переменную при постоянных значениях m , получаем регулировочные характеристики $\omega^* = f(\alpha_y)$, которые имеют нелинейный характер и существенно зависят от значения момента (рис. 6.5 – б). Приравнявая числительной производной $\frac{d\omega^*}{d\alpha_y}$ к нулю:

$$\alpha_y^2 - 2\alpha_y(\alpha_y - m) = 0$$

получаем условия, при которых имеет место экстремум:

$$\alpha_{y.kp} = 2m; \quad \omega^*_{max} = \frac{1}{4m}. \quad (6.24)$$

Поскольку $0 \leq \alpha_y \leq 1$, значения момента, при которых имеет место максимум частоты вращения, находятся в пределах:

$$m \leq \frac{\alpha_{y.kp.max}}{2} = 0,5.$$

Любому значению частоты вращения при этом соответствуют два значения управляющего напряжения. Такая неопределенность в системах автоматического регулирования недопустима, поэтому практически исполнительные двигатели с полюсным управлением могут применяться только при $m \geq 0,5$, что является главным недостатком этого способа.

Мощность управления определяется напряжением и током в обмотке возбуждения и изменяется пропорционально α_y^2 :

$$P_y = U_y I_y = \alpha_y^2 \frac{U_B^2}{r_a} = \alpha_y^2 P_{y.max}. \quad (6.25)$$

Поскольку мощность цепи возбуждения всегда многократно меньше мощности цепи якоря, максимальная расчетная мощность устройства управления $P_{y.max}$ будет значительно меньше, чем при якорном управлении.

Механическую мощность при полюсном управлении можно оценить, преобразовав уравнение (6.22) относительно момента:

$$m = \alpha_y - \alpha_y^2 \omega^*,$$

в результате чего получим:

$$p_{мех} = m\omega^* = (\alpha_y - \alpha_y^2 \omega^*) \omega^*. \quad (6.26)$$

Приравняв числитель производной $\frac{dp_{мех}}{d\omega^*}$ к нулю, имеем:

$$\alpha_y - 2\alpha_y^2 \omega^* = 0,$$

откуда определяем соответствующие экстремуму значения частоты вращения и максимума мощности:

$$\omega_{кр}^* = \frac{1}{2\alpha_y}; \quad P_{мех. max} = \alpha_y \frac{1}{2\alpha_y} - \alpha_y^2 \left(\frac{1}{2\alpha_y} \right)^2 = \frac{1}{4}, \quad (6.27)$$

откуда следует, что при полюсном управлении максимум механической мощности остается неизменным, а соответствующие ему частоты вращения изменяются обратно пропорционально α_y (рис. 6.6).

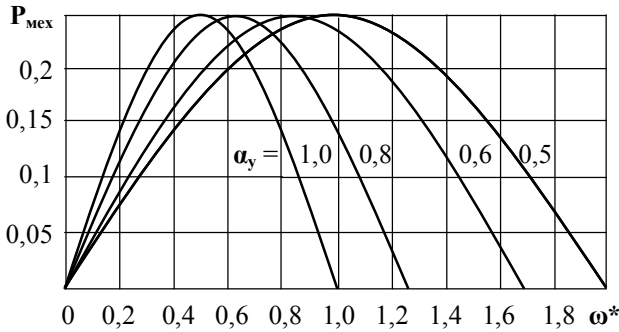


Рисунок 6.6 – Зависимость механической мощности ДПТ с полюсным управлением от частоты вращения

Достоинства полюсного управления исполнительными ДПТ по сравнению с якорным управлением заключаются в том, что для управления требуется сравнительно малая мощность, а в режимах регулирования они развивают сравнительно большую механическую мощность. Однако, ДПТ с полюсным управлением обладают нелинейными регулировочными характеристиками, и позволяют вести регулирование частоты вращения только вверх от номинальной, поэтому полюсное управление применяется относительно редко.

РАЗДЕЛ 2. ТРАНСФОРМАТОРЫ

Глава 7. Принцип действия и конструктивное устройство трансформаторов

7.1. Устройство трансформаторов

Трансформаторы представляют собой наиболее распространённый класс электрических машин. В зависимости от числа фаз, мощности, уровней напряжения на входе и выходе и других признаков трансформаторы подразделяются на однофазные и трёхфазные, силовые и маломощные, понижающие и повышающие, многообмоточные и автотрансформаторы. В ряде случаев они выполняют специфические функции – преобразование частоты, числа фаз, измерения различных величин и другие. Независимо от этих признаков в любом трансформаторе можно выделить две основных части: магнитную систему и обмотки.

Однофазные трансформаторы подразделяются на: *стержневые* (рис. 7.1 - а), в которых обмотки охватывают сердечник; *броневые* (рис. 7.1 - б), в которых обмотки охвачены сердечником, и *тороидальные* (кольцевые) (рис. 7.1 - в). Стержневые и броневые магнитопроводы собирают из отдельных пластин (шихтуют) или навивают из ленты электротехнической стали, а затем пропитывают специальным составом, высушивают и разрезают на специальных станках. Тороидальные трансформаторы всегда навиваются из ленты. При прочих равных условиях они отличаются наименьшим расходом материалов, но их обмотки сложны в изготовлении и практически неремонтопригодны.

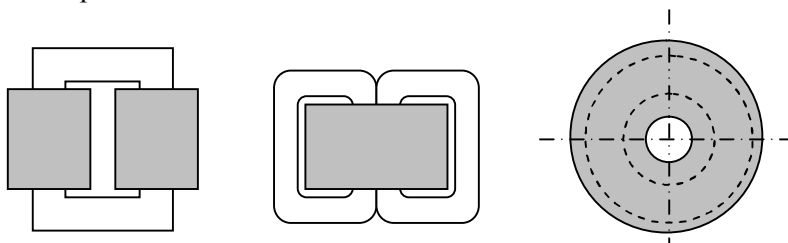


Рисунок 7.1 – Стержневой (а); броневой (б) и тороидальный (в) однофазные трансформаторы

Трёхфазные трансформаторы в подавляющем большинстве случаев имеют плоскостную трёхстержневую конструкцию магнитопровода (рис. 7.2-а), которая отличается простотой и компактностью. Средняя длина силовых магнитных линий, по которым замыкаются потоки крайних фаз, получается больше, чем поток средней фазы, поэтому данная конструкция несимметрична, однако, это, за редкими исключениями не имеет существенного значения. Форма сечения стержней может быть как прямоугольной, так и ступенчатой, что позволяет применять обмотки круговой формы. Пространственные трехфазные магнитопроводы (рис. 7.2-б) симметричны в магнитном отношении и позволяют снизить потери в стали на 10 ...15%, однако, они очень сложны в изготовлении, и потому применяются относительно редко.

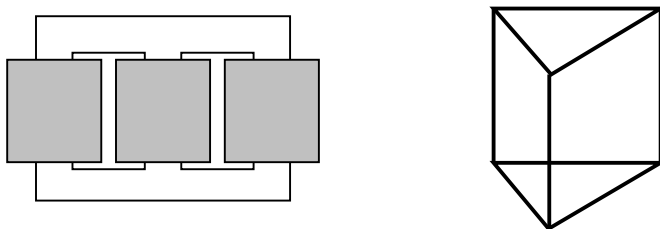


Рисунок 7.2 – Плоскостная (а) и пространственная (б) конструкции трёхфазных трансформаторов

Обмотки трансформаторов выполняются цилиндрическими (рис. 7.3 - а) или дисковыми (рис. 7.3 - б). В цилиндрических обмотках витки укладываются один к другому рядом, а в дисковых – один поверх другого.

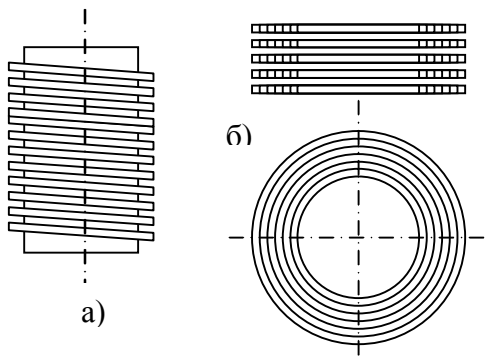


Рисунок 7.3 – Конструкция цилиндрических (а) и дисковых (б) обмоток трансформаторов

7.2. Материалы, применяемые при производстве трансформаторов

Магнитопроводы трансформаторов изготавливают из тонких, изолированных между собой лаками и оксидными пленками листов электротехнической стали. Для снижения потерь на гистерезис и вихревые токи в состав стали вводится кремний. Марка стали обозначается четырьмя цифрами.

- Первая - класс стали по структуре и виду прокатки: 1 – горячекатаная изотропная; 2 – холоднокатаная изотропная; 3 – холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой.
- Вторая - показывает процентное содержание кремния: 0 – до 0,4%; 1 – 0,4 ... 0,8%; 2 – 0,8 ... 1,8%; 3 – 1,8 ... 2,8%; 4 – 2,8 ... 3,8%.
- Третья - указывает на основную нормируемую характеристику: 0 – нормированы удельные потери при индукции 1,7 Т и частоте 50 Гц ($P_{1,7/50}$); то же, но при индукции 1,5 Т ($P_{1,5/50}$); 2, 6, 7 - нормированы другие параметры.
- Четвертая цифра означает порядковый номер модификации.

Холоднокатаные анизотропные стали имеют наилучшие магнитные свойства вдоль направления прокатки и наименьшие потери, однако, при их шихтовке неизбежны большие магнитные сопротивления в стыках при поперечном направлении прокатки. Из-за наличия изоляции между листами, не весь объём сердечника заполняется сталью. Средний коэффициент заполнения шихтованных сердечников составляет 0,86 ... 0,93, а для витых возрастает до 0,95 ... 0,97.

Обмоточные провода могут быть медными и алюминиевыми. Медные обладают техническими преимуществами, однако, стоимость их значительно выше. При равной проводимости алюминиевые обмотки примерно в два раза легче медных, но имеют больший объём, что влечёт за собой увеличение габаритов и веса магнитопроводов.

Таблица 7.1 - Основные свойства меди и алюминия

Наименование характеристики	Алюминий	Медь
1. Плотность, кг/дм ³	2,7	8,9
2. Температура плавления, °С	660	1083
3. Предел прочности при растяжении, МПа	75 ... 180	256 ... 409
4. Удельное сопротивление, мОм мм ² /м	28,2	17,5
5. Удельная теплоёмкость, Дж/кг °С	816	390
6. Удельная теплопроводность, Вт/м °С	210	375

Важнейшим показателем является класс нагревостойкости изоляции обмоток. В настоящее время находят применение медные и алюминиевые провода с эмалевой и волокнистой изоляцией различных классов нагревостойкости

- Класс А (105°С) – эмаль-провода: ПЭВ-1, ПЭВ-2 (медные, круглые), ПЭВП (медный, прямоугольный), ПЭВА (круглый, алюминиевый); провода с волокнистой изоляцией: ПБ (медные, прямоугольные), ПЛБД, ПБД (медные, круглые и прямоугольные), АПБ, АПБУ, АПБД (алюминиевые, круглые и прямоугольные); с эмалево-волокнистой изоляцией: ПЭЛБО, ПЭЛБД, ПЭВБД (медные, круглые)
- Класс Е (120°С) – круглые медные эмаль-провода относительно малых диаметров ПЭВЛ, ПЭВТ-1, ПЭВТ-2
- Класс В (130°С) – медный прямоугольный эмаль-провод ПЭТВП и алюминиевый круглый ПЭТВА
- Класс F (155°С) – медные эмаль-провода ПЭТ-155 (круглый), ПЭТП-155 (прямоугольный); медный провод с волокнистой асбестовой изоляцией ПДА (круглый и прямоугольный); медные круглые и прямоугольные провода со стекловолокнистой изоляцией ПСД, ПСД-1, ПСД-Л, ПСДТ, ПСДТ-Л
- К группе особо нагревостойких относятся: медные круглые ПЭТ-200 (200°С) и прямоугольные ПНЭТП (220°С) эмаль-провода; медные круглые и прямоугольные провода со стекловолокнистой: ПСДКТ, ПСДКТ-Л, ПСДК, ПСДК-Л (180°С) и эмалево-волокнистой изоляцией: ПЭТКСОТ (180°С)

Электроизоляционные материалы применяются для дополнительной межслоевой изоляции, изоляции выводов, изготовления каркасов, диэлектрических панелей и других целей. Все они должны соответствовать классу нагревостойкости изоляции проводов, а также отвечать требованиям электрической и механической прочности.

Электроизоляционные картоны и лакоткани применяются в качестве дополнительной изоляции обмоток, а также для изоляции мест пайки выводов. Из электрокартона изготавливают различные прокладки, шайбы, а иногда – каркасы катушек. Лакоткани на хлопчатобумажной и шёлковой основе соответствуют классу нагревостойкости А, а стеклолакоткани при пропитке соответствующими составами – и *более* высоким (вплоть до Н) классам. Перегибы и изломы резко снижают их электрическую прочность. Лакоткани обладают низким

коэффициентом теплопроводности, поэтому их применение в качестве сплошной изоляции приводит к ухудшению условий отвода тепла. Для повышения электрической и механической прочности изоляции обмоток и предохранения их от действия влаги готовые катушки пропитывают специальными лаками. Предварительно катушки просушивают в течение двух-трёх часов при температуре 100°C. Пропитка производится при температуре 60 ... 70°C, а сушка - при температуре 110 ... 115°C в течение 3 ... 8 часов. Пропиточные лаки должны соответствовать типу основной изоляции и классу её нагревостойкости. Необходимо избегать применения разбавителей, которые могут вредно действовать на изоляцию.

Конструкционные материалы – различные стали, пластмассы и другие материалы применяются для изготовления каркасов обмоток, и деталей трансформаторов, преимущественным назначением которых является крепление различных узлов, обеспечение их правильного взаиморасположения, восприятие и передача механических усилий, защита от внешних воздействий.

7.3. Принцип действия трансформатора

Трансформатор представляет собой статический электромагнитный преобразователь тока и напряжения, принцип действия которого основан на явлении взаимоиנדукции.

Простейший трансформатор состоит из магнитопровода и расположенных на нём первичной и вторичной обмоток. Если при разомкнутой вторичной обмотке W_2 к первичной обмотке W_1 приложить напряжение U_1 , по ней потечет ток холостого хода I_0 , создающий намагничивающую силу: $F_1 = I_0 W_1$, под действием которой в трансформаторе возникает магнитное поле. Созданный им *основной магнитный поток* Φ замыкается по сердечнику, поскольку магнитная проницаемость электротехнической стали несоизмеримо больше, чем у воздуха, и сцепляется со всеми витками обеих обмоток, в которых по закону электромагнитной индукции наводятся ЭДС e_1 и e_2 :

$$\begin{cases} e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} = -W_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ e_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt} = -W_2 \frac{d\Phi}{dt} \end{cases} \quad (7.1)$$

При синусоидальном изменении основного магнитного потока ЭДС e_1 и e_2 могут быть определены следующим образом:

$$\begin{cases} e_1 = -W_1 \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = -\omega W_1 \Phi_m \cos \omega t = 2\pi f W_1 \Phi_m \sin(\omega t - 90^\circ) \\ e_2 = -W_2 \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = -\omega W_2 \Phi_m \cos \omega t = 2\pi f W_2 \Phi_m \sin(\omega t - 90^\circ) \end{cases} \quad (7.2)$$

Полученные уравнения показывают, что ЭДС отстают по фазе от вызвавшего их основного потока на угол 90° , а действующие их значения будут равны:

$$\begin{cases} E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} W_1 f \Phi_m = 4,44 W_1 f \Phi_m \\ E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} W_2 f \Phi_m = 4,44 W_2 f \Phi_m \end{cases} \quad (7.3)$$

Отношение: $k_T = E_1/E_2 = W_1/W_2$ называется *коэффициентом трансформации* и играет важнейшую роль при анализе всех происходящих в трансформаторах процессов.

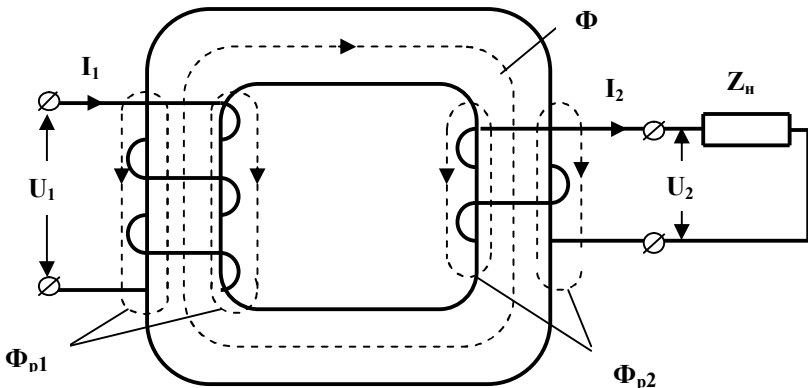


Рисунок 7.4 - Принципиальная схема трансформатора

7.4. Основные уравнения трансформатора

Если к зажимам вторичной обмотки подключить нагрузку, по ней потечет ток I_2 и намагничивающая сила F_2 создаст поток Φ_2 , который согласно правилу Ленца будет направлен навстречу основному потоку Φ . Поток Φ_2 , пронизывая витки первичной обмотки, наводит в ней ЭДС взаимоиндукции, под действием которой возникает ток I_1 , компенсирующий действие тока I_2 за счет создания намагничивающей силы F_1 и магнитного потока Φ_1 , равных по величине F_2 и Φ_2 , но встречно направленных. В результате основной магнитный поток Φ практически не изменяется и в трансформаторе имеет место следующее уравнение равновесия магнитодвижущих сил:

$$I_0 W_1 = I_1 W_1 + I_2 W_2 . \quad (7.4)$$

В действительности помимо основного потока всегда существуют потоки рассеяния, которые замыкаются по воздуху и элементам конструкции. В большинстве трансформаторов эти потоки невелики и составляют лишь небольшую (5 ... 7%) часть от основного магнитного потока. На рис. 7.4 приведена упрощенная картина замыкания потоков рассеяния первичной Φ_{p1} и вторичной Φ_{p2} обмоток. Они всегда замыкаются через значительные воздушные промежутки, поэтому индуктивности рассеяния постоянны, а между Φ_{p1} , Φ_{p2} и соответствующими токами существует практически линейная зависимость. В этом случае для потокосцеплений первичной и вторичной обмоток можно записать следующие уравнения:

$$\begin{cases} \Psi_1 = \Psi_{01} + \Psi_{p1} = W_1 \Phi + L_{p1} i_1 \\ \Psi_2 = \Psi_{02} + \Psi_{p2} = W_2 \Phi + L_{p2} i_2 \end{cases}, \quad (7.5)$$

где L_{p1} и L_{p2} – индуктивности, обусловленные потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток.

Приложенное к первичной обмотке напряжение u_1 уравновешивается ЭДС e_1 , наведенной в результате изменения полного потокосцепления Ψ_1 и падением напряжения на омическом сопротивлении r_1 этой обмотки:

$$\mathbf{u}_1 = r_1 \mathbf{i}_1 - \left(-\frac{d\Psi_1}{dt}\right) = r_1 \mathbf{i}_1 + W_1 \frac{d\Phi}{dt} + L_{p1} \frac{di_1}{dt}. \quad (7.6)$$

ЭДС вторичной обмотки \mathbf{e}_2 уравновешивается падением напряжения на омическом сопротивлении r_2 и напряжением \mathbf{u}_2 на зажимах нагрузки:

$$\mathbf{e}_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt} = -W_2 \frac{d\Phi}{dt} = r_2 \mathbf{i}_2 + L_{p2} \frac{di_2}{dt} + \mathbf{u}_2. \quad (7.7)$$

Совокупность уравнений (7.4), (7.6), (7.7) представляет собой *систему основных уравнений трансформатора*. Наиболее удобна запись этой системы в комплексной форме:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1 = -\mathbf{E}_1 + (\mathbf{r}_1 + j\mathbf{x}_1)\mathbf{I}_1 \\ \mathbf{E}_2 = (\mathbf{r}_2 + j\mathbf{x}_2)\mathbf{I}_2 + \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{I}_0 W_1 = \mathbf{I}_1 W_1 + \mathbf{I}_2 W_2 \end{cases}, \quad (7.8)$$

где: $\mathbf{x}_1 = \omega L_{p1} = 2\pi f L_{p1}$; $\mathbf{x}_2 = 2\pi f L_{p2}$ – индуктивные сопротивления обмоток, обусловленные потоками рассеяния.

7.5. Приведение параметров трансформатора к одной ступени напряжения

Использование основной системы уравнений (7.8) на практике неудобно, поскольку все входящие в нее величины относятся к различным уровням напряжения. Качественно упростить методы анализа происходящих процессов позволяет приведение всех параметров трансформатора к одной (обычно высшей) ступени напряжения. Для этого реальный трансформатор заменяют так называемым *приведенным*. В приведенном трансформаторе числа витков в первичной и вторичной обмотках будут равны: $\mathbf{W}_1 = \mathbf{W}'_2 = k_T \mathbf{W}_2$. Физические процессы при этом должны полностью соответствовать реально происходящим, поэтому, осуществляя операцию приведения параметров, необходимо соблюдать следующие правила:

- После приведения должен остаться неизменным соответствующий магнитный поток и вызвавшая его намагничивающая сила:

$$\mathbf{I}_2 \mathbf{W}_2 = \mathbf{I}'_2 \mathbf{W}'_2 = \mathbf{I}'_2 \mathbf{W}_1,$$

поэтому приведенный ток вторичной обмотки равен:

$$I'_2 = I_2 \frac{W_2}{W_1} = \frac{I_2}{k_r}. \quad (7.9)$$

• Должны остаться неизменными полная мощность нагрузки и электромагнитная мощность: $U_2 I_2 = U'_2 I'_2$; $E_2 I_2 = E'_2 I'_2$, откуда приведенные вторичные напряжение и ЭДС равны:

$$\begin{cases} U'_2 = U_2 \frac{I_2}{I'_2} = k_r U_2 \\ E'_2 = k_r E_2 = E_1 \end{cases}. \quad (7.10)$$

• Должны остаться неизменными потери мощности во вторичной обмотке: $I'^2_2 r'_2 = I_2^2 r_2$, откуда находим формулу приведения активного сопротивления:

$$r'_2 = r_2 \frac{I_2^2}{I'^2_2} = k_r^2 r_2. \quad (7.11)$$

• Должен остаться неизменным баланс активной и реактивной мощностей и, соответственно, отношение активного сопротивления к реактивному: $r'_2/x'_2 = r_2/x_2$, откуда приведенное индуктивное сопротивление будет равно:

$$x'_2 = k_r^2 x_2. \quad (7.12)$$

Система основных уравнений трансформатора после операции приведения и преобразований принимает вид:

$$\begin{cases} U_1 = -E_1 + r_1 I_1 + j_1 x_1 I_1 \\ E'_2 = E_1 = r'_2 I'_2 + j x'_2 I'_2 + U'_2 \\ I_0 = I_1 + I'_2 \end{cases}. \quad (7.13)$$

Достоинства этой системы заключаются в том, что по ней можно строить векторные диаграммы для различных режимов работы трансформаторов и составлять электрические схемы замещения с гальванической связью обмоток.

Глава 8. Векторные диаграммы и схемы замещения трансформаторов

8.1. Т-образная схема замещения трансформатора

Сделаем в систему уравнений приведённого трансформатора следующие подстановки:

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}'_2 = -\mathbf{I}_0 \mathbf{Z}_0; \quad \mathbf{r}_1 + \mathbf{j}x_1 = \mathbf{Z}_1; \quad \mathbf{r}'_2 + \mathbf{j}x'_2 = \mathbf{Z}'_2; \quad \mathbf{U}'_2 = \mathbf{I}'_2 \mathbf{Z}'_n$$

после чего её можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1 = -\mathbf{E}_1 + \mathbf{r}_1 \mathbf{I}_1 + \mathbf{j}x_1 \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{E}'_2 = \mathbf{E}_1 = \mathbf{r}'_2 \mathbf{I}'_2 + \mathbf{j}x'_2 \mathbf{I}'_2 + \mathbf{U}'_2 \\ \mathbf{I}_0 = \mathbf{I}_1 + \mathbf{I}'_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{U}_1 = \mathbf{I}_0 \mathbf{Z}_0 + \mathbf{I}_1 \mathbf{Z}_1 \\ -\mathbf{I}_0 \mathbf{Z}_0 = \mathbf{I}'_2 (\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n) \\ \mathbf{I}'_2 = \mathbf{I}_0 - \mathbf{I}_1 \end{cases} \quad (8.1)$$

Подставив во второе уравнение значение тока \mathbf{I}'_2 из третьего уравнения и выполнив преобразования, получаем:

$$-\mathbf{I}_0 \mathbf{Z}_0 = \mathbf{I}_0 (\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n) - \mathbf{I}_1 (\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n); \quad \mathbf{I}_0 (\mathbf{Z}_0 + \mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n) = \mathbf{I}_1 (\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n);$$

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{I}_1 \frac{\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n}{\mathbf{Z}_0 + \mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n}$$

Полученное значение тока \mathbf{I}_0 подставляем в первое уравнение, в результате чего оно принимает вид:

$$\mathbf{U}_1 = \mathbf{I}_1 \left(\mathbf{Z}_1 + \frac{\mathbf{Z}_0 (\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n)}{\mathbf{Z}_0 + \mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n} \right) \quad (8.2)$$

Структура выражения в скобках соответствует: **1** – последовательному соединению сопротивлений \mathbf{Z}'_2 и \mathbf{Z}'_n ; **2** – параллельному соединению сопротивлений \mathbf{Z}_0 и $(\mathbf{Z}'_2 + \mathbf{Z}'_n)$; **3** – последовательному соединению полученного при этом сопротивления с сопротивлением \mathbf{Z}_1 . Графически это выражается *Т-образной* схемой замещения трансформатора (рис. 8.1).

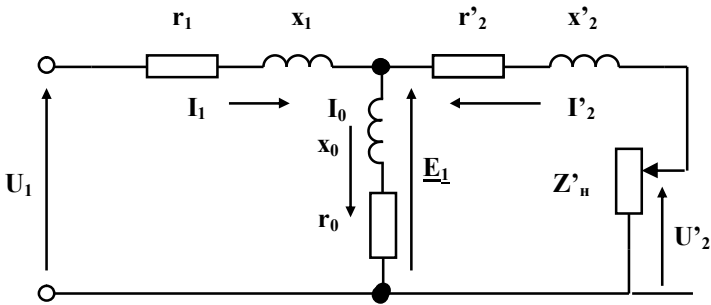


Рисунок 8.1 – Т – образная схема замещения трансформатора

Магнитные связи между обмотками на схеме заменены электрическими, поэтому к ней применимы все методы расчёта электрических цепей. Сопротивления r_0, x_0 образуют ветвь намагничивания и характеризуют свойства магнитной системы.

8.2. Г-образная и упрощенная схемы замещения

Т-образная схема замещения наиболее точно отображает физические явления в трансформаторах, при её использовании необходимо учитывать изменения напряжения между узловыми точками при изменении тока нагрузки вследствие падения напряжения на сопротивлениях r_1 и x_1 первичной обмотки. Более удобна в этом отношении Г-образная схема замещения (рис. 8.2).

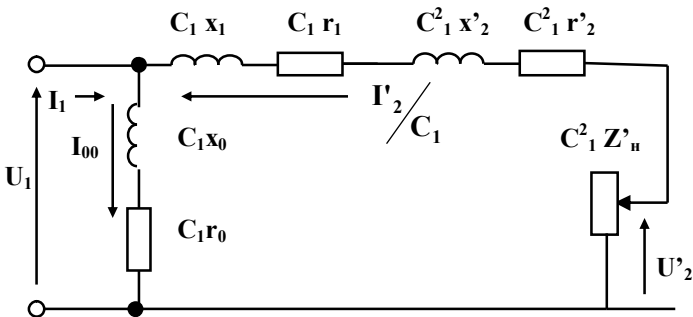


Рисунок 8.2 - Г-образная схема замещения трансформатора

Влияние параметров первичной цепи на контур намагничивания и на вторичную цепь учитывается с помощью комплексного множителя C_1 , который численно равен:

$$C_1 = 1 + \frac{r_1 + jx_1}{r_0 + jx_0}. \quad (8.3)$$

Физический смысл комплексного множителя C_1 заключается в том, что ЭДС E_1 изменяется по отношению к первичному напряжению U_1 как по величине, так и по фазе. Анализ реально возможных значений x_1, r_1, x_0, r_0 и соотношений между ними показывает, что угол фазового сдвига между напряжением и ЭДС может принимать как положительные, так и отрицательные значения, но в любом случае весьма мал по величине. Это дает возможность существенно упростить расчеты без заметной погрешности, заменив комплекс C_1 его модулем. В силовых трансформаторах: $C_1 \approx 1,01 \dots 1,02$ и его часто не учитывают.

Главное достоинство Г-образной схемы замещения заключается в простоте анализа процессов, происходящих при изменении нагрузки, поскольку при этом все сопротивления, входящие в рабочий контур соединены последовательно. Ток в ветви намагничивания при этом не изменяется. Его учёт дает лишь небольшую поправку при определении тока и мощности, которые трансформатор потребляет из сети. Если можно ограничиться анализом процессов изменения тока, напряжения и мощности нагрузки, схема замещения может быть свернута и представлена в упрощенном виде параметрами короткого замыкания трансформатора:

$$r'_k = r_1 + C_1 r'_2; \quad x'_k = x_1 + C_1 x'_2.$$

Упрощенная схема замещения показана на рис. 8.3.

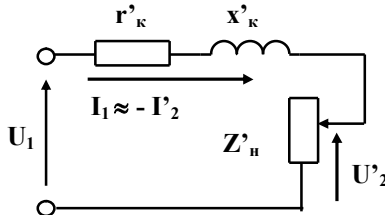


Рисунок 8.3 - Упрощённая схема замещения трансформатора

8.3. Векторные диаграммы трансформатора

Графической интерпретацией основной системы уравнений являются векторные диаграммы, которые в наглядном виде показывают не только величины токов, напряжений и ЭДС, но и фазовые сдвиги между ними при изменении величины и характера нагрузки.

Для построения векторной диаграммы необходимо знать параметры схемы замещения $x_1, r_1, r_0, x_0, r'_2, x'_2$ и нагрузки r'_n, x'_n, I'_2 . По этим параметрам определяются углы фазового сдвига:

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \frac{x_0}{r_0}; \quad \psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{x'_2 + x'_n}{r'_2 + r'_n} \quad (8.4)$$

В зависимости от характера нагрузки угол ψ_2 может принимать как положительные, так и отрицательные значения

Векторная диаграмма строится следующим образом.

- Откладываем направление основного магнитного потока и под углом $90^\circ - \varphi_0$ откладываем вектор тока холостого хода.

- Под углами $\pm 90^\circ$ откладывает векторы ЭДС $E_1 = E'_2$ и $-E_1$.

- Под углом ψ_2 по отношению к E'_2 строим вектор тока I'_2 .

- Из вектора E'_2 графически вычитаем вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении вторичной обмотки $jI'_2x'_2$, который опережает ток I'_2 на 90° .

- Из полученного вектора графически вычитаем падение напряжения на активном сопротивлении вторичной обмотки $I'_2 r'_2$, которое совпадает по фазе с током I'_2 .

- Находим вектор приведённого вторичного напряжения U'_2 .

- Находим вектор полного тока в первичной обмотке I_1 , для чего из тока холостого хода I_0 графически вычитаем вектор приведённого вторичного тока I'_2 .

- К вектору $-E'_1$ графически прибавляем вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении первичной обмотки jI_1x_1 , который опережает ток I_1 на 90° .

- Графически прибавляем к полученному вектору падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки $I_1 r_1$, которое совпадает по фазе с током I_1 .

- Находим вектор первичного напряжения U_1 .

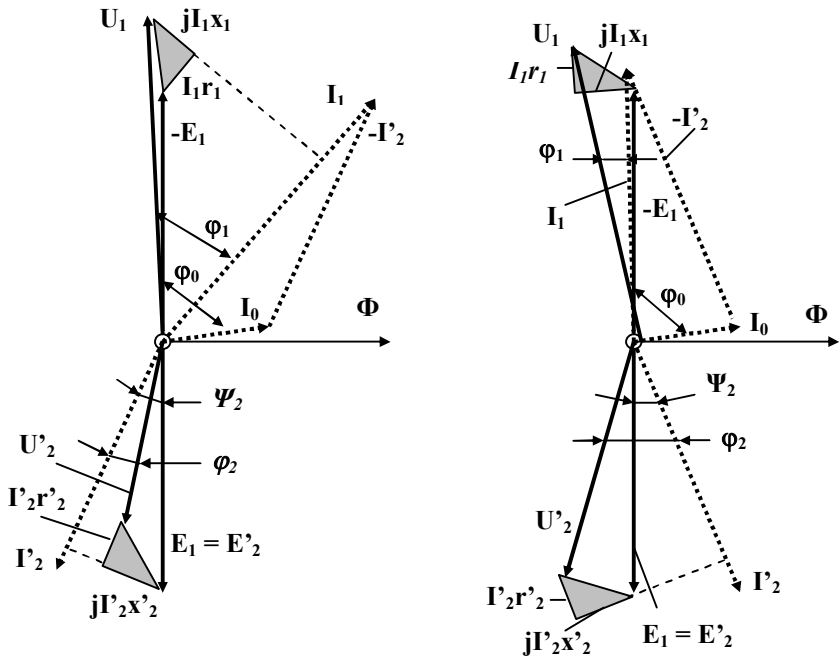


Рисунок 8.4 - Векторные диаграммы трансформатора при активно-индуктивной (а) и активно-ёмкостной (б) нагрузке

Стороны выделенных на векторных диаграммах треугольников падений напряжения пропорциональны величине токов, а их положение зависит от характера нагрузки, при изменении которого они вращаются по окружностям с центрами, расположенными в концах векторов ЭДС E'_2 и $-E_1$.

8.4. Определение параметров трансформатора по опытам холостого хода и короткого замыкания

Опыт холостого хода проводится с целью определения коэффициента трансформации; тока, потерь мощности в стали и параметров ветви намагничивания в схеме замещения. При проведении опыта необходимо изменять напряжение, подводимое к первичным обмоткам трансформатора в пределах $0,6 \dots 1,1 U_{ном}$ и замерять при этом ток, напряжение и активную мощность в каждой фазе (для трёхфазных трансформаторов).

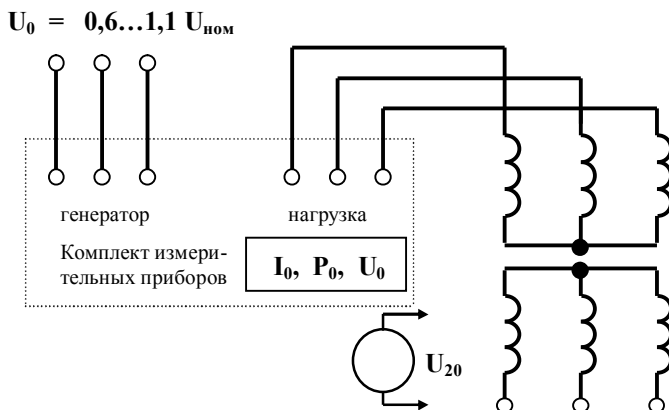


Рисунок 8.5 - Схема проведения опыта холостого хода

Степень насыщения магнитной системы трансформатора существенно влияет на параметры ветви намагничивания, поэтому при проведении опыта необходимо снимать зависимости:

$$I_0 = f(U_0), \Delta P_0 = f(U_0), \cos\varphi_0 = \frac{\Delta P_0}{U_0 I_0},$$

примерный вид которых показан на рис. 8.6. Магнитная система трёхфазных трансформаторов несимметрична, поэтому токи в фазах получаются неодинаковыми, а активные мощности в отдельных фазах не только неодинаковы, но и могут иметь отрицательный знак. Необходимо находить средние значения напряжений и токов в фазах и сумму мощностей (обязательно учитывая их знак):

$$U_0 = \frac{U_{A0} + U_{B0} + U_{C0}}{3}; \quad I_0 = \frac{I_{A0} + I_{B0} + I_{C0}}{3}; \quad (8.5)$$

$$\Delta P_0 = \Delta P_{A0} + \Delta P_{B0} + \Delta P_{C0}.$$

Как правило, все расчётные параметры относятся к номинальному напряжению, поэтому на полученных зависимостях от соответствующего ему значения на оси абсцисс восстанавливаются перпендикуляры до пересечения с характеристиками, а проекции точек пересечения на оси ординат дадут искомые значения токов и мощностей.

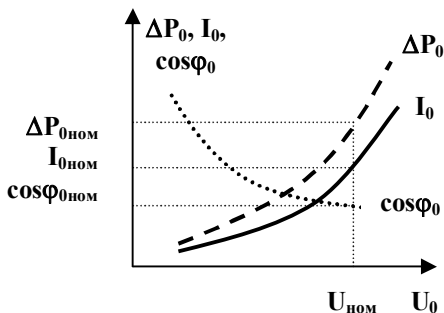


Рисунок 8.6 - Типичные зависимости тока, потерь мощности и $\cos\varphi_0$ от напряжения при опыте холостого хода

Полный ток холостого хода по модулю близок к току намагничивания, а сопротивление ветви намагничивания значительно больше сопротивления первичной обмотки: $Z_0 \gg Z_1$ поэтому электрическими потерями в первичной обмотке обычно пренебрегают.

В результате проведения опыта холостого хода находят:

- Коэффициент трансформации: $k_{\text{мп}} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_{1\text{ном}}}{U_{20}}$ (8.6)
- Относительное значение тока холостого хода:

$$i_0, \% = \frac{I_{0\text{ном}}}{I_{1\text{ном}}} \times 100\% \quad (8.7)$$

- Номинальные потери в стали: $\Delta P_{\text{ст}} \approx \Delta P_{0\text{ном}}$
- Полное, активное и индуктивное сопротивления ветви намагничивания в схеме замещения:

$$z_0 \approx \frac{U_0}{I_0}; \quad r_0 \approx \frac{\Delta P_{\text{см}}}{3I_0^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2} \quad (8.8)$$

Опыт короткого замыкания (рис. 8.7) выполняют при пониженном напряжении, приложенном к первичной обмотке ($U_{\text{к}} = 0 \dots 0,2 U_{\text{ном}}$), и замкнутой накоротко вторичной обмотке (симметричном к.з. – в трёхфазных трансформаторах).

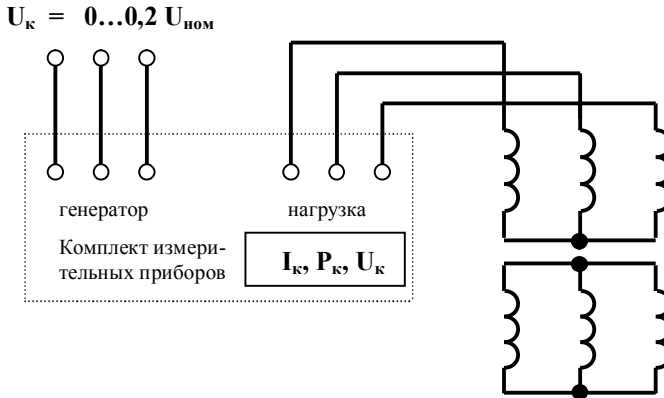


Рисунок 8.7 - Схема проведения опыта короткого замыкания

При коротком замыкании ток холостого хода пренебрежимо мал по сравнению с током I'_2 и можно считать: $I_1 \approx I'_2 \gg I_0$.

В процессе выполнения опыта к.з. напряжение необходимо постепенно повышать от нуля до такого значения, при котором ток достигнет значения $1,5 \dots 2,0 I_{ном}$. Снимаются те же самые параметры, что и в опыте холостого хода, но помечаются они индексом "к". Параметры короткого замыкания определяются при значении тока короткого замыкания, равном номинальному значению. Напряжение, при котором это имеет место, является одним из важных параметров трансформатора и называется *номинальным напряжением короткого замыкания*.

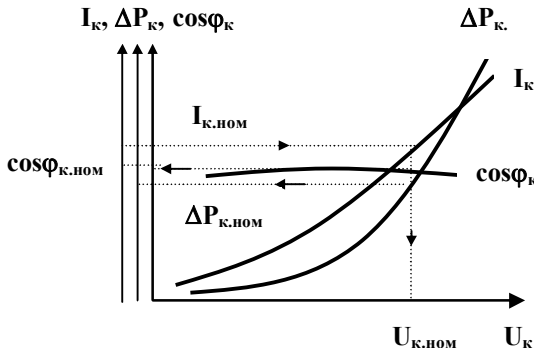


Рисунок 8.8 - Типичный вид характеристик короткого замыкания

В результате проведения опыта к.з. находят:

- Номинальное напряжение короткого замыкания, его активную и реактивную составляющие:

$$U_{к.ном}, \% = \frac{U_{к.ном}}{U_{ном}} \times 100\% ; \quad (8.9)$$

$$U_{к.ном.А} = U_{к.ном} \cos \varphi_{к.ном} ; \quad U_{к.ном.Р} = U_{к.ном} \sin \varphi_{к.ном} .$$

- Установившийся ток короткого замыкания:

$$I_{к.уст} = \frac{U_{ном}}{U_{к.ном}} \times I_{ном} . \quad (8.10)$$

- Номинальные потери короткого замыкания: $\Delta P_{к.ном}$.

- Приведённые полное, активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания в схеме замещения:

$$z'_{к} \approx \frac{U_{к}}{I_{к}} ; \quad r'_{к} \approx \frac{\Delta P_{к.ном}}{3I_{ном}^2} ; \quad x'_{к} = \sqrt{z_{к}^{\prime 2} - r_{к}^{\prime 2}} . \quad (8.11)$$

- В первом приближении считают, что активные и индуктивные сопротивления короткого замыкания первичных и вторичных обмоток равны между собой:

$$r_1 \approx r'_2 \approx r'_{к} / 2 ; \quad x_1 \approx x'_2 \approx x'_{к} / 2 .$$

Если при проведении опыта температура отлична от температуры окружающей среды, потери мощности и сопротивления приводятся к фактической температуре по формуле:

$$\Delta P_{t^{\circ}} = I^2 r_{t^{\circ}} = I^2 r_0 (1 + \alpha(t_i^{\circ} - t_0^{\circ})) . \quad (8.12)$$

где r_0 , r_i – сопротивления при начальной и фактической температуре; α – температурный коэффициент сопротивления

8.5. Расчет параметров схем замещения по паспортным данным трансформаторов

На практике часто возникает необходимость определения сопротивлений трансформаторов без проведения опытов по имеющимся паспортным данным.

В соответствии с ГОСТ Р 52719-2007 (Трансформаторы силовые. Общие технические условия) предприятиями-изготовителями указываются следующие данные трансформаторов, по которым можно определить параметры схем замещения.

- Номинальная мощность, номинальные высшее и низшее напряжения трансформатора.
- Ток $I^*_{\text{ном}}$ (% от номинального) и потери $\Delta P_{0,\text{ном}}$ холостого хода на основном ответвлении.
- Номинальные потери $\Delta P_{\text{к,ном}}$ и напряжение короткого замыкания $u_{\text{к,ном}}$ на основном ответвлении.

Предельные отклонения этих параметров от нормированных значений не должны превышать:

- для коэффициента трансформации $\pm 0,5\%$;
- для напряжения короткого замыкания $\pm 10\%$;
- для потерь короткого замыкания $+ 10\%$;
- для потерь холостого хода $+15\%$;
- для суммарных потерь $+ 15\%$;
- для тока холостого хода $+ 30\%$.

Отсутствие нижнего предельного отклонения для тока холостого хода и потерь означает, что его значение не ограничено. Помимо этого указываются условное обозначение схемы и группы соединений обмоток, вид переключения ответвлений, диапазон и число ступеней регулирования напряжения;

Полное сопротивление короткого замыкания трансформатора на основном ответвлении определяется расчетным путем по формуле:

$$z_{\text{к}} = \frac{u_{\text{к,ном}} U_{\text{ном}}^2}{100S_{\text{ном}}}, \quad (8.13)$$

где $u_{к.ном}$ - номинальное напряжение короткого замыкания на основном ответвлении, %; $U_{ном}$ и $S_{ном}$ – номинальное напряжение и номинальная мощность трансформатора

Активная составляющая определяется по номинальным потерям короткого замыкания $\Delta P_{к.ном}$:

$$r_k = \frac{\Delta P_{к.ном} U_{ном}^2}{S_{ном}^2}; \quad (8.14)$$

а индуктивная составляющая равна:

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} = \frac{U_{ном}^2}{S_{ном}} \sqrt{\left(\frac{u_{к.ном}}{100}\right)^2 - \left(\frac{\Delta P_{к.ном}}{S_{ном}}\right)^2}, \quad (8.15)$$

Для расчета сопротивлений ветви намагничивания необходимо предварительно найти номинальный ток трансформатора и ток холостого хода в именованных единицах:

$$I_{1ном} = \frac{S_{ном.}}{\sqrt{3}U_{1ном}}; \quad (8.16)$$

$$I_{0ном} = \frac{I_{0ном}^*}{100} I_{1ном}. \quad (8.17)$$

Полное, активное, и индуктивное сопротивления цепи намагничивания определяются по формулам, аналогичным (8.8):

$$z_0 = \frac{U_{1ном}}{I_{0ном}}; \quad r_0 = \frac{\Delta P_{0.ном}}{3I_{0.ном}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \quad (8.18)$$

Нормируемые параметры трансформаторов приводятся в каталогах и справочной литературе.

Глава 9. Эксплуатационные характеристики трансформаторов

9.1. Внешние характеристики трансформаторов

Важными эксплуатационными характеристиками трансформаторов являются внешние характеристики, которые показывают, каким образом изменяется выходное напряжение при изменении величины и характера нагрузки. Общее выражение вторичного напряжения можно получить на основании упрощенной схемы замещения и соответствующей векторной диаграммы трансформатора (рис. 9.1).

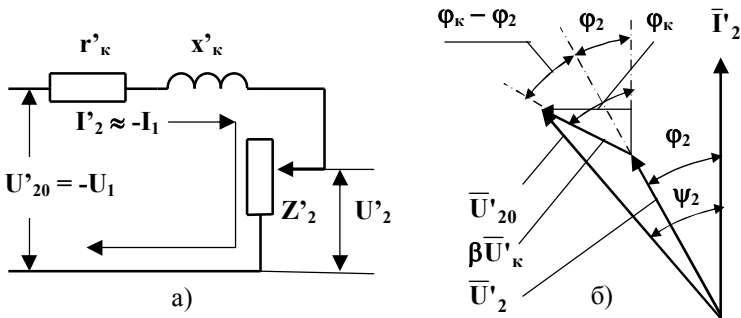


Рисунок 9.1 - Упрощенная схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) трансформатора

Для модуля напряжения холостого хода трансформатора на основании векторной диаграммы (рис. 9.1 – б) и теоремы косинусов можно записать следующее выражение:

$$U'_{20}{}^2 = U'_2{}^2 + (\beta U'_k)^2 + 2\beta U'_k U'_2 \cos(\varphi_k - \varphi_2), \quad (9.1)$$

где U'_{20}, U'_2 – приведенные значения вторичных напряжений в режимах х.х. и нагрузки; $\beta = \frac{I'_2}{I'_{2ном}} \approx \frac{I_1}{I_{1ном}}$ – коэффициент нагрузки, характеризующий модуль тока; U'_k, φ_k – напряжение и фазовый угол короткого замыкания; φ_2 – фазовый угол нагрузки; $\beta U'_k = I'_2 z'_k = \beta I'_{2ном} z'_k$ – модуль полного падения напряжения в трансформаторе при определенном токе и коэффициенте нагрузки.

Запишем это уравнение в относительных единицах, причем за базовые значения принимаем напряжение холостого хода U'_{20} , и ток установившегося короткого замыкания $I'_{2к}$. В результате получаем:

$$U^*_{2} = U'_{2} / U'_{20} ; \quad I^*_{2} = I'_{2} / I'_{2к} .$$

Учтем также следующие соотношения для токов, напряжений и сопротивлений короткого замыкания трансформаторов:

$$\begin{aligned} I'_{2к} &= I'_{2ном} / u_{к} ; \quad z_{к} = U_{к} / I_{2ном} = U_{20} / I_{2к} ; \\ I^*_{2} &= I'_{2} / I'_{2к} = I'_{2} u_{к} / I'_{2ном} = \beta u_{к} ; \\ \beta U_{к} &= I'_{2} z_{к} = \beta u_{к} I'_{2к} z_{к} = \beta u_{к} U'_{20} . \end{aligned} \quad (9.2)$$

где $u_{к} = \sqrt{u_{к.а.}^2 + u_{к.г}^2}$ – паспортное значение напряжения короткого замыкания в относительных единицах.

В результате подстановок и сокращений получаем уравнение (9.1) в относительных единицах:

$$1 = U^*_{2} + (\beta u_{к})^2 + 2\beta u_{к} U^*_{2} \cos(\varphi_{к} - \varphi_{2}) . \quad (9.3)$$

В общем случае эта зависимость представляет собой уравнение эллипса с осью, развернутой на 45° .

Эллипс вырождается в прямую линию: если выполняются следующие условия:

$$\varphi_{к} = \varphi_{2} ; \quad \cos(\varphi_{к} - \varphi_{2}) = 1 ; \quad U^*_{2} + \beta u_{к} = 1 . \quad (9.4)$$

Эллипс превращается в окружность в том случае, если выполняются условия:

$$\varphi_{к} - \varphi_{2} = 90^{\circ} ; \quad \cos(\varphi_{к} - \varphi_{2}) = 0 ; \quad 1 = \sqrt{U^*_{2} + (\beta u_{к})^2} . \quad (9.5)$$

Если нагрузка имеет емкостной характер, и выполняется условие $\varphi_2 < \varphi_k - 90^\circ$, вторичное напряжение на рабочем участке возрастает. В силовых трансформаторах полное напряжение короткого замыкания близко к реактивной составляющей, а угол $\varphi_k - \text{к } 90^\circ$, поэтому такой режим возможен только при очень большой емкостной составляющей тока нагрузки. Влияние характера нагрузки на выходное напряжение удобно анализировать с помощью векторных диаграмм, в которых модуль тока нагрузки остается неизменным, а фазовый сдвиг φ_2 между током и напряжением изменяется (рис. 9.2).

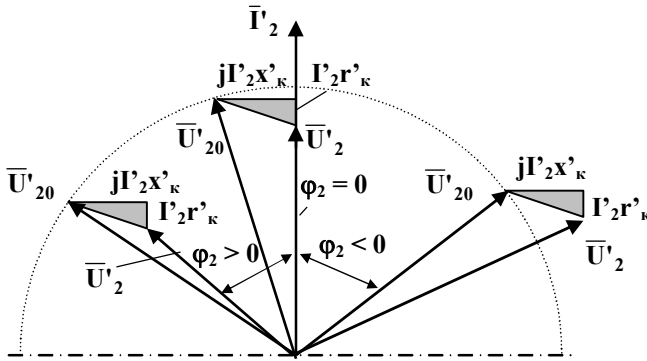


Рисунок 9. 2 - Векторные диаграммы при характерных значениях фазовых углов: а - $\varphi_2 = \varphi_k$; б - $\varphi_2 = \varphi_k - 90^\circ$; в - $\varphi_2 < \varphi_k - 90^\circ$

Положение треугольника падений напряжения относительно вектора тока \bar{I}'_2 остается неизменным, а первая его вершина при изменении фазового угла скользит по полуокружности, которую описывает вектор напряжения холостого хода. Векторы выходных напряжений получаем, соединяя вторую вершину с началом координат. Из векторной диаграммы наглядно видно, что модуль выходного напряжения при неизменном модуле тока существенно зависит от угла φ_2 .

Внешние характеристики при различных значениях угла $(\varphi_k - \varphi_2)$ в относительных единицах показаны на рис. 9.3. Они имеют важное теоретическое значение, поскольку описывают выходное напряжение во всем диапазоне изменения тока во вторичной цепи.

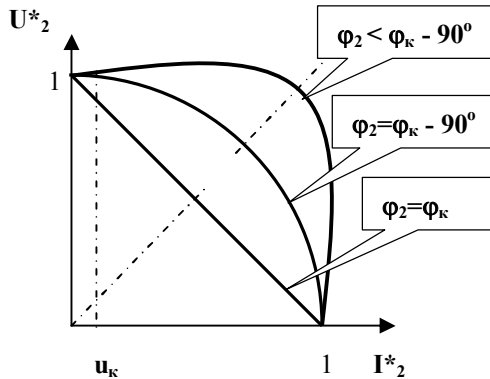


Рисунок 9.3 - Внешние характеристики трансформатора в относительных единицах

Аналитическое их выражение можно получить, решив уравнение (9.3) относительно напряжения U^*_2 на выходе трансформатора:

$$\begin{aligned}
 U^*_2 &= -\beta u_k \cos(\varphi_k - \varphi_2) \pm \sqrt{(\beta u_k)^2 \cos^2(\varphi_k - \varphi_2) + 1 - (\beta u_k)^2} = \\
 &= -\beta u_k \cos(\varphi_k - \varphi_2) \pm \sqrt{1 - (\beta u_k)^2 \sin^2(\varphi_k - \varphi_2)}. \quad (9.6)
 \end{aligned}$$

Знак минус опускаем исходя из физического смысла, поскольку выходное напряжение трансформатора не может быть отрицательным. Учтем известные формулы тригонометрических преобразований для синуса и косинуса разности углов $(\varphi_k - \varphi_2)$:

$$\begin{aligned}
 \cos(\varphi_k - \varphi_2) &= \cos \varphi_k \cos \varphi_2 + \sin \varphi_k \sin \varphi_2 \\
 \sin(\varphi_k - \varphi_2) &= \sin \varphi_k \cos \varphi_2 - \cos \varphi_k \sin \varphi_2
 \end{aligned}$$

и в результате подстановок и преобразований (9.6) получим:

$$\begin{aligned}
 U^*_2 &= -\beta u_k (\cos \varphi_k \cos \varphi_2 + \sin \varphi_k \sin \varphi_2) + \\
 &+ \sqrt{1 - (\beta u_k)^2 \sin^2(\varphi_k - \varphi_2)}. \quad (9.7)
 \end{aligned}$$

Это уравнение справедливо для всех трансформаторов, в том числе – имеющих большие значения напряжения короткого замыкания и работающих не только в режиме источников напряжения, но и в режиме источников тока, – например в сварочных. В силовых трансформаторах на практике ток нагрузки обычно не превышает $2I_{ном}$, и в основном рабочем диапазоне $\beta u_k < 0,1$. В этом случае с высокой точностью можно пользоваться известной приближенной формулой:

$$\sqrt{1-x} \approx 1 - \frac{x}{2}.$$

Кроме того, учтем, что: $u_k \sin \varphi_k = u_{kr}$; $u_k \cos \varphi_k = u_{ka}$. В результате подстановок и преобразований получаем:

$$U^*_2 = 1 - \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2) - \frac{\beta^2(u_{kr} \cos \varphi_2 - u_{ka} \sin \varphi_2)^2}{2}. \quad (9.8)$$

Погрешность вычислений по этой формуле находится в пределах 1%, если $\beta u_k \leq 0,5$. Она может использоваться практически для всех трансформаторов, работающих в режиме источников напряжения, но далее погрешность резко возрастает. При характерных для двухобмоточных силовых трансформаторов малых значениях напряжения короткого замыкания ($u_k = 0,05 - 0,07$) последний член в выражении (9.8) также весьма мал, и потому часто используется следующее приближение:

$$U^*_2 \approx 1 - \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2);$$

$$U_2 \approx U_{20}(1 - \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2)). \quad (9.9)$$

Погрешность расчета по этим формулам не превышает 3% при $\beta u_k \leq 0,25$.

Общий вид внешних характеристик выражающих зависимость выходного напряжения от модуля тока нагрузки (коэффициента загрузки): $U_2 = f(I_2, \beta)$ при индуктивном, активном и емкостном характере показан на рис. 9.4 (рабочая область выделена жирными линиями). При коротком замыкании характеристики сходятся в одной точке, соответствующей току установившегося короткого замыкания

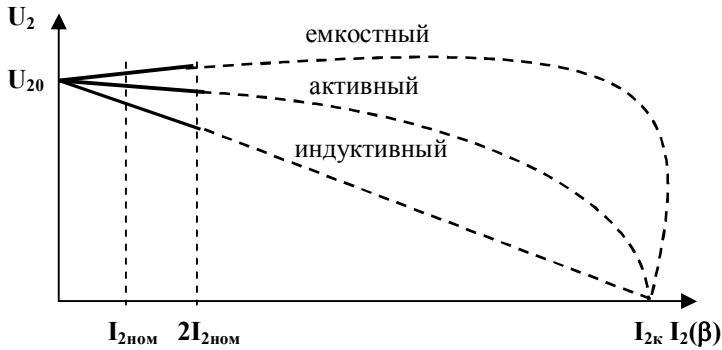


Рисунок 9.4 - Общий вид внешних характеристик трансформатора при различном характере нагрузки

В некоторых случаях пользуются вторым типом внешних характеристик, которые показывают зависимость отклонений напряжения от фазового угла нагрузки φ_2 при неизменном модуле тока: $\Delta U_2 = f(\varphi_2)$. Чаще всего эта зависимость выражается в относительных единицах (или в процентах):

$$\Delta U^*_{2} = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} = \beta(u_{ка} \cos \varphi_2 + u_{кр} \sin \varphi_2). \quad (9.10)$$

Поскольку косинус является четной функцией активная составляющая напряжения короткого замыкания $u_{ка}$ независимо от знака угла φ_2 дает положительное значение отклонения и вызывает уменьшение выходного напряжения. По-иному проявляется влияние реактивной составляющей $u_{кр}$. Если $\varphi_2 > 0$ (индуктивный характер нагрузки), имеем положительное отклонение: $\beta u_{кр} \sin \varphi_2 > 0$ и дополнительное уменьшение выходного напряжения. При $\varphi_2 < 0$ (емкостный характер нагрузки) $u_{кр}$ вызывает отрицательное отклонение: $\beta u_{кр} \sin \varphi_2 < 0$ и определенное увеличение выходного напряжения по сравнению с активной нагрузкой. Если $\varphi_2 < 0$ и выполняется условие: $u_{ка} \cos \varphi_2 - u_{кр} \sin \varphi_2 = 0$, напряжение на выходе трансформатора остается неизменным (в пределах точности упрощенной формулы). Типичный вид внешних характеристик $\Delta U_2 = f(\varphi_2)$ показан на рис. 9.5.

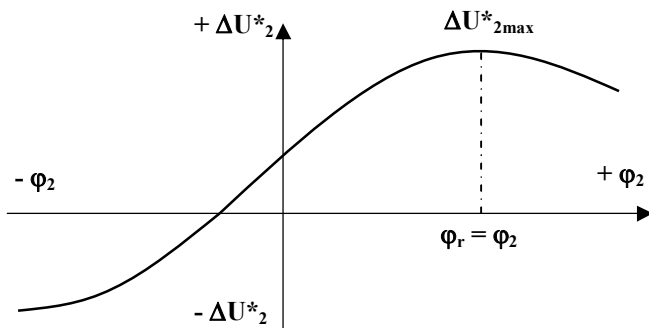


Рисунок 9.5 - Типичная зависимость отклонений напряжения от фазового угла φ_2 при неизменном коэффициенте загрузки

Максимальному значению отклонения напряжения соответствует равенство фазовых углов короткого замыкания трансформатора и нагрузки ($\varphi_r = \varphi_2$).

Все полученные результаты можно отнести не только к однофазным, но и к трехфазным трансформаторам, но только в случае симметричной их нагрузки.

9.2. Потери и КПД трансформаторов

Преобразования энергии в трансформаторах сопровождаются ее потерями в магнитной системе и в обмотках. Основным критерием энергетической эффективности является коэффициент полезного действия, численно равный отношению активной мощности на выводах вторичной обмотки к активной мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum \Delta P} = \frac{P_1 - \sum \Delta P}{P_1} = 1 - \frac{\sum \Delta P}{P_1}. \quad (9.11)$$

где $\sum \Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_k$ – сумма потерь активной мощности в магнитной системе (ΔP_0) и в обмотках (ΔP_k) трансформатора.

КПД силовых трансформаторов очень высок и достигает **98 – 99%**, поэтому его определение по прямым замерам мощности может дать большую погрешность.

ГОСТ регламентирует косвенный метод расчета, в основу которого положены результаты опытов холостого хода и короткого замыкания. Потери ΔP_0 мало зависят от нагрузки и называются постоянными. Они практически равны потерям в стали трансформатора. Электрические потери в обмотках (называемые также потерями короткого замыкания) изменяются пропорционально квадрату тока нагрузки. При расчетах КПД переменные потери вычисляются через коэффициент загрузки и *номинальные потери короткого замыкания*, определенные в результате проведения соответствующего опыта:

$$\Delta P_{\text{к}} = I_2^2 r_{\text{к}} = \left(\frac{I_2}{I_{2\text{ном}}} \right)^2 I_{2\text{ном}}^2 r_{\text{к}} = \beta^2 \Delta P_{\text{к.ном}}. \quad (9.12)$$

В рабочем диапазоне вторичное напряжение трансформатора изменяется очень мало, поэтому активную мощность на выходе можно выразить через коэффициент загрузки, номинальную полную мощность и коэффициент мощности нагрузки:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \approx \beta U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}} \cos \varphi_2 = \beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2. \quad (9.13)$$

Подставляя в исходное уравнение значения P_2 , ΔP_0 и $\Delta P_{\text{к}}$, получаем зависимость КПД от коэффициента загрузки:

$$\eta = 1 - \frac{\Delta P_0 + \beta^2 \Delta P_{\text{к.ном}}}{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + \Delta P_0 + \beta^2 \Delta P_{\text{к.ном}}}. \quad (9.14)$$

В режимах холостого хода и короткого замыкания полезная мощность тождественно равна нулю, поскольку в первом случае равен нулю ток нагрузки, а во втором – напряжение на ней. КПД в этих крайних случаях также равен нулю. Исследуем функцию $\eta = f(\beta)$ на экстремум, для чего необходимо приравнять к нулю числитель первой производной $\left(\frac{d\eta}{d\beta} \right)$:

$$S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 \left(\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + \Delta P_0 + \beta^2 \Delta P_{\text{к.ном}} \right) - \left(S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + 2\beta \Delta P_{\text{к.ном}} \right) \beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 = 0.$$

В результате получаем: $\beta_{\text{опт}}^2 \Delta P_{\text{к.ном}} = \Delta P_0$. Таким образом, КПД имеет максимальное значение при равенстве постоянных и переменных потерь, а оптимальный коэффициент загрузки равен:

$$\beta_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}} \quad (9.15)$$

Значение $\beta_{\text{опт}}$ не зависит от характера нагрузки. Обычно трансформаторы проектируются таким образом, чтобы он находился в пределах: $0,5 \leq \beta_{\text{опт}} \leq 0,7$. Это соответствует наиболее вероятной степени загрузки в течение длительного времени. Значение максимального КПД, напротив, зависит от характера нагрузки, что следует из анализа уравнения (9.14). Абсолютный максимум достигается при чисто активной нагрузке ($\cos\varphi_2 = 1$). При индуктивном или емкостном характере нагрузки имеем: $\cos\varphi_2 < 1$. В результате знаменатель дроби уменьшается, а сама дробь – увеличивается, что приводит к снижению КПД. Типовые характеристики $\eta = f(\beta)$ показаны на рис. 9.6.

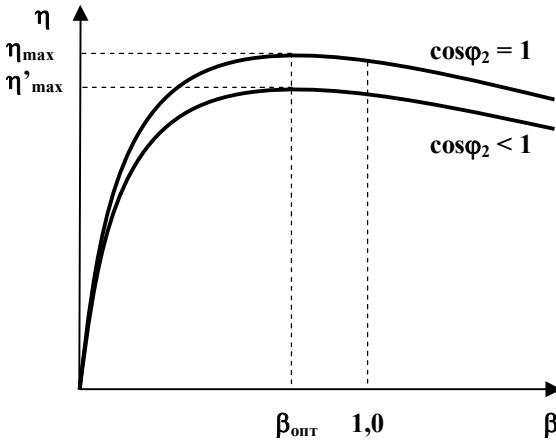


Рисунок 9.6 - Типовые зависимости КПД от коэффициента загрузки

КПД трансформаторов резко возрастает при малых нагрузках, и при $\beta = 0,2 - 0,3$ приближается к максимуму, после чего незначительно уменьшается. Это является весьма ценным свойством, поскольку позволяет обеспечить высокую эффективность работы трансформаторов при значительных колебаниях нагрузки.

Глава 10. Схемы и группы соединения обмоток трехфазных трансформаторов

10.1. Схемы соединения обмоток

Направление ЭДС, которые наводятся в обмотках трансформаторов одним и тем же магнитным потоком, зависят от направления намотки витков. Если уклон витков совпадает с правой резьбой винта, намотка называется «правой», если с левой резьбой – «левой». При одинаковом направлении намотки первичной и вторичной обмоток ЭДС \bar{E}_1 и \bar{E}_2 совпадают по фазе, при различном – находятся между собой в противофазе (рис.10.1).

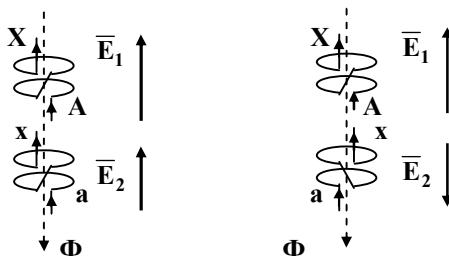


Рисунок 10.1 - Связь между направлениями намотки обмоток и фазами наведенных в них ЭДС

Само понятие начала и окончания обмотки условно, но их строгое взаимное согласование абсолютно необходимо при различных соединениях обмоток. Начала и концы трехфазных обмоток высшего напряжения маркируются буквами «А – X», «В – Y», «С – Z», а обмоток низшего напряжения – малыми буквами: «а – x», «b – y», «с – z». При необходимости (при наличии в обмотках ответвлений, в многообмоточных трансформаторах и в других случаях) к буквам добавляются цифровые индексы. Как первичные, так и вторичные трехфазные обмотки могут соединяться между собой по одной из следующих схем (рис. 10.2): «звезда» (Y), «треугольник» (Δ), «зигзаг» (Z). Схемы соединения «звезда» и «зигзаг» могут иметь выведенную нейтраль (Y_0 , Z_0). Первичные и вторичные обмотки могут иметь как одинаковые, так и различные схемы соединения, но во всех без исключения случаях необходимо строго соблюдать маркировку их выводов. На рис. 10.2 показаны схемы соединения вторичных обмоток Y и Δ.

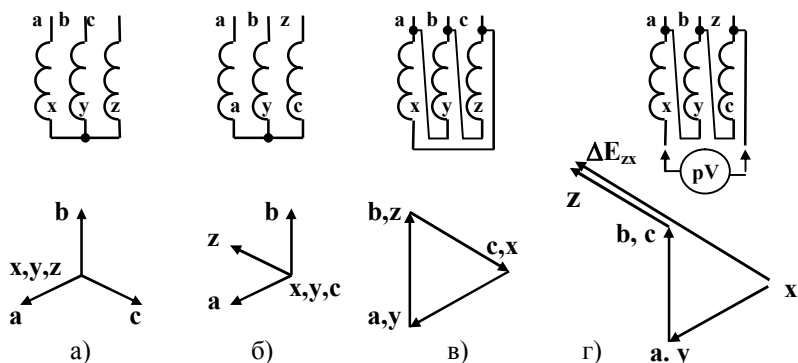


Рисунок 10.2 - Схемы соединения и векторные диаграммы ЭДС: а, б – Y с правильной и неправильной маркировкой выводов; в, г – то же, но Δ

При правильной маркировке всех выводов ЭДС образуют симметричную трехфазную систему векторов (звезду или равносторонний треугольник). Если направление катушки какой-либо обмотки (например, в фазе «С») изменить на противоположное, соответствующие вектора ЭДС также изменят направление и происходит искажение симметричной трехфазной системы. Замыкать соединение обмоток в Δ при этом нельзя, поскольку между выводами «z» и «x» действует разность ЭДС ΔE_{zx} , равная удвоенному междуфазному напряжению.

Соединение «Z» образуется путем последовательно-встречного включения двух групп обмоток по схеме, рис. 10.3. Оно значительно сложнее «Y» и «Δ» и требует повышенного расхода материалов. Силовые трансформаторы с соединением вторичных обмоток «Z₀» применяются в системах электроснабжения при большой несимметрии нагрузки. Его используют также для увеличения числа фаз, получения различных фазовых сдвигов вторичных напряжений, и в некоторых других случаях.

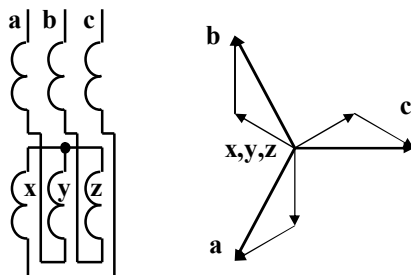


Рисунок 10.3 - Схема и векторная диаграмма ЭДС при соединении обмоток по схеме «Z»

10.2. Маркировка выводов обмоток

Маркировка выводов первичной обмотки. С помощью омметра или другого прибора определяются пары выводов, принадлежащих отдельным обмоткам. Начало и окончание одной из обмоток маркируется произвольно. Если возможно, визуально определяется обмотка, расположенная на среднем стержне. К ее окончанию присоединяют по одному выводу других обмоток, предположительно – также окончания. Затем к этой обмотке подводится напряжение U_1 . Возникший в результате магнитный поток Φ_B замыкается по крайним стержням. Потоки Φ_A и Φ_C в них направлены по отношению к обмоткам в противоположную сторону, а по величине равны половине полного потока: $\overline{\Phi}_A = \overline{\Phi}_C = -0,5\overline{\Phi}_B$. В результате в обмотках «А» и «С» наводится ЭДС, равная $0,5U_1$. При встречном включении обмоток (соединены одноименные выводы) ЭДС суммируются, и напряжения между свободными выводами обмоток будут равны: $U_{BA} = U_{BC} = 1,5U_B = 1,5U_1$ (рис. 10.4 – а). Это свидетельствует о правильности маркировки.

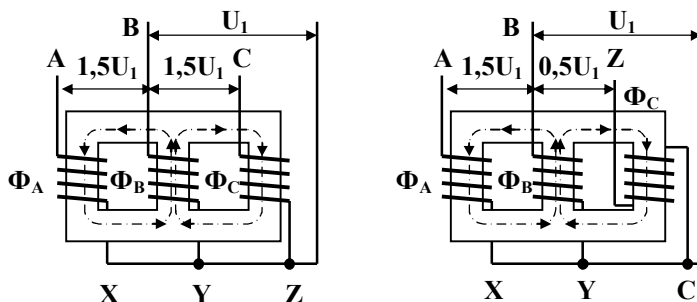


Рисунок 10.4 - Маркировка выводов первичных обмоток трехфазного трансформатора

Если выводы какой-либо обмотки, например «С», определены неверно, ЭДС E_C вычитается из U_1 , и контрольное напряжение составит: $U_{BC} = 0,5U_1$ (рис. 10.4 – б). Если базовая обмотка располагается на одном из крайних стержней, наводимая в обмотке среднего стержня ЭДС будет больше ЭДС в обмотке второго крайнего стержня, что объясняется различием путей замыкания магнитных потоков, но и в этом случае при правильной маркировке контрольное напряжение увеличивается по сравнению с U_1 , а при неправильной – уменьшаться.

Маркировку выводов вторичной обмотки начинают с определения принадлежности каждой из вторичных обмоток к определенной фазе. Для этого к каждой из первичных обмоток последовательно прикладывается напряжение. Вследствие различия магнитных потоков в стержнях напряжения на вторичных обмотках различны. Наибольшее его значение имеет место, если первичная и вторичная обмотки расположены на одном стержне. Для маркировки начал и окончаний один из выводов вторичной обмотки соединяется с выводом соответствующей ей первичной обмотки. Если напряжение между оставшимися выводами уменьшается, соединенные выводы имеют одинаковую маркировку (рис. 10.5 – а), если увеличивается – различную (рис. 10.5 – б).

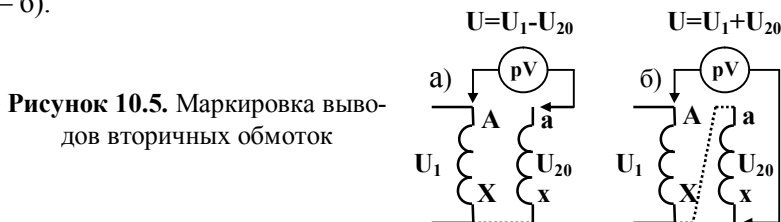


Рисунок 10.5. Маркировка выводов вторичных обмоток

Схемы соединения обмоток не определяют фазового смещения между векторами ЭДС первичных и вторичных обмоток, что может привести к ошибкам при включении трансформаторов на параллельную работу и в некоторых других случаях, поэтому для трехфазных трансформаторов вводится дополнительно понятие групп соединения.

10.3. Группы соединения обмоток

Группой соединения обмоток трансформатора называется угловое смещение векторов междуфазных ЭДС вторичных обмоток по отношению к соответствующим векторам междуфазных ЭДС первичных обмоток против часовой стрелки. Группа соединений обозначается числом, которое, будучи умножено на 30° , дает полный угол между векторами междуфазных ЭДС. В однофазных трансформаторах возможны только две группы, поскольку векторы первичных и вторичных ЭДС либо совпадают по фазе, либо находятся в противофазе (рис. 10.1). Первый случай соответствует нулевой группе, второй – шестой ($6 \times 30^\circ = 180^\circ$). В трехфазных трансформаторах выделяют двенадцать групп, обозначаемых цифрами 0, 1, 2 ... 11. Группы 0, 2, 4 ... 10 называются четными и получаются при одинаковых схемах соединения

первичных и вторичных обмоток (Y/Y или Δ/Δ). Группы 1, 3, 5 ... 11 называются нечетными и получаются, если схемы соединения первичных и вторичных обмоток различны (Y/ Δ , Δ /Y, Y/Z). Рассмотрим образование четных групп на примере (рис. 10.6). Для наглядности на векторных диаграммах ЭДС вершины «A» и «a» совмещаются.

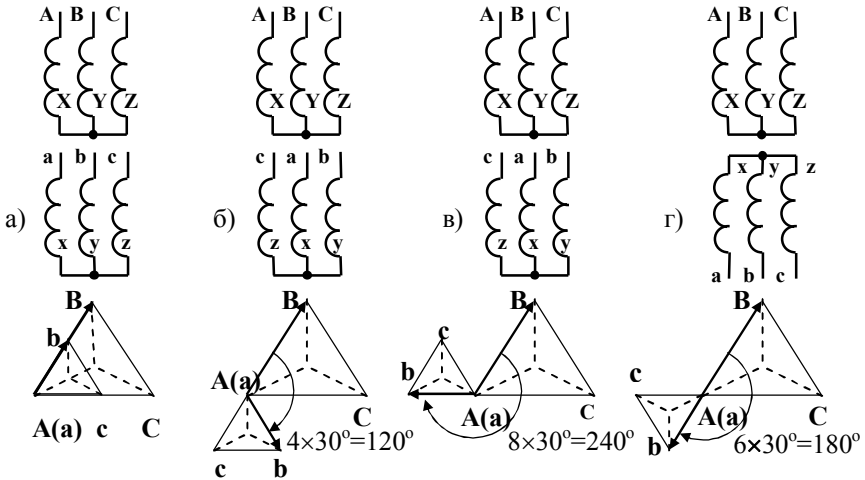
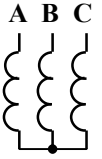
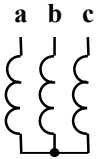
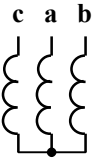
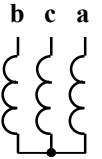
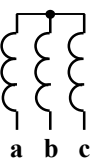
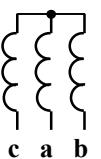
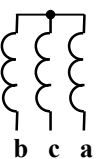
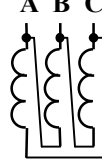
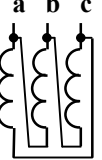
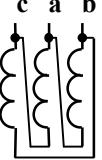
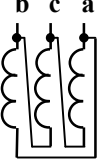
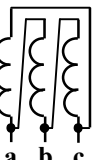
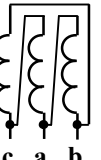
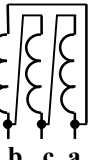
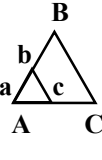
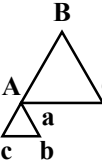
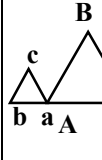
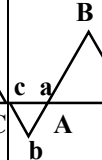
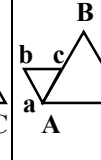
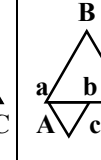


Рисунок 10.6 - Маркировка выводов и диаграммы ЭДС четных групп соединения обмоток: а – 0; б – 4; в – 8; г – 6

Если первичные и вторичные обмотки имеют одинаковое направление намотки, одинаковую маркировку и схемы соединения (в данном случае Y/Y), первичные и вторичные ЭДС с одинаковой индексацией одинаково направлены. Фазовый сдвиг между ними равен нулю, что соответствует нулевой группе (рис. 10.6 – а). При круговой перемаркировке выводов вторичных обмоток по рис.10.6 – б направления вторичных ЭДС изменятся. Согласно с первичной ЭДС E_{AB} будет направлена вторичная ЭДС E_{ca} , а ЭДС E_{ab} развернется на угол $4 \times 30^\circ = 120^\circ$. На этот же угол развернутся векторы E_{bc} – по отношению к E_{BC} и E_{ca} – по отношению к E_{CA} . В результате получим четвертую группу. Если еще один раз выполнить перемаркировку (рис. 4.10 – в), получим пары согласно направленных ЭДС: $E_{AB} \Rightarrow E_{bc}$; $E_{BC} \Rightarrow E_{ca}$; $E_{CA} \Rightarrow E_{ab}$. Вторичные ЭДС, имеющие ту же индексацию, что и первичные, при этом повернутся на угол $8 \times 30^\circ = 240^\circ$. В результате получаем восьмую группу. Шестая группа получается из нулевой путем изменения направления намотки всех вторичных обмоток путем вза-

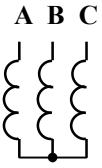
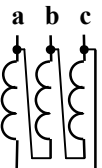
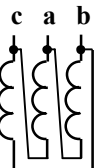
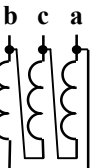
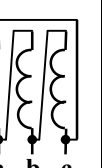
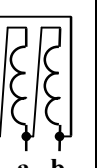
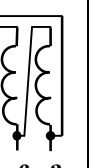
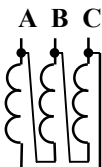
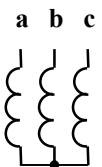
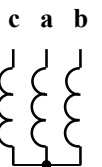
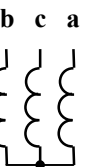
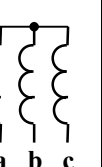
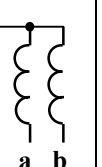
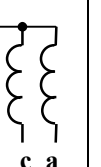
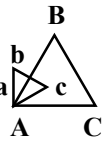
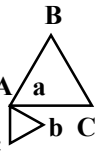
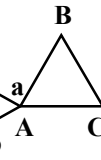
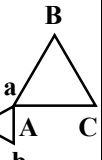
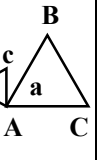
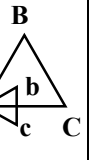
имной перемаркировкой начал и окончаний каждой из обмоток: $a \Rightarrow x$; $b \Rightarrow y$; $c \Rightarrow z$. Из рис. 10.6 – г следует, что векторы вторичных ЭДС изменят свои направления на противоположные, и фазовый сдвиг между ними и соответствующими векторами первичных ЭДС составит $6 \times 30^\circ = 180^\circ$. Путем круговой перемаркировки выводов шестую группу можно преобразовать в десятую и вторую. Аналогичные результаты получаются и в том случае, когда обмотки трансформатора соединяются по схеме Δ/Δ . Нулевая и шестая группы называются основными, а группы **2; 4; 8; 10** – производными. При перемаркировке выводов следует обращать особое внимание на то, что чередование фаз должно оставаться неизменным: $a \Rightarrow b \Rightarrow c$; $b \Rightarrow c \Rightarrow a$; $c \Rightarrow a \Rightarrow b$. Основные варианты схем соединения обмоток, при которых получаются четные группы и векторные диаграммы ЭДС приведены в таблице 10.1.

Таблица 10.1 - Схемы соединения обмоток и векторные диаграммы ЭДС для четных групп

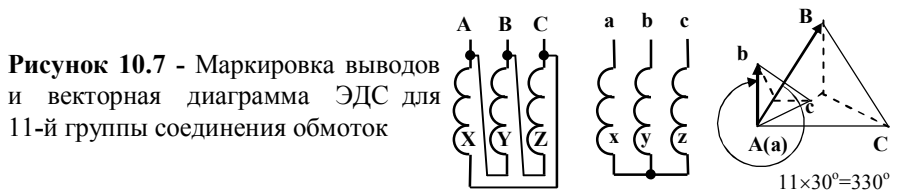
Схемы соединения и маркировка выводов обмоток						
первичных	вторичных					
						
						
Группа соединения, угловое смещение и векторные диаграммы ЭДС	0	4	8	6	10	2
	0°	120°	240°	180°	300°	60°
						

Схемы соединения обмоток и векторные диаграммы ЭДС, соответствующие нечетным группам, приведены в таблице 10.2.

Таблица 10.2 - Схемы соединения обмоток и векторные диаграммы ЭДС для нечетных групп

Схемы соединения и маркировка выводов обмоток						
первичных	вторичных					
						
						
Группа соединения, угловое смещение и векторные диаграммы ЭДС	11	3	7	5	9	1
	330°	90°	210°	150°	270°	30°
						

Наибольшее значение среди нечетных групп имеет одиннадцатая группа со схемой соединения обмоток Δ/Y (рис. 10.7).



Для этой группы совпадают направления следующих векторов междуфазных первичных и фазных вторичных ЭДС: E_{AB} и E_a ; E_{BC} и E_b ; E_{CA} и E_c . Междуфазные вторичные ЭДС сдвинуты по фазе от соответствующих им первичных ЭДС на угол $11 \times 30^\circ = 330^\circ$. Если выводы вторичных обмоток перемаркировать точно таким же образом, как и для четных групп, получим третью и седьмую группы. Изменение полярности всех первичных обмоток на противоположную даст пятую группу, а дальнейшая их перемаркировка – девятую и первую группы.

Все нечетные группы соединения обмоток могут быть реализованы также при соединении обмоток по схеме Y/Z .

Определение группы соединения обмоток производится после маркировки всех выводов. Выводы первичной и вторичной обмоток с маркировками «А» и «а» соединяются между собой. К выводам «А», «В», «С» подводится симметричная система напряжений. Каждой группе соединений соответствуют строго определенные характеристические напряжения $U_{Bb} = U_{Cc}$ и U_{Cc} , которые можно измерить с помощью вольтметра. Эти напряжения в определенном масштабе будут равны соответствующим отрезкам на векторной диаграмме напряжений, построенной для данной группы соединения обмоток. В качестве примера на рис. 10.8 показана схема измерений и векторная диаграмма напряжений для 11 – й группы (схема Y/Δ).

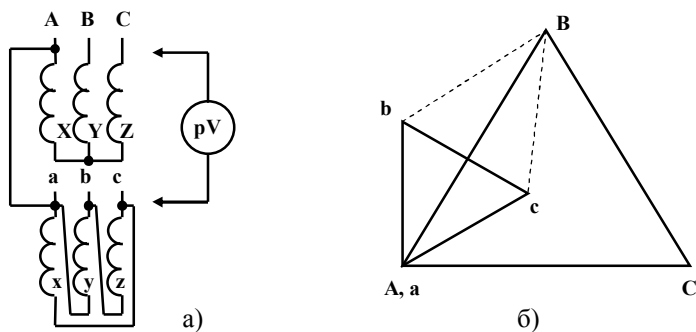


Рисунок 10.8 - Схема измерений (а) и векторная диаграмма напряжений (б) для 11– й группы соединений обмоток

Все характеристические напряжения можно определить аналитически по известным сторонам соответствующих им треугольников и углу между ними.

Стороны треугольников **ABC** и **abc** в масштабе равны междуфазным напряжениям U_{AB} и U_{ab} , а угол между сторонами **AB** и **ab** определяется группой соединения обмоток. Применение формул решения треугольников дает формулы, по которым можно найти характеристические напряжения U_{Bb} для каждой группы, которые приведены в таблице 10.3. Из нее следует, одного этого признака для групп 1 и 11, 2 и 10, 3 и 9, 4 и 8, 5 и 7 недостаточно. Точная идентификация производится с помощью второго характеристического напряжения U_{Bc} , причем достаточно сравнить его по величине с напряжением U_{Bb} . Результаты расчета сравниваются с показаниями вольтметра, и делается вывод о группе соединений.

Таблица 10.3 - Аналитическое определение характеристических напряжений

$U_{Bb} = U_{Cc}$	U_{Bc}	Группа
$U_{2м.ф} (k - 1)$	Больше	0
$U_{2м.ф} \sqrt{1 - \sqrt{3k + k^2}}$	Больше	1
$U_{2м.ф} \sqrt{1 - k + k^2}$	Больше	2
$U_{2м.ф} \sqrt{1 + k^2}$	Больше	3
$U_{2м.ф} \sqrt{1 + k + k^2}$	Больше	4
$U_{2м.ф} \sqrt{1 + \sqrt{3k + k^2}}$	Равно	5
$U_{2м.ф} (k + 1)$	Меньше	6
$U_{2м.ф} \sqrt{1 + \sqrt{3k + k^2}}$	Меньше	7
$U_{2м.ф} \sqrt{1 + k + k^2}$	Меньше	8
$U_{2м.ф} \sqrt{1 + k^2}$	Меньше	9
$U_{2м.ф} \sqrt{1 - k + k^2}$	Меньше	10
$U_{2м.ф} \sqrt{1 - \sqrt{3k + k^2}}$	Равно	11

Глава 11. Несимметричная нагрузка трехфазных трансформаторов

11.1. Основные сведения о методах расчета несимметричных режимов

Нагрузка трехфазных трансформаторов в электрических сетях характеризуется значительной несимметрией, которая отрицательно влияет на их характеристики и качество электроэнергии.

Основным методом анализа и расчета несимметричных режимов является метод симметричных составляющих, согласно которому несимметричная система любых трехфазных переменных $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$ (под которыми могут подразумеваться ЭДС, напряжения, токи и другие параметры) представляется в виде трех симметричных систем прямой $(\bar{A}_1, \bar{B}_1, \bar{C}_1)$, обратной $(\bar{A}_2, \bar{B}_2, \bar{C}_2)$, и нулевой $(\bar{A}_0, \bar{B}_0, \bar{C}_0)$ последовательностей. Векторы прямой последовательности равны по модулю, сдвинуты между собой по фазе на $\pm 120^\circ$, и вращаются в прямом направлении. Они определяются системой уравнений:

$$\begin{cases} \bar{A}_1 = \frac{1}{3}(\bar{A} + a\bar{B} + a^2\bar{C}) \\ \bar{B}_1 = \frac{1}{3}(\bar{B} + a\bar{C} + a^2\bar{A}) \\ \bar{C}_1 = \frac{1}{3}(\bar{C} + a\bar{A} + a^2\bar{B}) \end{cases} \quad (11.1)$$

Векторы обратной последовательности также равны по модулю и сдвинуты между собой по фазе на $\pm 120^\circ$, но вращаются в обратном направлении. Они определяются следующим образом:

$$\begin{cases} \bar{A}_2 = \frac{1}{3}(\bar{A} + a^2\bar{B} + a\bar{C}) \\ \bar{B}_2 = \frac{1}{3}(\bar{B} + a^2\bar{C} + a\bar{A}) \\ \bar{C}_2 = \frac{1}{3}(\bar{C} + a^2\bar{A} + a\bar{B}) \end{cases} \quad (11.2)$$

Векторы нулевой последовательности всех фаз равны по модулям, совпадают по фазе, и определяются по формуле:

$$\bar{A}_0 = \bar{B}_0 = \bar{C}_0 = \frac{1}{3}(\bar{A} + \bar{B} + \bar{C}). \quad (11.3)$$

Все величины в выражениях (11.1) – (11.3) представляют собой комплексные числа. Единичный оператор поворота «а» может записываться как в показательной, так и в алгебраической форме и равен:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j. \quad (11.4)$$

Умножение любого вектора на единичный оператор поворота равносильно его повороту на 120° против часовой стрелки, а умножение на величину «а²» – по часовой стрелке.

В симметричных системах составляющие обратной и нулевой последовательностей тождественно равны нулю и полные вектора равны векторам симметричных составляющих прямой последовательности: $\bar{A} = \bar{A}_1; \bar{B} = \bar{B}_1; \bar{C} = \bar{C}_1$.

Для полного определения любой из симметричных систем достаточно знать симметричные составляющие каждой из последовательностей только для одной фазы.

Пример разложения несимметричной системы векторов на симметричные составляющие показан на рис. 11.1.

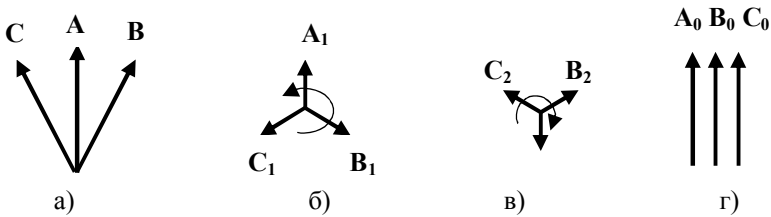


Рисунок 11.1 - Пример разложения несимметричной системы векторов (а) на симметричные составляющие прямой (б), обратной (в) и нулевой (г) последовательностей

Формулы обратных преобразований позволяют вычислить по известным симметричным составляющим векторы исходной системы:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{A}} = \bar{\mathbf{A}}_1 + \bar{\mathbf{A}}_2 + \bar{\mathbf{A}}_0 \\ \bar{\mathbf{B}} = \bar{\mathbf{B}}_1 + \bar{\mathbf{B}}_2 + \bar{\mathbf{B}}_0 \\ \bar{\mathbf{C}} = \bar{\mathbf{C}}_1 + \bar{\mathbf{C}}_2 + \bar{\mathbf{C}}_0 \end{cases} \quad (11.5)$$

Для каждой из симметричных систем в отдельности все электрические параметры – напряжения, токи, сопротивления, активные, реактивные и полные мощности связаны между собой вполне определенным образом. Отношения симметричных составляющих фазных напряжений прямой, обратной и нулевой последовательностей к симметричным составляющим токов называются комплексными сопротивлениями прямой, обратной и нулевой последовательностей. Каждая из симметричных систем токов вызывает соответствующие падения напряжения, которые равны:

$$\Delta \bar{\mathbf{U}}_1 = \bar{\mathbf{I}}_1 \mathbf{Z}_1; \quad \Delta \bar{\mathbf{U}}_2 = \bar{\mathbf{I}}_2 \mathbf{Z}_2; \quad \Delta \bar{\mathbf{U}}_0 = \bar{\mathbf{I}}_0 \mathbf{Z}_0. \quad (11.6)$$

В общем случае: $\mathbf{Z}_1 \neq \mathbf{Z}_2 \neq \mathbf{Z}_0$, а значения их зависят от вида элемента системы электроснабжения или потребителя электроэнергии. Определение этих параметров является одной из главных задач при расчете несимметричных режимов.

11.2. Сопротивление нулевой последовательности трансформаторов с различными схемами соединения обмоток

В трансформаторах сопротивления прямой и обратной последовательностей равны между собой и равны сопротивлению короткого замыкания: $\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_k$, а сопротивление нулевой последовательности зависит от схемы соединения обмоток и конструкции трансформатора. В режимах симметричной нагрузки между схемами соединения обмоток: звезда – звезда с нулем (\mathbf{Y}/\mathbf{Y}_0); треугольник – звезда с нулем (Δ/\mathbf{Y}_0) и звезда – зигзаг с нулем (\mathbf{Y}/\mathbf{Z}_0) практически нет разницы.

Принципиальное различие этих схем заключается в реакции на токи нулевой последовательности при несимметричной нагрузке, которая практически всегда имеет место в сетях низкого напряжения с нулевым проводом при подключении однофазных электроприемников.

Отсутствие четкого представления о принципиальных отличиях свойств силовых трансформаторов с разными схемами соединения обмоток приводит к ошибкам в их применении, причем неправильный выбор схемы соединения обмоток не только снижает качество электроэнергии, но и может привести к авариям.

Магнитная система силовых трехфазных трансформаторов выполняется в виде общего трехстержневого магнитопровода, на каждом из стержней которого располагаются первичная и вторичная обмотки соответствующей фазы. При такой конструкции по магнитопроводу могут замыкаться только магнитные потоки, сдвинутые между собой по фазе на $\pm 120^\circ$. В симметричных режимах магнитные потоки трех фаз циркулируют в магнитопроводе и за его пределы не выходят. Это условие нарушается при несимметрии нагрузки, и появлении токов нулевой последовательности.

Соединение обмоток по схеме «звезда – звезда с нулем» (Y/Y_0). Конструкция и пути замыкания токов и магнитных потоков нулевой последовательности для этого случая показаны на рис. 11.2.

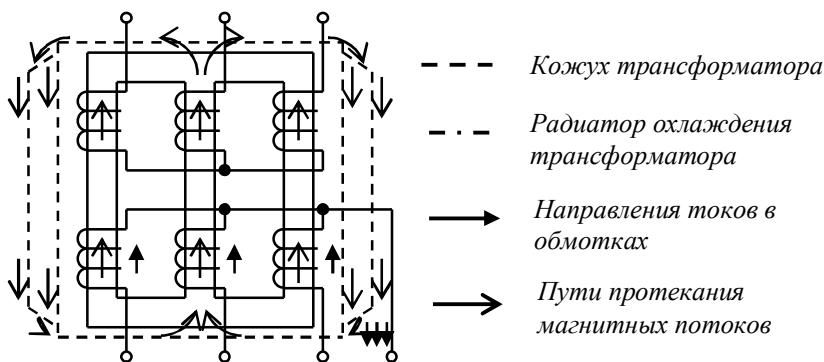


Рисунок 11.2 – Токи и магнитные потоки нулевой последовательности в трансформаторе со схемой соединения обмоток Y/Y_0

При соединении в звезду без нулевого провода в первичных обмотках не могут протекать совпадающие по фазе токи нулевой последовательности. Однако во вторичных обмотках, имеющих нулевой вывод, эти токи протекают, и создают магнитные потоки нулевой последовательности, которые замыкаясь по стержням магнитопровода, кожуху и радиатору трансформатора, наводят в обмотках совпадающие по фазе ЭДС нулевой последовательности. Такой режим можно

рассматривать по отношению к нулевой последовательности как режим холостого хода, а сопротивление нулевой последовательности – как сопротивление ветви намагничивания. Вследствие этого сопротивление нулевой последовательности оказывается значительно больше сопротивления короткого замыкания: $z_0 \gg z_k$.

Соединение обмоток по схеме «треугольник – звезда с нулем» (Δ/Y_0). Конструкция и пути замыкания токов и магнитных потоков нулевой последовательности для этого случая показаны на рис. 11.3.

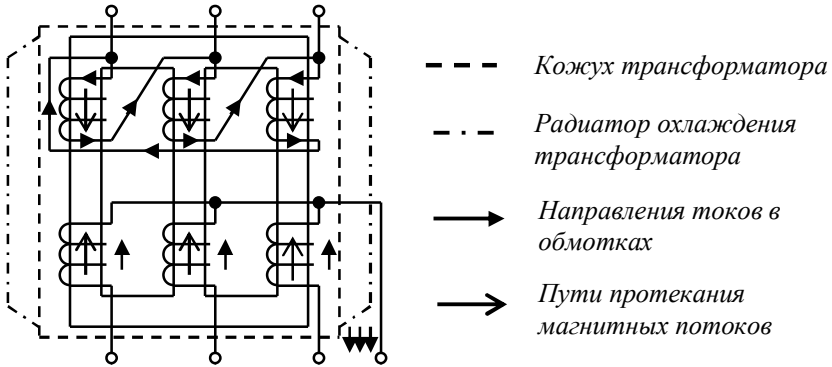


Рисунок 11.3 – Токи и магнитные потоки нулевой последовательности в трансформаторе со схемой соединения обмоток Δ/Y_0

При схеме соединения обмоток Δ/Y_0 токи нулевой последовательности протекают и во вторичных, и в первичных обмотках, причем треугольник первичных обмоток создает для них короткозамкнутый контур. Этот режим можно рассматривать по отношению к токам нулевой последовательности как режим короткого замыкания. Магнитные потоки нулевой последовательности, создаваемые токами в первичных и вторичных обмотках направлены навстречу друг к другу и почти полностью компенсируются, поэтому сопротивление нулевой последовательности близко к сопротивлению короткого замыкания.

Соединение обмоток по схеме «звезда – зигзаг с нулем» (Y/Z_0). Конструкция и пути замыкания токов и магнитных потоков нулевой последовательности для этого случая показаны на рис. 11.4. Особенность данной схемы заключается в том, что вторичные напряжения образуются путем геометрического суммирования напряжений полуобмоток, расположенных на разных стержнях, и попарно соединенных между собой последовательно-встречно.

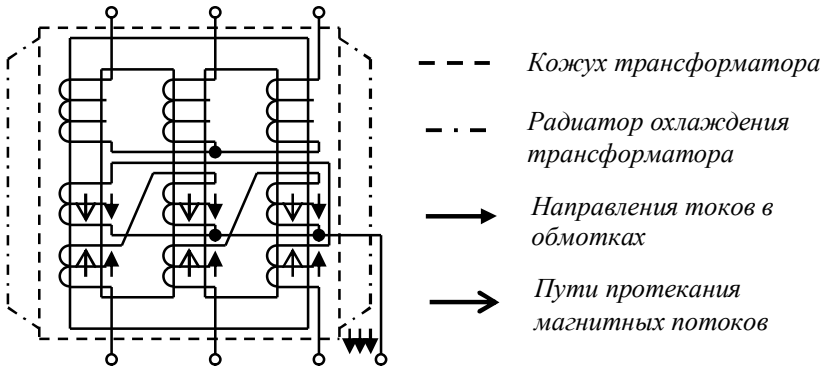


Рисунок 11.4 – Токи и магнитные потоки нулевой последовательности в трансформаторе со схемой соединения обмоток Y/Z_0

Токи нулевой последовательности протекают только во вторичных обмотках, однако ЭДС нулевой последовательности они не создают. Это объясняется тем, что потоки нулевой последовательности, создаваемые намагничивающими силами полуобмоток направлены навстречу друг другу и практически полностью компенсируются. В результате сопротивления нулевой последовательности оказываются значительно меньше сопротивлений короткого замыкания.

Недостаток данной схемы соединения обмоток заключается в повышенном расходе обмоточных материалов. Это объясняется тем, что, фазовый сдвиг между суммируемыми вторичными напряжениями полуобмоток составляет 120° . Вследствие этого суммарное количество витков для получения заданного напряжения увеличивается в

$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,16$ раза. Они имеют более сложную конструкцию, поскольку

имеется большее количество выводов, поэтому стоимость таких трансформаторов Y/Z_0 несколько выше стоимости трансформаторов со схемами соединения обмоток Y/Y_0 и Δ/Y_0 .

Для экспериментального определения сопротивления нулевой последовательности вторичные обмотки трансформатора соединяются последовательно в разомкнутый треугольник, к свободным выводам которого подводится пониженное напряжение. Первичные обмотки при этом соединяются в соответствии с необходимой схемой в звезду, или в треугольник (рис. 11.5). Питание к ним не подводится.

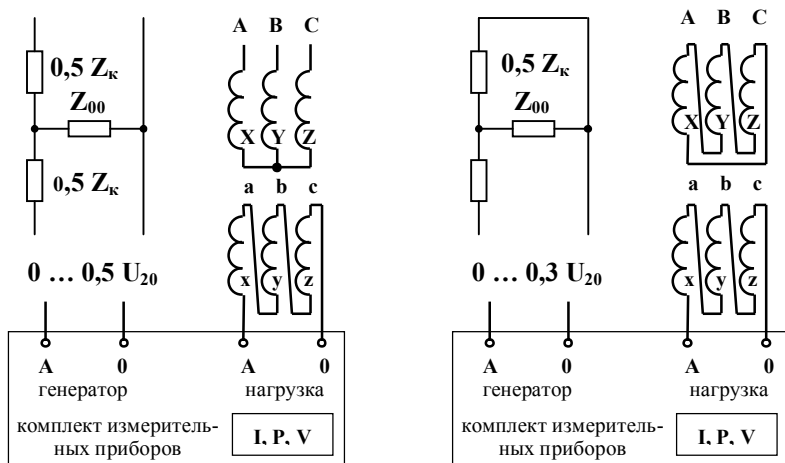


Рисунок 11.5 - Экспериментальное определение сопротивлений нулевой последовательности и схемы замещения: а – для трансформаторов со схемой соединения обмоток Y/Y_0 ; б – для трансформаторов со схемой соединения обмоток Δ/Y_0

При соединении обмоток Y/Y_0 токи нулевой последовательности протекают только во вторичных обмотках. Схема замещения для этого случая показана на рис. 11.5–а вверху слева. Сопротивление нулевой последовательности определяется в основном сопротивлением контура намагничивания Z_{00} и потому весьма велико. Для силовых трансформаторов оно обычно находится в пределах: $Z_0 = (9 - 12)Z_k$.

При соединении обмоток по схеме Δ/Y_0 токи нулевой последовательности протекают как во вторичных, так и в первичных обмотках, и ограничиваются только сопротивлением короткого замыкания. Схема замещения для этого случая показана на рис. 11.2–б вверху слева. Сопротивление нулевой последовательности для схемы Δ/Y_0 невелико: $Z_0 \approx 0,9Z_k$.

Полное, активное и индуктивное сопротивления нулевой последовательности рассчитываются по формулам:

$$Z_0 \approx \frac{U_0}{3I_0}; \quad r_0 \approx \frac{P_0}{3I_0^2}; \quad x_0 = \sqrt{Z_0^2 - r_0^2}. \quad (11.7)$$

11.3. Напряжения и токи трехфазных трансформаторов при несимметричной нагрузке

При несимметричной нагрузке вторичные напряжения в различных фазах трансформаторов неодинаковы, и выражаются алгебраической разностью напряжений холостого хода и падений напряжения прямой, обратной и нулевой последовательностей:

$$\begin{cases} \bar{U}_{2a} = \bar{U}_{20a} - \Delta\bar{U}_{2a(1)} - \Delta\bar{U}_{2a(2)} - \Delta\bar{U}_{2(0)} \\ \bar{U}_{2b} = \bar{U}_{20b} - \Delta\bar{U}_{2b(1)} - \Delta\bar{U}_{2b(2)} - \Delta\bar{U}_{2(0)} \\ \bar{U}_{2c} = \bar{U}_{20c} - \Delta\bar{U}_{2c(1)} - \Delta\bar{U}_{2c(2)} - \Delta\bar{U}_{2(0)} \end{cases}, \quad (11.8)$$

где индексами в скобках обозначены прямая, обратная и нулевая последовательности.

Действие симметричных составляющих падений напряжения на исходную симметричную систему напряжений неодинаково. Составляющие прямой последовательности одинаково изменяют напряжения всех фаз, не нарушая их симметрии.

Падения напряжения обратной последовательности искажают равносторонний треугольник междуфазных напряжений, но не вызывают смещения нейтрали, которая совпадает с точкой пересечения его медиан (рис. 11.6).

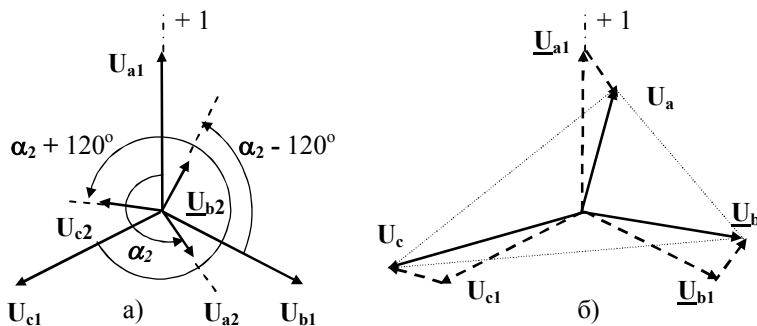


Рисунок 11.6 - Напряжений прямой и обратной последовательностей (а) и образованная ими несимметричная система напряжений (б)

Составляющие нулевой последовательности не влияют на междофазные напряжения, но смещают нейтраль из точки «N» в точку «N'» и изменяют фазные напряжения (рис. 11.7).

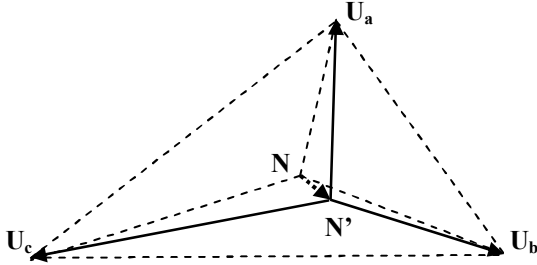


Рисунок 11.7 - Векторная диаграмма напряжений при наличии токов нулевой последовательности

Наиболее неблагоприятные явления имеют место при однофазной нагрузке трансформаторов со схемой соединения обмоток Y/Y_0 .

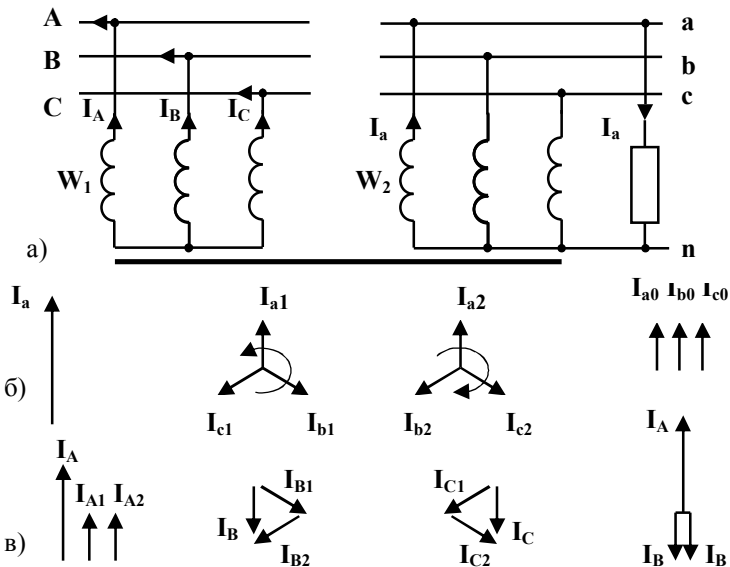


Рисунок 11.8 - Однофазная нагрузка трансформатора Y/Y_0 : а – исходная схема; б – полный ток и симметричные составляющие во вторичных обмотках; в – полные токи и симметричные составляющие в первичных обмотках

Векторные диаграммы симметричных составляющих и полных токов во вторичных и первичных обмотках (рис. 11.8) построены по уравнениям (11.1) – (11.3) с учетом того, что токи нулевой последовательности в первичных обмотках не протекают. Из них следует, что модуль первичного тока в нагруженной фазе «А» равен:

$$\frac{2}{3} I'_a = \frac{2}{3} \frac{I_a}{k_m},$$

а модули токов в двух других фазах:

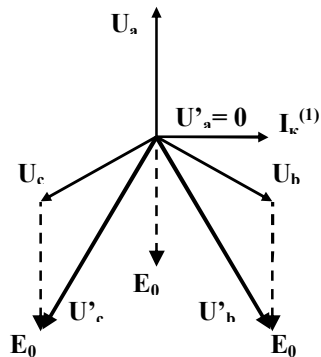
$$I_B = I_C = \frac{1}{3} I'_a = \frac{1}{3} \frac{I_a}{k_m}.$$

(без учета токов холостого хода).

Однофазные токи сильно искажают симметричную систему напряжений. При соединении обмоток Y/Y_0 имеет место: $Z_0 \gg Z_k$, поэтому падение напряжения нулевой последовательности оказывает наибольшее влияние на исходную систему напряжений. Обычно напряжение в нагруженной фазе значительно уменьшается, в одной из двух других фаз остается практически неизменным, а в третьей фазе – возрастает. Это – наиболее типичный случай, хотя возможны и другие. В любом случае симметричная система исходных векторов напряжений существенно искажается.

Наиболее опасным режимом является однофазное короткое замыкание, когда напряжение в поврежденной фазе уменьшается до нуля, а в двух других возрастает. В пределе напряжения в этих фазах могут увеличиться в $\sqrt{3}$ раз, что представляет значительную опасность для подключаемых к ним электроприемников (рис. 11.9).

Рисунок 11.9 - Векторная диаграмма вторичных напряжений при однофазном коротком замыкании



Это происходит в том случае, если потоки нулевой последовательности свободно замыкаются по магнитной системе, что имеет место при групповом включении трех однофазных трансформаторов. В трансформаторах с трехстержневым магнитопроводом они могут замыкаться только через воздушные промежутки и ферромагнитные элементы конструкции, поэтому при тех же намагничивающих силах возникают значительно меньшие потоки нулевой последовательности, и, соответственно, меньшие ЭДС E_0 . Правилами технической эксплуатации запрещается групповое включение однофазных трансформаторов по схеме Y/Y_0 , а в трехфазных трансформаторах ток в нулевом проводе не должен превышать 25% номинального тока.

В трансформаторах со схемой соединения обмоток Δ/Y_0 токи нулевой последовательности протекают не только во вторичных, но и в первичных обмотках (рис. 11.10). В результате при однофазной нагрузке модули токов в первичных обмотках равны модулям приведенных вторичных токов (без учета токов холостого хода):

$$I_{A\phi} = I'_a = \frac{I_a}{k_m}; \quad I_{B\phi} = I_{C\phi} = I_b = I_c = 0$$

Векторы первичных токов сдвинуты по отношению ко вторичным по фазе в соответствии с группой соединения обмоток. Полные токи в линиях определяются геометрической разностью токов в первичных обмотках и составляют:

$$I_A = I_{A\phi}; \quad I_B = -I_{A\phi}; \quad I_C = 0$$

Используя правила разложения на симметричные составляющие, можно убедиться в том, что сетевые токи, в отличие от токов в первичных обмотках, не содержат нулевой последовательности:

$$\bar{I}_{A0} = \bar{I}_{B0} = \bar{I}_{C0} = \frac{1}{3}(\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C) = 0.$$

Вследствие уравниваемости токов нулевой последовательности в первичных и вторичных обмотках соответствующие им ЭДС невелики, что выгодно отличает данную схему от схемы Y/Y_0 .

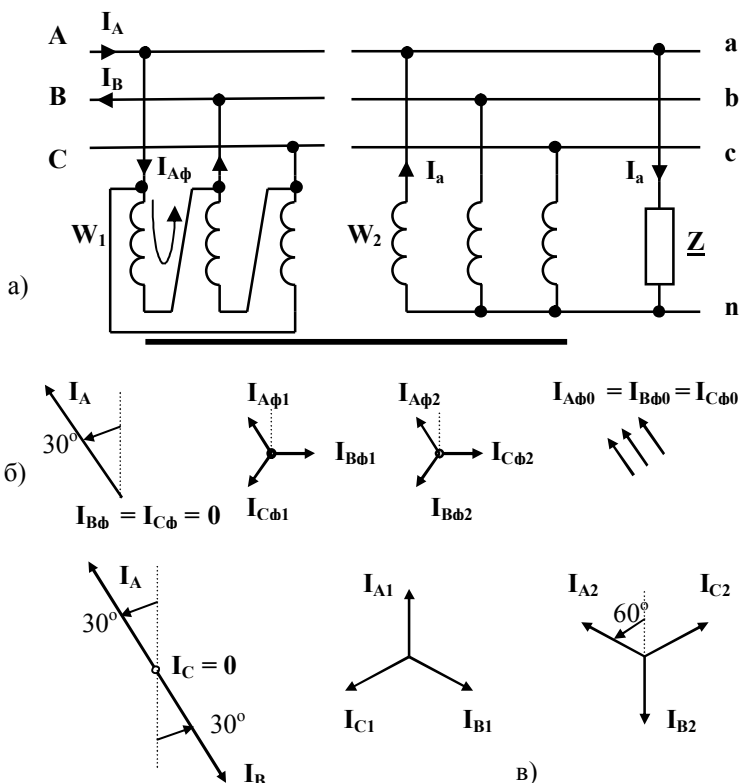


Рисунок 11.10 - Однофазная нагрузка в трансформаторах со схемой Δ/Y_0 – 11: а – исходная схема; б – токи в первичных обмотках и их симметричные составляющие; в – токи в линиях и их симметричные составляющие

На практике напряжение нулевой последовательности (смещения нейтрали) можно определить по известным значениям фазных и междуфазных напряжений, используя формулу:

$$U_0 = U_{NN'} = \sqrt{\frac{U_a^2 + U_b^2 + U_c^2}{3} - \frac{U_{ab}^2 + U_{bc}^2 + U_{ca}^2}{9}}, \quad (11.9)$$

или по известным значениям тока нулевого провода и сопротивления нулевой последовательности:

$$U_0 = I_N Z_0. \quad (11.10)$$

Глава 12. Регулирование напряжения и параллельная работа трансформаторов

12.1. Регулирование вторичного напряжения трансформаторов

Одним из наиболее важных показателей качества электроэнергии, поставляемой потребителям, являются отклонения напряжения. Согласно ГОСТ 13109 – 97 нормально допустимые отклонения напряжения от номинального значения составляют $\pm 5\%$, а предельно допустимые – $\pm 10\%$. В действительности эти нормы не всегда соблюдаются. Одной из наиболее сложных задач, возникающих в процессе эксплуатации трансформаторов, является обеспечение достаточной стабильности вторичного напряжения. Различают два основных способа регулирования напряжения трансформаторов: переключение без возбуждения (ПВВ) и регулирование под нагрузкой (РПН). Оба способа связаны с изменением коэффициента трансформации путем переключения выводов обмоток.

В электрических сетях Российской Федерации насчитывается более 800 тысяч силовых трансформаторов 6–10/0,4 кВ с устройствами ПВВ, которые являются важными элементами систем электропитания потребителей.

Трансформаторы с ПВВ обычно имеют по пять ответвлений в первичных обмотках, одно из которых соответствует номинальному напряжению, и называется «нулевым», а другие – напряжениям, отличающимся от номинального значения на $\pm 2,5\%$ и $\pm 5\%$. Ответвления размещают с таким расчетом, чтобы действие электродинамических сил на отключаемые витки было минимальным.

На рис. 12.1 показано устройство переключателя ПВВ барабанного типа. Контактная система состоит из неподвижных контактов – полых токоведущих стержней **3** ($A_1 - A_6$ на рисунке), которые соединены с ответвлениями от обмоток **2**, и подвижных контактных колец **5**, замыкающих между собой нужные пары неподвижных контактов. Контактные кольца перемещаются коленчатым валом **4**, ось которого с помощью изолирующей штанги **6** соединяется с приводом, установленным на крышке трансформатора. Привод переключателя осуществляется вручную при помощи установленной на крышке или стенке бака трансформатора рукоятки.

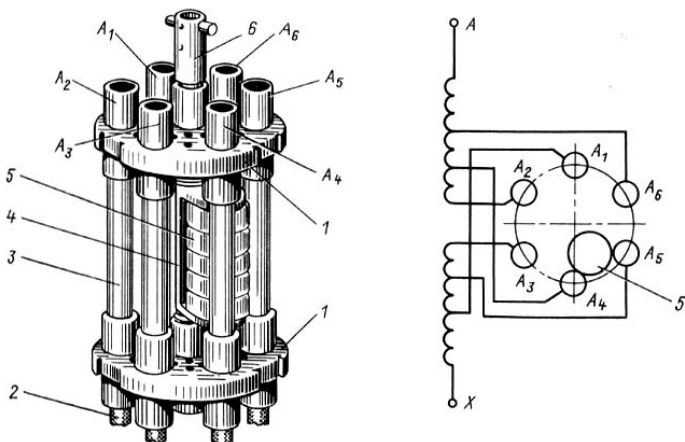


Рисунок 12.1 – Устройство переключателя ПБВ: 1 – изолирующие основания; 2 – ответвления от обмоток $A_1 - A_6$; 3 – полые токоведущие стержни; 4 – коленчатый вал; 5 – подвижные контактные кольца

При положении подвижного кольца 5, указанном на рис.12.1–б, замкнуты выводы $A_4 - A_5$, что соответствует нулевому положению переключателя. При повороте по часовой стрелке замыкаются вначале выводы $A_4 - A_3$, а затем выводы $A_3 - A_2$, при этом количество витков в первичной обмотке и коэффициент трансформации увеличиваются, что приводит к уменьшению напряжения на выводах вторичной обмотки на 2,5% и 5%. При повороте против часовой стрелки вначале замыкаются выводы $A_5 - A_6$, затем – выводы $A_6 - A_1$, что приводит к уменьшению количества витков в первичной обмотке и коэффициента трансформации, и увеличению вторичного напряжения на 2,5% и 5%.

Диаграмма переключений ПБВ дана в таблице 12.1.

Таблица 12.1 – Диаграмма переключений ПБВ

Пары выводов	Надбавка напряжения				
	-5%	-2,5%	0	+2,5%	+5%
$A_2 - A_3$	X	-	-	-	-
$A_3 - A_4$	-	X	-	-	-
$A_4 - A_5$	-	-	X	-	-
$A_5 - A_6$	-	-	-	X	-
$A_6 - A_1$	-	-	-	-	X

В условиях эксплуатации изменения вторичного напряжения могут вызываться не только изменениями нагрузки, но и изменениями первичного напряжения U_1 , увеличение которого приводит к нелинейному возрастанию тока и потерь холостого хода, уменьшению КПД и недопустимому повышению вторичного напряжения при малых нагрузках. Уменьшение U_1 приводит к уменьшению магнитного потока, мощности и вторичного напряжения, что нежелательно при больших нагрузках. Для компенсации изменений первичного напряжения регулировочные отпайки необходимо выбирать с таким расчетом, чтобы отношение U_1/w_1 оставалось неизменным.

Главные недостатки этого способа заключаются в том, что он не обеспечивает постоянства вторичного напряжения при изменениях первичного напряжения и нагрузки, а для его реализации трансформатор необходимо полностью отключать.

Переключение отпайк ПБВ осуществляется только сезонно.

Трансформаторы с РПН гораздо более сложны по конструкции, но позволяют осуществлять регулирование без отключения нагрузки. Переключатель РПН состоит из специального коммутационного устройства, схема и диаграмма переключений которого показаны на рис. 12.2 – а, и токоограничивающего реактора (УР).

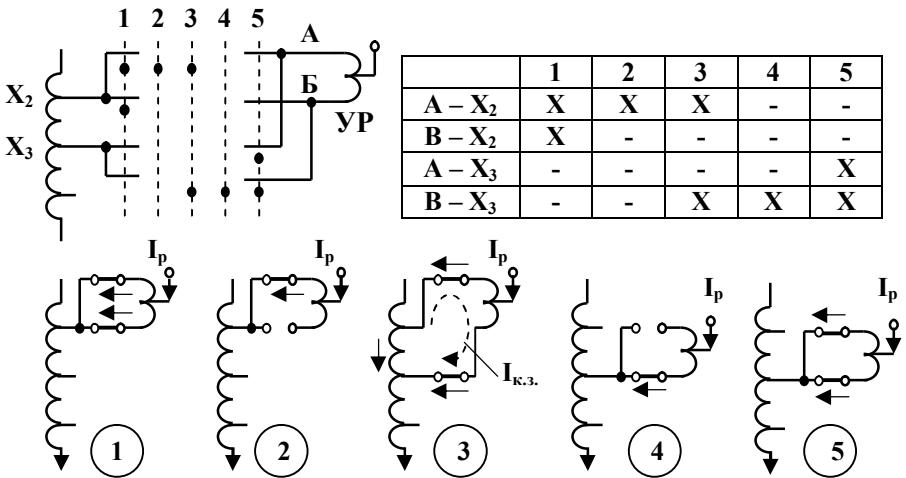


Рисунок 12.2 - Схема и диаграмма коммутационного устройства (а) и последовательность переключений (б) трансформатора с РПН

В любом из рабочих положений (позиции 1 и 5) ток подтекает к соответствующему ответвлению по параллельным ветвям через обмотки уравнильного реактора, имеющие противоположную полярность. В результате ток намагничивания и индуктивное сопротивление реактора близки нулю. Переход от одного ответвления (X_2) к другому (X_3) осуществляется в указанной на рис. 12.2 – б последовательности. В промежуточном положении 3 в замкнутом контуре под действием ЭДС между ответвлениями возникает ток $I_{к.з.}$, который в отличие от рабочих токов в параллельных ветвях, обтекает обе обмотки реактора в одном направлении. Это приводит к резкому возрастанию индуктивного сопротивления реактора, и соответствующему ограничению коммутационного тока.

Трансформаторы с РПН позволяют поддерживать напряжение в заданных пределах. Процесс переключения в них автоматизирован

12.2. Параллельная работа трансформаторов

Включение трансформаторов на параллельную работу обеспечивает возможность перспективного наращивания мощности электрических сетей, повышает надежность электроснабжения потребителей за счет резервирования, упрощает организацию технического обслуживания и ремонта, позволяет уменьшить потери электроэнергии за счет отключения части трансформаторов при снижении нагрузки. В некоторых специальных трансформаторах, например, сварочных применяется также параллельное включение обмоток при общей магнитной системе. Обмотки трансформаторов, включаемых на параллельную работу, соединяются между собой одноименными выводами. Общая схема параллельного включения трансформаторов приведена на рис. 12.3.

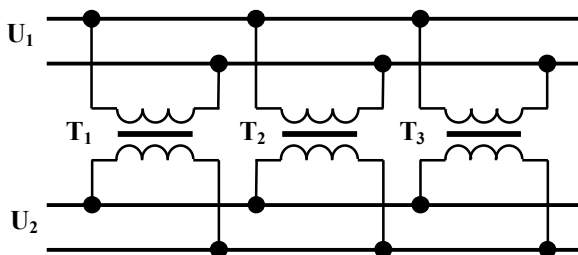


Рисунок 12.3. Схема включения трансформаторов на параллельную работу

Нормальная работа трансформаторов при параллельном включении обеспечивается только при выполнении следующих условий:

1. Вторичные ЭДС при холостом ходе должны быть равны между собой, что эквивалентно равенству коэффициентов трансформации
2. Трансформаторы должны иметь одинаковые группы соединений обмоток.
3. Трансформаторы должны иметь одинаковые напряжения короткого замыкания.

Невыполнение первого из этих условий приводит к появлению разности ЭДС ΔE_2 , под действием которой в замкнутом контуре, образованном обмотками, возникает уравнивающий ток, ограниченный лишь малыми сопротивлениями короткого замыкания (рис. 12.4).

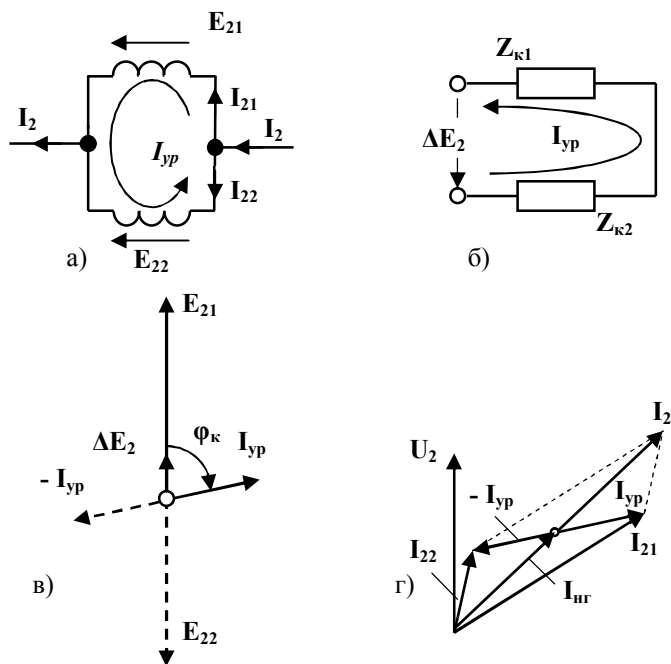


Рисунок 12.4 - Параллельная работа трансформаторов при неравенстве коэффициентов трансформации: а – исходная схема; б – схема замещения; в – векторная диаграмма токов и ЭДС в режиме холостого хода; г – векторная диаграмма токов нагруженных трансформаторов

Уравнительный ток имеет индуктивный характер по отношению к трансформатору с большей вторичной ЭДС (меньшим коэффициентом трансформации) и емкостный – по отношению к трансформатору с меньшей ЭДС (рис. 12.4 – в). Численно он равен:

$$\mathbf{I}_{\text{ур}} = \frac{\bar{\mathbf{E}}_{21} - \bar{\mathbf{E}}_{22}}{\mathbf{Z}_{\kappa 1} + \mathbf{Z}_{\kappa 2}}. \quad (12.1)$$

Из этого уравнения следует, что даже небольшое различие коэффициентов трансформации приводит к появлению значительного уравнительного тока уже в режиме холостого хода. При подключении нагрузки в каждом из трансформаторов появляется нагрузочный ток $\mathbf{I}_{\text{нг}}$. Поскольку на общих шинах устанавливается одинаковое для обоих трансформаторов напряжение \mathbf{U}_2 , нагрузочные токи в них при прочих равных условиях будут также одинаковы, однако, полные токи при этом различаются (рис. 12.4 – г):

$$\bar{\mathbf{I}}_{21} = \bar{\mathbf{I}}_{\text{нг}} + \bar{\mathbf{I}}_{\text{ур}}; \quad \bar{\mathbf{I}}_{21} = \bar{\mathbf{I}}_{\text{нг}} - \bar{\mathbf{I}}_{\text{ур}}. \quad (12.2)$$

В результате нагрузка распределяется неодинаково, и трансформатор с меньшим коэффициентом трансформации оказывается перегруженным, что приводит к недоиспользованию его установленной мощности. По этим причинам различие коэффициентов трансформации при включении трансформаторов на параллельную работу не должно превышать 1%.

Любое различие групп соединения обмоток приводит к появлению разностной ЭДС $\Delta \mathbf{E}_2$, величина которой соизмерима с фазным напряжением (рис. 12.5). Численно она равна:

$$\Delta \mathbf{E}_2 = \left| \bar{\mathbf{U}}_{a2-1} - \bar{\mathbf{U}}_{a2-2} \right| = \left| \bar{\mathbf{U}}_{b2-1} - \bar{\mathbf{U}}_{b2-2} \right| = \left| \bar{\mathbf{U}}_{c2-1} - \bar{\mathbf{U}}_{c2-2} \right|, \quad (12.3)$$

и принимает значения в пределах: $0,52\mathbf{U}_2 \leq \Delta \mathbf{E}_2 \leq 2\mathbf{U}_2$. Возникающий при этом уравнительный ток: $\mathbf{I}_{\text{ур}} = \frac{\Delta \mathbf{E}_2}{\mathbf{Z}_{\kappa 1} + \mathbf{Z}_{\kappa 2}}$ многократно превышает номинальный ток трансформаторов, поэтому выполнение второго условия является строго обязательным.

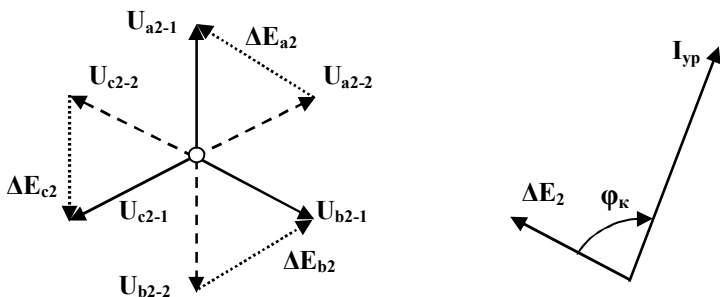


Рисунок 12.5 - Векторная диаграмма напряжений (а) и уравнительный ток (б) при неравных группах соединения обмоток трансформаторов, включаемых на параллельную работу

Третье условие включения трансформаторов на параллельную работу можно проанализировать с помощью схемы замещения, показанной на рис. 12.6 – а.

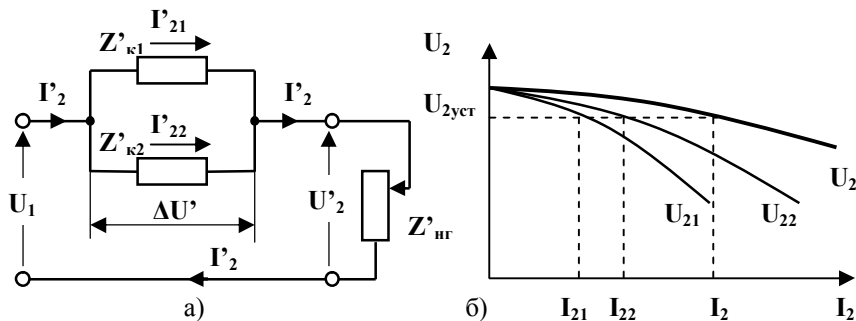


Рисунок 12.6 - Схема замещения (а) и внешние характеристики (б) при включении на параллельную работу трансформаторов с различными напряжениями короткого замыкания

При различии углов фазового сдвига между активной и реактивной составляющими напряжения короткого замыкания трансформаторов полный ток I'_2 равен геометрической сумме токов I'_{21} и I'_{22} . Однако угол фазового сдвига между этими токами настолько мал, что без заметной погрешности геометрическую сумму можно заменить арифметической, что существенно упрощает анализ.

Падение напряжения $\Delta U'$ на общих зажимах параллельных ветвей определяется произведением соответствующих значений вторичных токов на сопротивления короткого замыкания:

$$\Delta U' = I'_{21} Z'_{к1} = I'_{22} Z'_{к2} = \beta_1 (I'_{21ном} Z'_{к1}) = \beta_2 (I'_{22ном} Z'_{к2}) \quad (12.4)$$

и, учитывая, что: $I'_{21ном} Z'_{к1} = U_{к1}$; $I'_{22ном} Z'_{к2} = U_{к2}$ получаем:

$$\beta_1 U_{к1} = \beta_2 U_{к2}; \quad \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{U_{к2}}{U_{к1}}. \quad (12.5)$$

При параллельном включении на общих выводах вторичных обмоток устанавливается одно напряжение, из чего следует, что мощности нагрузки первого и второго трансформатора составляют:

$$S_1 = \beta_1 I_{21ном} U_2 = \beta_1 S_{1ном}; \quad S_2 = \beta_2 I_{22ном} U_2 = \beta_2 S_{2ном},$$

а их отношение равно:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{\beta_1}{\beta_2} \times \frac{S_{1ном}}{S_{2ном}} = \frac{U_{к2}}{U_{к1}} \times \frac{S_{1ном}}{S_{2ном}}. \quad (12.6)$$

Из этого выражения следует, что мощность нагрузки распределяется пропорционально номинальным мощностям трансформаторов только при равных напряжениях короткого замыкания. Часто отношение нагрузок трансформаторов записывается следующим образом:

$$\beta_1 : \beta_2 : \beta_3 \dots = \frac{1}{u_{к1}} : \frac{1}{u_{к2}} : \frac{1}{u_{к2}} \dots \quad (12.7)$$

Если $U_{к1} \neq U_{к2}$, трансформатор с меньшим $U_{к}$ перегружается, а трансформатор с большим $U_{к}$ – разгружается. При номинальной мощности нагрузки, одинаковой мощности и равных номинальных токах трансформаторов, но при $U_{к1} \neq U_{к2}$, трансформаторы имеют различные внешние характеристики (рис. 12.6 – б). При $U_{к1} > U_{к2}$ токи находятся в отношении: $I_{21} < I_{21ном} = I_{22ном} < I_{22}$, то есть первый трансформатор оказывается недогруженным, а второй – перегруженным.

Допустимое различие напряжений короткого замыкания при параллельном включении трансформаторов составляет $\pm 10\%$.

12.3. Потери и КПД при параллельной работе

Как было показано ранее, коэффициент полезного действия трансформаторов зависит от степени их загрузки, а его максимуму соответствует определенное отношение постоянных и переменных потерь. При параллельной работе можно найти вполне определенные пределы нагрузки, в которых для повышения КПД целесообразно подключать определенное число трансформаторов.

При подключении одного трансформатора и коэффициенте загрузки β_1 потери в нем равны:

$$\Delta P_1 = \Delta P_0 + \beta_1 \Delta P_{\text{к.ном}}, \quad (12.8)$$

а при подключении той же нагрузки к двум трансформаторам:

$$\Delta P_2 = 2\Delta P_0 + 2\left(\frac{\beta_1}{2}\right)^2 \Delta P_{\text{к.ном}}. \quad (12.9)$$

Приравняв потери: $\Delta P_1 = \Delta P_2$ находим коэффициент загрузки β_2 , начиная с которого потери при включении двух трансформаторов будут меньше, чем для одного трансформатора:

$$\beta_2 = \sqrt{\frac{2\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}}. \quad (12.10)$$

Аналогично, исходя из равенства потерь при подключении трех трансформаторов, получим:

$$2\Delta P_0 + 2\left(\frac{\beta_1}{2}\right)^2 \Delta P_{\text{к.ном}} = 3\Delta P_0 + 3\left(\frac{\beta_1}{3}\right)^2 \Delta P_{\text{к.ном}};$$

$$\beta_3 = \sqrt{\frac{6\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}}. \quad (12.11)$$

На рис. 12.7 показаны зависимости КПД от коэффициента загрузки при параллельной работе трансформаторов.

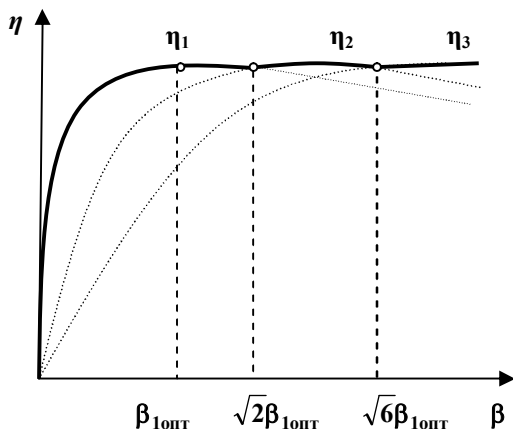


Рисунок 12.7 - Зависимость КПД от нагрузки при включении одного (η_1), двух (η_2) и трех (η_3) трансформаторов на параллельную работу

Анализ показывает, что в диапазоне нагрузок:

$$0 \leq \beta \leq \sqrt{\frac{2\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}}$$

целесообразно включать один трансформатор, в диапазоне нагрузок:

$$\sqrt{\frac{2\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}} \leq \beta \leq \sqrt{\frac{6\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}}$$

наибольшие значения КПД соответствуют включению двух трансформаторов, если же:

$$\beta > \sqrt{\frac{6\Delta P_0}{\Delta P_{\text{к.ном}}}},$$

наибольшие КПД достигаются при включении трех трансформаторов.

Такие переключения, как и переключения регулировочных отпаяк, могут осуществляться сезонного, и обеспечивать весьма существенную экономию электроэнергии.

Глава 13. Переходные процессы в трансформаторах

13.1. Общие положения

В процессе эксплуатации трансформаторов всегда имеют место изменения режимов работы, как преднамеренные и нормальные (включение трансформатора, подключение или отключение относительно небольших нагрузок и др.), так и непреднамеренные и аварийные (резкие толчки и сбросы нагрузки при включении и отключении мощных электроприемников, короткие замыкания и др.).

Переходными называются процессы, возникающие в электрических и магнитных цепях трансформаторов при переходе из одного установившегося режима к другому.

Несмотря на малую длительность (десятые доли секунды), переходные процессы могут сопровождаться большими бросками тока, интенсивным нагревом, и значительными механическими перегрузками, что снижает надежность трансформаторов и в конечном итоге может привести к выходу их из строя, поэтому их необходимо учитывать как при проектировании, так и при эксплуатации.

Наиболее характерными переходными процессами являются внезапные короткие замыкания вторичных выводов, и включение трансформатора без нагрузки.

13.2. Короткое замыкание выводов вторичной обмотки

Короткие замыкания на стороне нагрузки являются типичным аварийным режимом, возникающим при повреждениях в электрических сетях, ошибочных действиях обслуживающего персонала и др.

Схема замещения, по которой могут быть рассчитаны переходные процессы в этом случае, приведена на рис. 13.1.

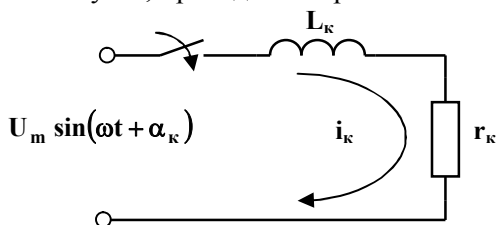


Рисунок 13.1 - Схема замещения трансформатора при внезапном коротком замыкании

Подключение активно-индуктивной нагрузки к цепи синусоидального напряжения описывается уравнением:

$$U_m \sin(\omega t + \alpha_k) = i_k r_k + L_k \frac{di_k}{dt}, \quad (13.1)$$

где α_k – угол, соответствующий моменту возникновения короткого замыкания; L_k ; r_k – результирующая индуктивность и активное сопротивление контура короткого замыкания

Ток переходного процесса представляет собой сумму тока установившегося короткого замыкания (периодическая составляющая) и свободного тока (аперiodическая составляющая).

Установившийся ток короткого замыкания при синусоидальном напряжении описывается уравнением:

$$i_{k.уст.} = \frac{U_m \sin(\omega t + \alpha_k - \varphi_k)}{Z_k} = \sqrt{2} I_{k.уст.} \sin(\omega t + \alpha_k - \varphi_k). \quad (13.2)$$

Свободный ток описывается затухающей экспонентой:

$$i_{k.св.} = C e^{-\frac{r_k}{L_k} t} \quad (13.3)$$

Постоянная интегрирования C в общем случае зависит от тока в режиме, предшествовавшем короткому замыканию, и определяется в соответствии с правилом коммутации, согласно которому ток в цепи с индуктивностью не может изменить свое значение мгновенно. Если в момент времени $t = 0$ ток был равен нулю или пренебрежимо мал по сравнению с током установившегося короткого замыкания, что обычно имеет место на практике, получаем:

$$\begin{aligned} \omega t = 0; \quad i_{k.св.} &= C e^0 = C; \\ i_k(t=0) &= i_{k.уст.} + i_{k.св.} = \sqrt{2} I_{k.уст.} \sin(\alpha_k - \varphi_k) + C = 0; \\ C &= -\sqrt{2} I_{k.уст.} \sin(\alpha_k - \varphi_k). \end{aligned} \quad (13.4)$$

Закон изменения полного тока переходного процесса при коротком замыкании описывается уравнением:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_k &= \mathbf{i}_{k,\text{уст.}} + \mathbf{i}_{k,\text{св.}} = \\ &= \sqrt{2}I_{k,\text{уст.}} \left(\sin(\omega t + \alpha_k - \varphi_k) - \sin(\alpha_k - \varphi_k) e^{-\frac{r_k}{L_k} t} \right). \end{aligned} \quad (13.5)$$

Изменения тока в течение переходного процесса зависят от того, в какой момент времени произошло короткое замыкание. Если он соответствует выполнению условия: $\alpha_k = \varphi_k$, из уравнения (13.5) следует, что свободная составляющая тока отсутствует и сразу наступает установившийся режим короткого замыкания, а полный ток равен периодической составляющей (рис. 13.2.):

$$\mathbf{i}_k = \mathbf{i}_{k,\text{уст.}} = \sqrt{2}I_{k,\text{уст.}} \sin(\omega t + \alpha_k - \varphi_k). \quad (13.6)$$

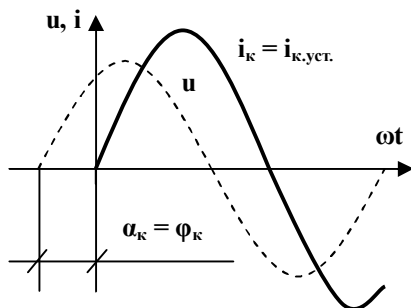


Рисунок 13.2 - Временная диаграмма тока короткого замыкания в момент $\alpha_k = \varphi_k$

Наиболее неблагоприятный момент короткого замыкания соответствует условию: $\alpha_k - \varphi_k = \pm 90^\circ$ (рис. 13.3). В этом случае аperiodическая составляющая имеет максимальное значение, а результирующий ток определяется суммой аperiodической и периодической составляющих. Наибольшего значения он достигает примерно по истечении одного полупериода напряжения ($\sim 0,01$ с). Этот ток называется *ударным током короткого замыкания*. Путем подстановки значений: $\omega t = \pi$ и $\alpha_k - \varphi_k = \pm(\pi/2)$ после соответствующих преобразований получим:

$$I_{к.уд.} = \sqrt{2} \left(1 + e^{-\frac{r_k}{L_k} \times \pi} \right) I_{к.уст.} = k_{уд} I_{\text{тах.к.уст.}} \quad (13.7)$$

где $I_{\text{тах.к.уст.}}$ – амплитудное значение установившегося тока короткого замыкания; $k_{уд}$ – ударный коэффициент.

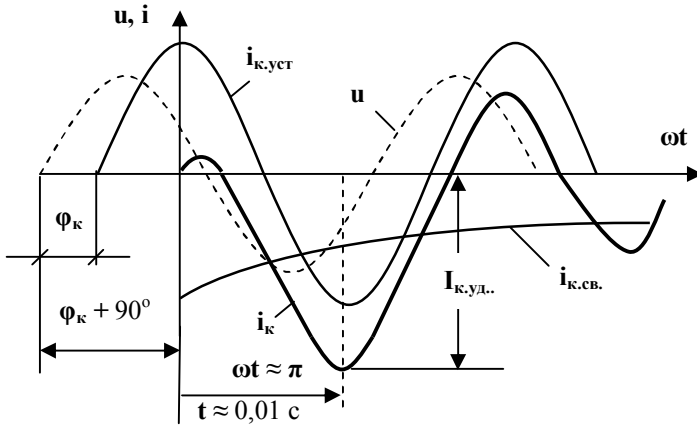
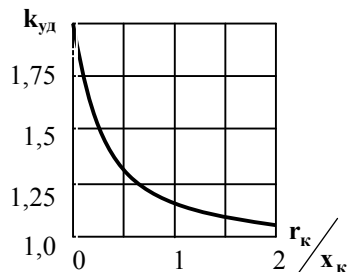


Рисунок 13.3 - Временная диаграмма токов при коротком замыкании в момент: $\alpha_k = \varphi_k + 90^\circ$

Ударный коэффициент зависит от характера полного сопротивления контура короткого замыкания, т.е. – от отношения $\frac{r_k}{x_k}$ (рис. 13.4). При $r_k \gg x_k$ $k_{уд} \Rightarrow 1$, при $x_k \gg r_k$ – $k_{уд} \Rightarrow 2$. В силовых трансформаторах он составляет: $k_{уд} = 1,7-1,8$.

Рисунок 13.4 - Зависимость ударного коэффициента от характера сопротивления контура короткого замыкания



Несмотря на то, что свободная составляющая тока быстро (за 0,1 – 0,15 с) затухает, и ток переходного процесса становится равным току установившегося короткого замыкания, даже столь короткое действие ударного тока может привести к многократному увеличению действующих на обмотки механических усилий, что представляет опасность для трансформаторов большой мощности.

13.3 Действие электродинамических сил при внезапных коротких замыканиях

Электродинамические силы, возникающие при протекании тока по проводнику, помещенному в магнитное поле, в общем случае описываются зависимостью:

$$f_{\text{эд}} = \mathbf{B} \mathbf{l} \sin \alpha, \quad (13.8)$$

где \mathbf{l} – активная (находящаяся в магнитном поле) часть проводника; \mathbf{B} – магнитная индукция, α – угол между векторами магнитной индукции и тока.

Поле рассеяния трансформаторов имеет очень сложный характер, и направление вектора магнитной индукции по отношению к вектору тока (угол α) неодинаковы для витков, расположенных на различных участках обмоток. Потоки рассеяния, пронизывающие витки обмоток, замыкаются через значительные воздушные зазоры, поэтому можно считать, что напряженность и индукция магнитного поля изменяются пропорционально току. При этих допущениях удельную электродинамическую силу, действующую на малый участок проводника, можно определить по формуле:

$$f_{\text{эд.уд.}} = \frac{f_{\text{эд}}}{l} = \mathbf{B} \mathbf{i} \sin \alpha = k_f i^2 \times 10^{-2}, \quad \text{Н/см}, \quad (13.9)$$

где k_f – постоянный для данного участка коэффициент пропорциональности.

Чтобы оценить величину удельной электродинамической силы при возникновении к.з., найдем амплитуду установившегося тока короткого замыкания, которая зависит от напряжения короткого замыкания, и определяется по формуле:

$$I_{\max .\text{к.уст.}} = \frac{\sqrt{2}I_{\text{ном}}}{u_{\text{к}}, \%} \times 100\% = k_I I_{\max .\text{ном}}, \quad (13.10)$$

где $k_I = (15 - 20)$ – среднее значение кратности установившегося тока короткого замыкания по отношению к номинальному току.

Закон изменения электродинамической силы при синусоидальном изменении установившегося тока к.з. имеет вид:

$$\begin{aligned} f_{\text{эд.уд.}} &= k_f I_{\max .\text{к.уст.}}^2 \sin^2 \omega t = k_f I_{\max .\text{к.уст.}}^2 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} = \\ &= k_I^2 k_f (\sqrt{2}I_{\text{ном}})^2 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} = (250 - 400) F_{\max .\text{ном}} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}. \end{aligned} \quad (13.11)$$

Из этого выражения следует, что электродинамическая сила изменяется по отношению к току с двойной частотой, также затухает за относительно небольшое время, но принимает в отличие от тока только положительные значения. Примерный характер изменения электродинамической силы в течение переходного процесса при внезапном коротком замыкании показан на рис. 13.5.

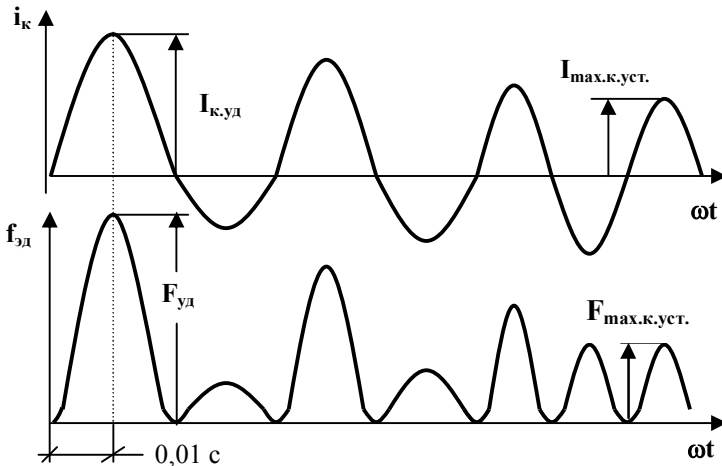


Рисунок 13. 5 - Временные диаграммы тока и электродинамической силы при внезапном коротком замыкании

Амплитуда электродинамической силы $F_{\text{max.к.уст.}}$ при установившемся коротком замыкании увеличивается по сравнению с амплитудой в номинальном режиме в 250 – 400 раз, а при возникновении ударного тока возрастает пропорционально квадрату ударного коэффициента в 700 – 1200 раз:

$$F_{\text{уд}} = (k_{\text{уд}} k_1)^2 F_{\text{max.ном}} = (700 - 1200) F_{\text{max.ном}}.$$

Действие электродинамических сил в переходных процессах приводит к вибрации, дребезгу, повышает вероятность механического разрушения изоляции в наиболее слабых элементах конструкции, которые необходимо соответствующим образом усиливать, что ведет к повышению расхода материалов и удорожанию трансформаторов.

13.4. Включение трансформаторов на холостой ход

Расчет переходных процессов при включении трансформаторов на холостой ход принципиально отличается тем, что вследствие нелинейной зависимости между током намагничивания и магнитным потоком при определенных условиях магнитная цепь трансформатора насыщается. Первоначально необходимо исследовать переходные процессы при изменении основного магнитного потока. Соответствующее уравнение по структуре аналогично выражению (13.1), но записывается для магнитных потоков:

$$U_m \sin(\omega t + \alpha_0) = \frac{r_0}{L_0} W_1 \Phi + W_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (13.12)$$

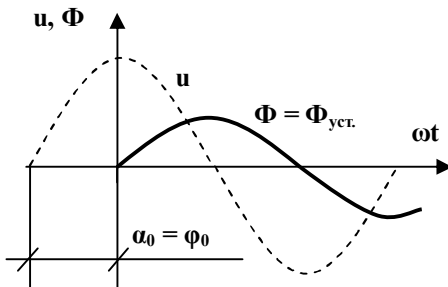
где α_0 – фазовый угол, соответствующий моменту включения трансформатора; r_0 ; L_0 – активное сопротивление и индуктивность контура намагничивания.

Решение этого уравнения аналогично (13.5) и имеет вид:

$$\Phi = \Phi_{\text{уст}} + \Phi_{\text{св}} = \Phi_m \left(\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_0) - \sin(\alpha_0 - \varphi_0) e^{-\frac{r_0}{L_0} t} \right). \quad (13.13)$$

Для режима холостого хода фазовый угол цепи намагничивания примерно равен: $\varphi_0 \approx 90^\circ$, поэтому переходный процесс практически отсутствует в том случае, если момент включения соответствует мгновенному значению напряжения, близкому к максимуму $\left(\alpha_0 \approx 90^\circ; \sin(\alpha_0 - \varphi_0) \approx 0; u \approx U_m \right)$.

Рисунок 13.6. Временная диаграмма магнитного потока при включении трансформатора при $\alpha_0 = \varphi_0 = 90^\circ; u = U_m$



Наиболее неблагоприятный момент включения трансформатора ($\alpha_0 = 0$) соответствует переходу мгновенного значения напряжения через ноль. В этом случае возникает максимальная свободная составляющая, и результирующий магнитный поток возрастает. Его максимальное значение существенно превышает поток в установившемся режиме. С учетом возможного дополнительного действия остаточного магнитного потока в отдельных случаях: $\Phi_{\max} = (2 - 2,2) \Phi_{\text{уст}}$.

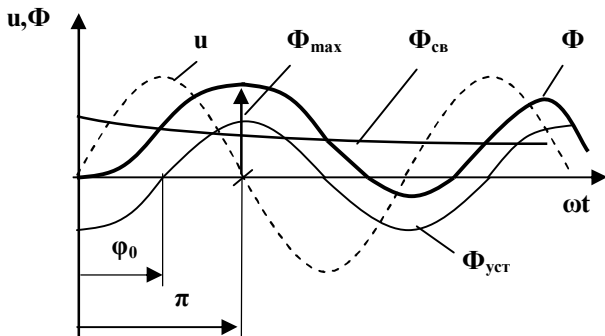


Рисунок 13.7 - Временные диаграммы магнитных потоков при включении трансформатора в момент: $\alpha_0 = 0; u = 0$

Результирующий магнитный поток примерно через половину периода достигает максимального значения, что приводит к глубокому насыщению магнитной системы. Резкое возрастание тока намагничивания объясняется его нелинейной зависимостью от магнитного потока: $i_0 = f(\Phi)$. Построение временной зависимости тока холостого $i_0 = f(t)$ можно провести графически. Для этого в первом и третьем квадрантах строится кривая намагничивания в координатах $\Phi = f(i_0)$, а во втором квадранте – зависимость $\Phi = f(t)$, полученная в результате решения уравнения переходного процесса (13.12). Координаты « Φ » каждой из выбранных точек этой зависимости переносятся на кривую намагничивания, точки пересечения с которой дают координаты тока на зависимости $i_0 = f(t)$. Координаты « t » переносятся с зависимости $\Phi = f(t)$ на ось времени зависимости $i_0 = f(t)$ (рис. 13.8).

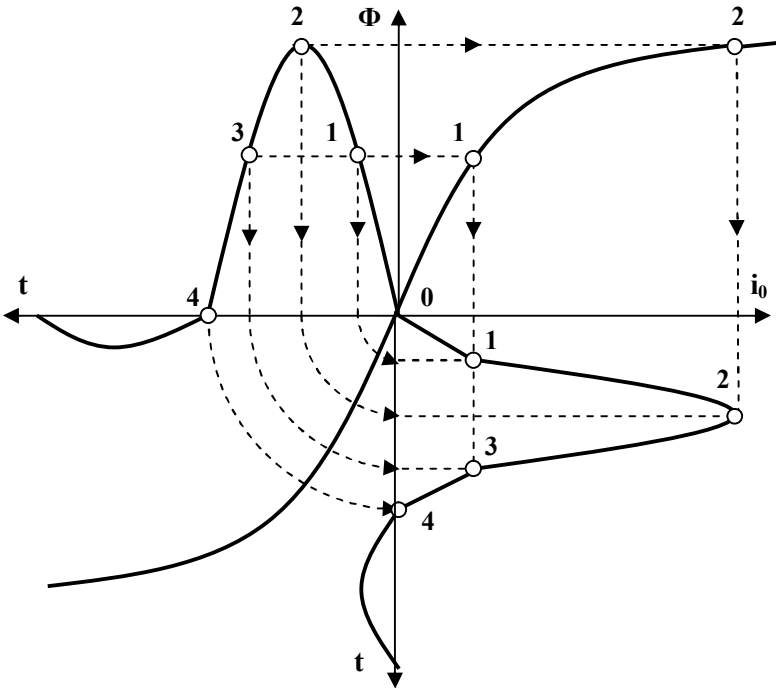


Рисунок 13.8 - Построение временной диаграммы тока при включении трансформатора на холостой ход

При неблагоприятных условиях включения и глубоком насыщении магнитной системы трансформатора бросок тока включения может в 100 – 120 раз превысить установившееся значение тока холостого хода. Примерный характер этого процесса показан на рис. 13.9.

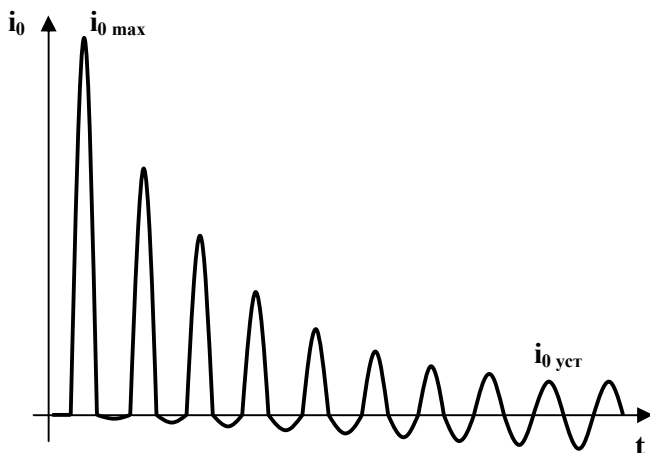


Рисунок 13.9 - Временная диаграмма намагничивающего тока при включении трансформатора на холостой ход

Установившийся ток холостого хода весьма мал по сравнению с номинальным током, поэтому амплитуда тока $i_{0 \max}$ значительно меньше ударного тока. Однако, скорость его нарастания $\frac{di_0}{dt}$ настолько велика, что вызывает появление в сети помех, приводящих к ложному срабатыванию автоматических выключателей, устройств защиты и автоматики, нарушению нормальной работы каналов связи. Электродинамические силы, действующие между витками первичной обмотки, приводят к их вибрации и нарушению прочности изоляции.

Переходные процессы при включении весьма опасны для трансформаторов большой мощности, а также в тех случаях, когда в режиме холостого хода магнитная система близка к насыщению, что имеет место, например, в сварочных трансформаторах. У трансформаторов малой мощности активное сопротивление первичных обмоток настолько велико, что переходные процессы не связаны со значительными бросками токов и быстро затухают.

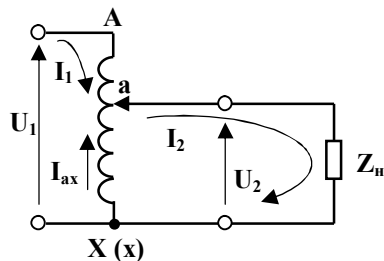
Глава 14. Автотрансформаторы многообмоточные трансформаторы, преобразователи числа фаз

14.1. Автотрансформаторы

Автотрансформатором называется трансформатор, у которого обмоткой низкого напряжения является часть обмотки высокого напряжения. Гальваническая связь первичной и вторичной обмоток является главной особенностью автотрансформаторов. Коэффициент автотрансформации определяется отношением числа витков, к которым подключается первичное напряжение к числу витков, с которых снимается вторичное напряжение: $k_{AT} = \frac{W_{ax}}{W_{ax}}$. Режим холостого хода автотрансформаторов аналогичен режиму холостого хода обычных трансформаторов.

Автотрансформаторы могут быть повышающими однофазными и трехфазными, повышающими и понижающими. У понижающих автотрансформаторов (рис. 14.1) вторичное напряжение снимается с части витков первичной обмотки, у повышающих к части витков подводится первичное напряжение. Автотрансформаторы применяются в системах электроснабжения при относительно близких уровнях первичного и вторичного напряжений, в электроприводе, в лабораторных источниках питания (ЛАТРы – лабораторные автотрансформаторы), и других случаях. Это особенно выгодно при коэффициентах автотрансформации в пределах: $k_{AT} = 1,0 - 2,0$.

Рисунок 14.1 - Принципиальная схема автотрансформатора



Проходная мощность автотрансформатора равна мощности нагрузки: $S_{прох} = U_2 I_2$. Она передается не только посредством электромагнитного поля (электромагнитная мощность), но и за счет гальванической связи между обмотками (электрическая мощность).

Типовая (расчетная) мощность автотрансформатора представляет собой мощность, сообщаемую нагрузке посредством электромагнитного поля, которая определяется напряжением и током общей части обмотки:

$$S_{ЭМ} = U_{ax} I_{ax} = (E_1 - E_2) I_1 = E_2 (I_2 - I_1). \quad (14.1)$$

Она зависит от коэффициента автотрансформации и определяется следующим образом. С учетом того, что $I_1 = \frac{I_2}{k_{AT}}$, ток в общей части обмотки и ток нагрузки выражаются следующим образом:

$$\begin{cases} I_{ax} = I_2 - I_1 = I_2 - \frac{I_2}{k_{AT}} = I_2 \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) = I_1 + I_{ax} \\ I_2 = I_1 + I_{ax} = \frac{I_2}{k_{AT}} + I_2 \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) \end{cases} \quad (14.2)$$

С учетом этих выражений проходная мощность составляет:

$$S_{прох} = U_2 I_2 = U_2 (I_1 + I_{ax}) = U_2 \frac{I_2}{k_{AT}} + U_2 I_2 \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right). \quad (14.3)$$

Первая часть этого уравнения представляет собой электрическую мощность, а вторая часть – электромагнитную мощность. Поскольку автотрансформаторы рассчитываются по электромагнитной мощности, при: $\left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) < 1$ расход материалов в них будет меньше, чем в обычных трансформаторах, и эта величина часто называется *коэффициентом выгодности*. При $k_{AT} = 1$ вся мощность нагрузке сообщается непосредственно из сети.

По коэффициенту выгодности можно судить о различных параметрах автотрансформаторов.

Из первого уравнения системы (14.2) следует, что ток I_{ax} в общей части обмотки является частью тока нагрузки:

$$I_{ax} = I_2 \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right),$$

поэтому сечение провода в ней можно выбирать меньше, чем во вторичной обмотке обычного трансформатора.

Пропорционально коэффициенту выгоды изменяются также сопротивления, потери, и напряжение короткого замыкания автотрансформатора по сравнению с обычными трансформаторами:

$$\left\{ \begin{array}{l} r'_{кAT} = r'_к \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) \\ x'_{кAT} = x'_к \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) \\ \Delta P_{к,AT} = \Delta P_к \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) \\ u_{кAT} = u_к \left(1 - \frac{1}{k_{AT}} \right) \end{array} \right. \quad (14.4)$$

Главными достоинствами автотрансформаторов, которые имеют место при $k_{AT} = 1,0 - 2,0$, являются их меньшие вес, стоимость, и более высокий КПД по сравнению с обычными трансформаторами.

В то же время они обладают существенными недостатками. Вследствие гальванической связи между обмотками расчет изоляции обмотки низшего напряжения должен производиться по высшему напряжению. При обрыве цепи на общем участке обмотки, а также при коротком замыкании части первичной обмотки на участке «А – а» вторичное напряжение резко возрастает, что исключает возможность их применения для питания низковольтных потребителей. Кроме того автотрансформаторы крайне чувствительны к коротким замыканиям, поскольку ток этих случаях увеличивается по сравнению с обычными трансформаторами обратно пропорционально коэффициенту выгоды. Вследствие этого в системах электроснабжения необходимо применять специальные дополнительные меры для их защиты.

14.2. Многообмоточные трансформаторы

В электрических сетях, электроустановках, и блоках питания различной радиоэлектронной аппаратуры часто возникает необходимость в получении нескольких уровней вторичных напряжений. Применение для этих целей нескольких двухобмоточных трансформаторов обычно нецелесообразно по экономическим соображениям.

Многообмоточный трансформатор имеет одну магнитную систему, одну первичную обмотку и две или несколько вторичных обмоток с различным количеством витков.

В режиме холостого хода многообмоточные трансформаторы ничем не отличаются от двухобмоточных, их главные специфические особенности проявляются в нагрузочных режимах. На рис. 14.2 показан трехобмоточный трансформатор, к одной из вторичных обмоток которого подключена активно-индуктивная нагрузка, а к другой – активно-емкостная.

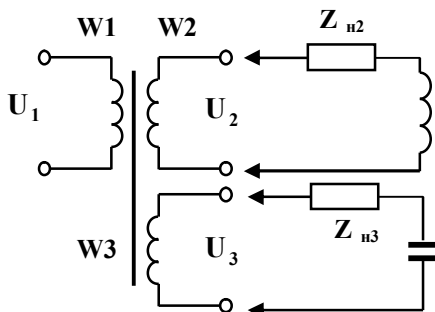


Рисунок 14.2 - Схема трехобмоточного трансформатора с активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузками

Приведение всех параметров многообмоточных трансформаторов к одной ступени напряжения производится точно таким же образом, как и для двухобмоточных трансформаторов, но при этом учитываются несколько коэффициентов трансформации. Особенности определения параметров схемы замещения заключаются в том, что для определения приведенных сопротивлений короткого замыкания необходимо провести несколько опытов. Так, для трехобмоточного трансформатора проводится три опыта короткого замыкания, в результате которых определяются суммарные приведенные сопротивления: $Z'_{1-2} = Z_1 + Z'_2$; $Z'_{1-3} = Z_1 + Z'_3$; $Z'_{2-3} = Z'_2 + Z'_3$ (рис. 14.3).

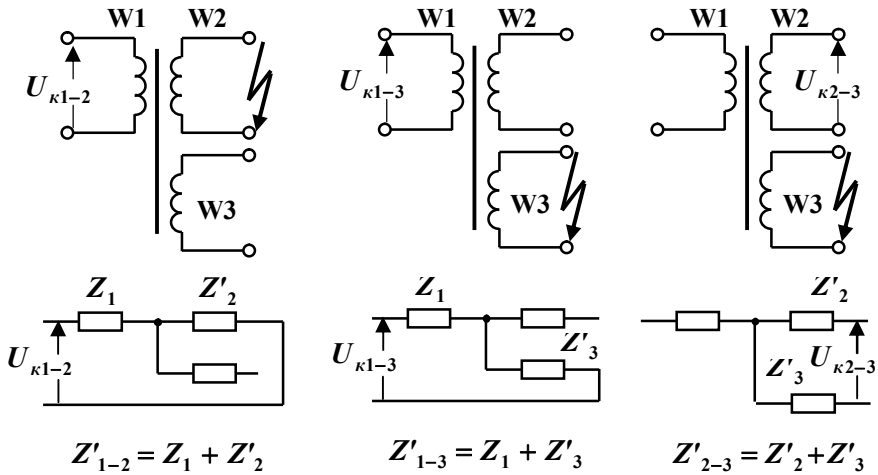


Рисунок 14.3 - Опыты и схемы замещения короткого замыкания трехобмоточного трансформатора

Решение этих уравнений относительно сопротивлений короткого замыкания отдельных обмоток дает:

$$\begin{cases} Z'_1 = \frac{1}{2}(Z'_{1-2} + Z'_{1-3} - Z'_{2-3}) \\ Z'_2 = \frac{1}{2}(Z'_{1-2} + Z'_{2-3} - Z'_{1-3}) \\ Z'_3 = \frac{1}{2}(Z'_{1-3} + Z'_{2-3} - Z'_{1-2}) \end{cases} \quad (14.5)$$

Значения сопротивлений короткого замыкания сильно зависят от взаимного расположения обмоток. Вследствие того, что среднее значение расстояния между осями обмоток и магнитопроводом в многообмоточных трансформаторах больше, чем у двухобмоточных, для них является характерным увеличение сопротивлений и напряжения короткого замыкания до 12 – 15%.

Система уравнений приведенного многообмоточного трансформатора аналогична системе уравнений двухобмоточного трансформатора, но содержит больше уравнений. Для трехобмоточного трансформатора:

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = -\bar{E}_1 + r_1 \bar{I}_1 + jx_1 \bar{I}_1 \\ \bar{E}'_2 = \bar{E}_1 = r'_2 \bar{I}'_2 + jx'_2 \bar{I}'_2 + \bar{U}'_2 \\ \bar{E}'_3 = \bar{E}_1 = r'_3 \bar{I}'_3 + jx'_3 \bar{I}'_3 + \bar{U}'_3 \\ \bar{I}_0 = \bar{I}_1 + \bar{I}'_2 + \bar{I}'_3 \end{cases}, \quad (14.6)$$

где $r'_2 = k_{1-2}^2 r_2$; $x'_2 = k_{1-2}^2 x_2$; $r'_3 = k_{1-3}^2 r_2$; $x'_3 = k_{1-3}^2 x_3$; $E'_2 = k_{1-2} E_2$; $E'_3 = k_{1-3} E_3$; $I'_2 = I_2 / k_{1-2}$; $I'_3 = I_3 / k_{1-3}$; $k_{1-2} = W_1 / W_2$; $k_{1-3} = W_1 / W_3$.

Этой системе уравнений соответствует схема замещения, показанная на рис. 14.4 – а, в которой контур, включающий сопротивление первичной обмотки и ветви намагничивания является общим, а число вторичных ветвей равно числу вторичных обмоток. Векторная диаграмма (рис. 14.4 – б) строится таким же образом, как и для двухобмоточного трансформатора, ее особенностью является то, что первичный ток определяется геометрической суммой токов, соответствующих уравнению равновесия приведенных намагничивающих сил в системе уравнений (14.6). В результате при любом фазовом сдвиге между токами \bar{I}'_2 и \bar{I}'_3 модуль полного тока будет меньше суммы их модулей. Вследствие равенства приведенных значений ЭДС ($E_1 = E'_2 = E'_3$) электромагнитная мощность многообмоточного трансформатора в этом случае всегда меньше суммы электромагнитных мощностей двухобмоточных трансформаторов:

$$S = E_1 |\bar{I}'_2 + \bar{I}'_3| < E_1 |\bar{I}'_2| + E_1 |\bar{I}'_3|. \quad (14.7)$$

Таким образом, расчетная мощность многообмоточного трансформатора меньше суммы расчетных мощностей двухобмоточных трансформаторов. Это объясняется тем, что из сети нагрузке сообщается только часть реактивной мощности, а часть ее циркулирует непосредственно между вторичными обмотками. В пределе, если одна из вторичных обмоток нагружена на чистую индуктивность, а другая – на чистую емкость, первичная обмотка потребляет из сети только ток намагничивания. Таким образом, многообмоточные трансформаторы не только более просты по конструкции, но при различном характере нагрузок имеют меньшую расчетную мощность.

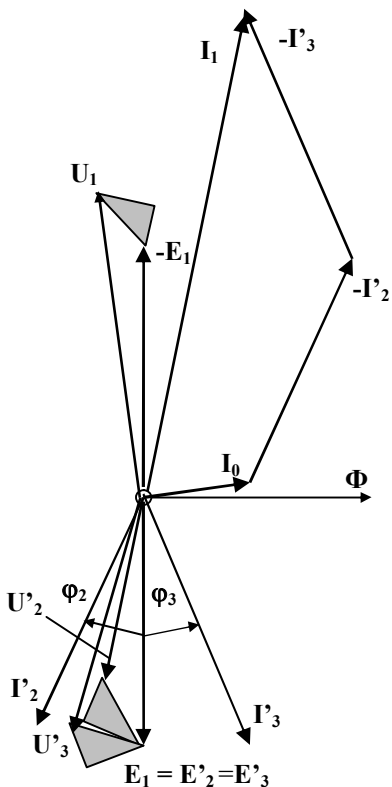
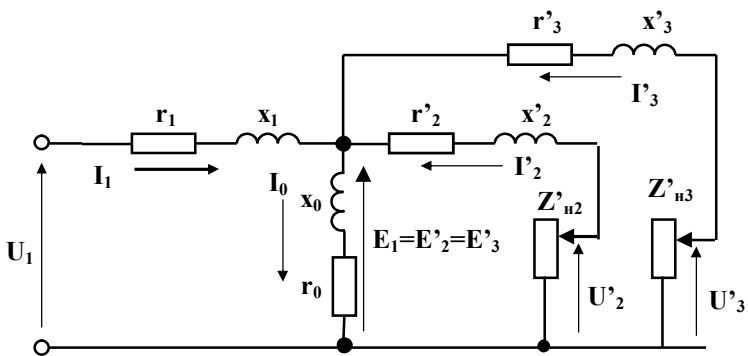


Рисунок 14.4 - Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) трехобмоточного трансформатора

8.3. Трансформаторные преобразователи числа фаз

В выпрямителях, преобразователях частоты, электрической тяге, системах автоматики, и некоторых других случаях часто возникает необходимость в преобразовании числа фаз переменного тока, и их фазового сдвига. Предназначенные для этих целей трансформаторы называются преобразователями числа фаз.

В однофазной системе без применения дополнительных элементов с помощью трансформатора можно получить только двухфазную систему напряжений, сдвинутых между собой по фазе на 180° . Такое преобразование осуществляется с помощью двух последовательно соединенных вторичных обмоток различной полярности. Из приведенных на рис. 14.5 схемы и векторной диаграммы видно, что напряжения U_{21} и U_{22} между свободными выводами вторичных обмоток и средней точкой образуют двухфазную систему. Такие преобразователи используются в однофазных выпрямителях переменного тока.

Рисунок 14.5 - Схема и векторная диаграмма однофазно-двухфазного преобразователя числа фаз

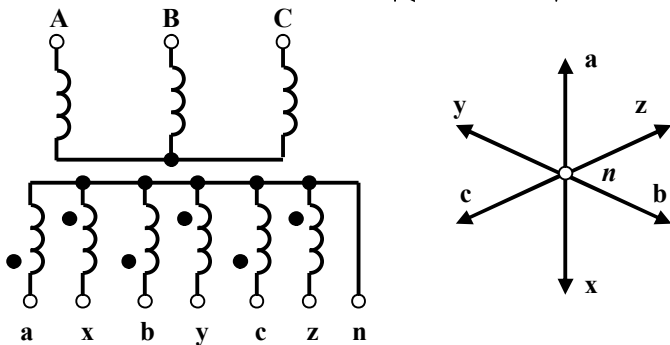
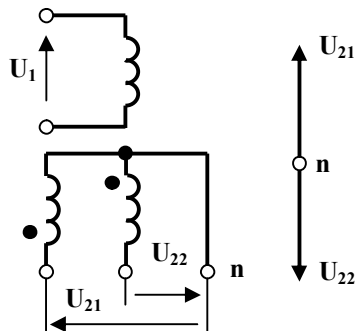


Рисунок 14.6 - Схема и векторная диаграмма трехфазно-шестифазного преобразователя числа фаз

В многофазных выпрямителях широко применяются трехфазно-шестифазные преобразователи, которые представляют собой группу из трех однофазно-двухфазных преобразователей (рис. 14.6).

На практике также находят применение трехфазно-двенадцати и трехфазно-двадцатичетырех фазные преобразователи.

В электрической тяге и системах автоматики часто применяется двухфазная ортогональная система напряжений. Наилучшими характеристиками в этом случае обладают трехфазно-двухфазные преобразователи, выполненные по схеме Скотта (рис. 14.7), главное достоинство которой заключается в том, что она симметрично загружает все фазы питающей сети.

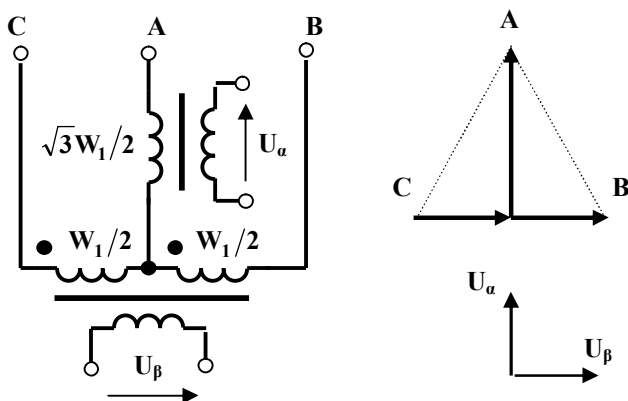


Рисунок 14.7 - Схема и векторные диаграммы напряжений трехфазно-двухфазного преобразователя (схемы Скотта)

Как это следует из векторной диаграммы напряжений, первичная обмотка одного трансформатора рассчитывается на напряжение, составляющее $\frac{\sqrt{3}}{2}$ от линейного напряжения трехфазной сети, а первичная обмотка другого трансформатора – на полное линейное напряжение. Средний вывод этой обмотки соединен с выводом обмотки первого трансформатора. В результате при одинаковом количестве витков во вторичных обмотках на выходе получается ортогональная двухфазная система напряжений U_a и U_b . Поскольку первичные обмотки соединены в звезду без нулевого провода, геометрическая сумма токов в нейтрали тождественно равна нулю:

$$\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C = 0. \quad (14.8)$$

Уравнения равновесия намагничивающих сил первого и второго трансформаторов без учета токов намагничивания имеют вид:

$$I_A \frac{\sqrt{3}}{2} W_1 + I_\alpha W_2 = 0. \quad (14.9)$$

$$I_B \frac{W_1}{2} - I_C \frac{W_1}{2} + I_\beta W_2 = 0. \quad (14.10)$$

При симметрии вторичных токов имеем: $I_\beta = -jI_\alpha$ и совместное решение этих уравнений дает следующие первичные токи:

$$\begin{cases} I_A = -I_\alpha \frac{2W_2}{\sqrt{3}W_1} \\ I_B = I_\alpha \frac{W_2}{W_1} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} + j \right) \\ I_C = I_\alpha \frac{W_2}{W_1} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} - j \right) \end{cases} \quad (14.11)$$

Модули токов в фазах «B» и «C» равны модулю тока фазы «A»:

$$|I_B| = |I_C| = I_\alpha \frac{W_2}{W_1} \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right)^2 + 1} = I_\alpha \frac{2W_2}{\sqrt{3}W_1},$$

а их фазовый сдвиг составляет $\pm 120^\circ$. Таким образом, получаем симметричную систему первичных токов.

Любой фазовый сдвиг, и соответственно, любое количество фаз на выходе можно получить с помощью соединения обмоток трансформаторов по схеме «зигзаг».

Глава 15. Выпрямительные трансформаторы

15.1. Особенности выпрямительных трансформаторов. Коэффициенты схемы

Под схемами выпрямления понимают способ соединения между собой вентильных элементов и обмоток трансформатора. Существуют различные схемы выпрямления, которые по числу фаз и характеру происходящих в них процессов подразделяются однофазные, трёхфазные и многофазные; схемы со средней точкой, и мостовые. От схемы зависят не только свойства выпрямителей в целом, но и многие параметры трансформаторов, характерные особенности которых заключаются в следующем:

- неодновременная нагрузка отдельных фаз, связанная с поочередным отпиранием вентилей;
- отличие токов и напряжений в обмотках трансформатора от выпрямленного тока и напряжения;
- несинусоидальность токов в обмотках;
- превышение расчетной мощности трансформатора над мощностью нагрузки на выпрямитель;
- возможность вынужденного намагничивания магнитопровода в некоторых схемах выпрямления.

Сравнение различных схем выпрямления и входящих в их состав трансформаторов основано на использовании постоянных для каждой из схем коэффициентов, характеризующих связь между токами и напряжениями различных элементов по отношению к средним значениям напряжения и тока на выходе выпрямителя, которые определяются по формулам:

$$\begin{cases} U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt \\ I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt \end{cases}, \quad (15.1)$$

где $u_d(t)$, $i_d(t)$ - мгновенные значения выпрямленного напряжения и тока; T - период повторяемости этих функций.

Действующее значение фазного напряжения вторичных обмоток трансформатора U_2 , необходимое для получения заданного напряжения U_d оценивается с помощью коэффициента схемы по напряжению, который равен:

$$k_{cx} = U_d / U_2. \quad (15.2)$$

Специфическим показателем выпрямительных трансформаторов, позволяющим правильно выбрать вентили по допустимому напряжению, является коэффициент использования по напряжению, равный отношению максимального обратного напряжения к выпрямленному напряжению U_d :

$$k_U = U_{обр. max} / U_d. \quad (15.3)$$

Токи в первичных и вторичных обмотках трансформатора оцениваются отношениями их действующих значений к выпрямленному току I_d :

$$k_{I1} = I_1 / I_d; \quad k_{I2} = I_2 / I_d. \quad (15.4)$$

Важнейшим параметром любого трансформатора является его расчетная мощность. В выпрямительных трансформаторах ее определяют, как полусумму мощностей всех его первичных и вторичных обмоток:

$$S_{тр} = \frac{1}{2}(S_1 + S_2); \quad S_1 = \sum U_{1i} I_{1i}; \quad S_2 = \sum U_{2i} I_{2i}, \quad (15.5)$$

где U_{1i} , I_{1i} , U_{2i} , I_{2i} – действующие значения токов и напряжений в соответствующих обмотках, которые отличаются от действующих значений выпрямленного тока и напряжения.

Эффективность использования трансформатора определяется коэффициентом превышения его расчётной мощности над мощностью нагрузки $P'_{днн}$:

$$k_{np} = \frac{S_{тр}}{P'_{днн}}. \quad (15.6)$$

В общем случае мощность нагрузки определяется с учетом пульсаций тока и напряжения на выходе по формуле:

$$P'_{\text{днн}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) i_d(t) dt, \quad (15.7)$$

где T – период пульсаций.

Если ток и напряжение достаточно хорошо сглажены, мощность нагрузки определяется по средним значениям выпрямленного тока и напряжения:

$$P_{\text{днн}} = U_d I_d. \quad (15.8)$$

Совокупность этих коэффициентов позволяет сравнивать эффективность использования трансформаторов в различных схемах выпрямления, и выбирать оптимальный вариант.

15.2. Пример определения расчетной мощности выпрямительного трансформатора

Одной из наиболее распространенных схем является однофазная двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой (рис. 15.1-а), которая находит широкое применение благодаря тому, что в ней используются только два полупроводниковых элемента (диода или тиристора), что снижает общую стоимость устройства. При наличии достаточной индуктивности ток I_d и напряжение U_d в нагрузке сглаживаются настолько, что практически не имеют пульсаций. Временные диаграммы токов и напряжений во всех элементах трансформатора для этого случая показаны на рис. 15.1-б).

Определим основные показатели этой схемы. При полностью сглаженном токе напряжение U_d и коэффициент схемы:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9 U_2; \quad (15.9)$$

$$k_{\text{сх}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9. \quad (15.10)$$

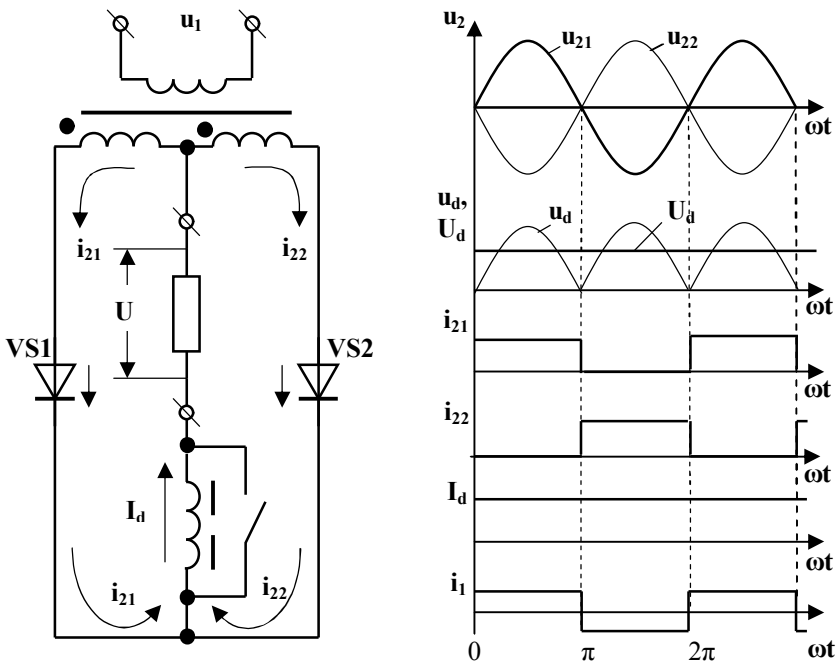


Рисунок 15.1 – Принципиальная схема (а) и временные диаграммы (б) однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

Действующие значения токов в обмотках:

$$I_2 = I_{21} = I_{22} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d(\omega t)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \approx 0,707I_d; \quad (15.11)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_d}{k_{mp}} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{I_d}{k_{mp}}. \quad (15.12)$$

Максимальное обратное напряжения и коэффициент использования по напряжению с учетом того, что $U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d$:

$$U_{обр. \max} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_d; \quad k_U = \pi. \quad (15.13)$$

Мощности первичной и вторичных обмоток:

$$S_1 = U_1 I_1 = k_{\text{мп}} U_2 \frac{I_d}{k_{\text{мп}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d I_d \approx 1,11 P_d ; \quad (15.14)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = 2 \times \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2} U_d I_d \approx 1,57 P_d . \quad (15.15)$$

Коэффициент превышения расчетной мощности:

$$k_{\text{мп}} = \frac{S_1 + S_2}{2P_d} = \frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \approx 1,34 . \quad (15.16)$$

Коэффициент превышения расчетной мощности однофазной мостовой схемы, аналогичной по качеству выходного напряжения при полностью сглаженном токе составляет **1,11** и трансформатор в ней используется лучше. Однако, количество диодов увеличивается в два раза, что чаще всего невыгодно в выпрямителях большой мощности.

При отсутствии фильтра мощность нагрузки возрастает, а коэффициент превышения расчетной мощности – уменьшается до **1,21**. Однако в этом случае выпрямленные ток и напряжение имеют большие пульсации с провалами мгновенных значений до нуля, что обычно недопустимо.

15.3. Меры по устранению вынужденного намагничивания выпрямительных трансформаторов

Вынужденное намагничивание в выпрямительных трансформаторах может возникать в тех случаях, когда по их обмоткам протекают однонаправленные токи.

Рассмотрим относительно простой для понимания случай. На рис. 15.2 изображены схема и временные диаграммы трехфазного выпрямителя со средней точкой.

В соответствии с временными диаграммами в любой момент времени ток I_d протекает только через один вентиль и соответствующую ему фазу вторичной обмотки, и трехфазный трансформатор работает в режиме однофазной нагрузки. При этом, как было показано ранее, на любом интервале проводимости в нагруженной фазе пер-

вичной обмотки ток составляет две трети приведенного вторичного тока и противоположен ему по знаку, а в двух других фазах токи равны $\frac{1}{3}I_d$. Нагрузка подключается к фазам А, В, С поочередно с интервалом 120° . В результате в любой момент времени алгебраическая сумма первичного и приведенного вторичного тока в любой фазе отлична от нуля и составляет $\frac{1}{3}I_d$. Намагничивающая сила $F_0 = \frac{1}{3}I_d W_2$ приводит к возникновению постоянного потока вынужденного намагничивания, который может привести к насыщению магнитной системы трансформатора, и необходимости завышения его расчетной мощности. Это является серьезным недостатком, и потому данная схема, несмотря на достаточно хорошее качество выпрямленного напряжения и малое число вентилей, находит применение только в маломощных выпрямителях.

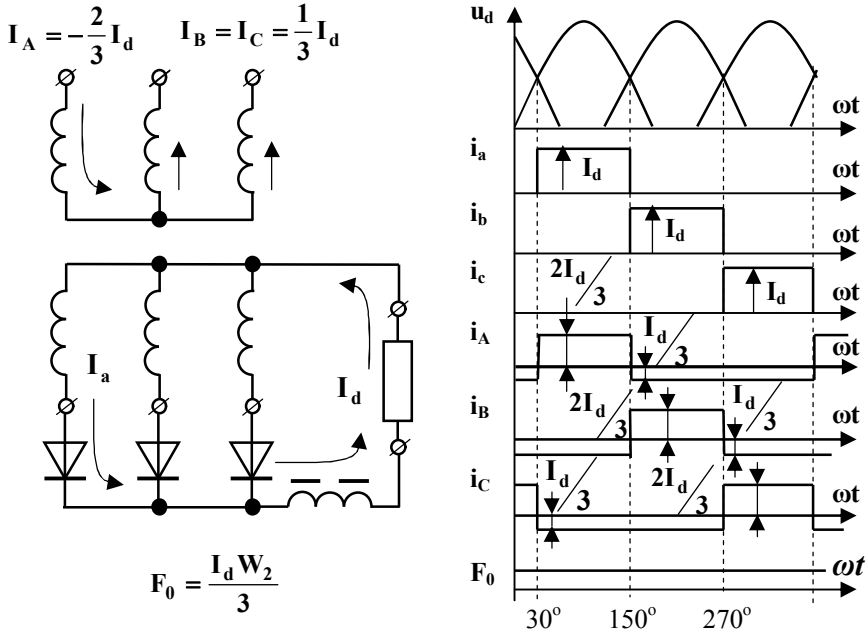


Рисунок 15.2 – Схема и временные диаграммы трехфазного выпрямителя со средней точкой

Шестифазная схема выпрямления со средней точкой (рис. 15.3) содержит две группы вторичных обмоток и вентилялей – анодную и катодную. Каждый из вентилялей может включаться только в тот период времени, когда к нему приложено наибольшее по величине фазное напряжение. Выпрямленное напряжение представляет собой огибающую синусоид вторичных фазных напряжений (рис. 15.3 –б).

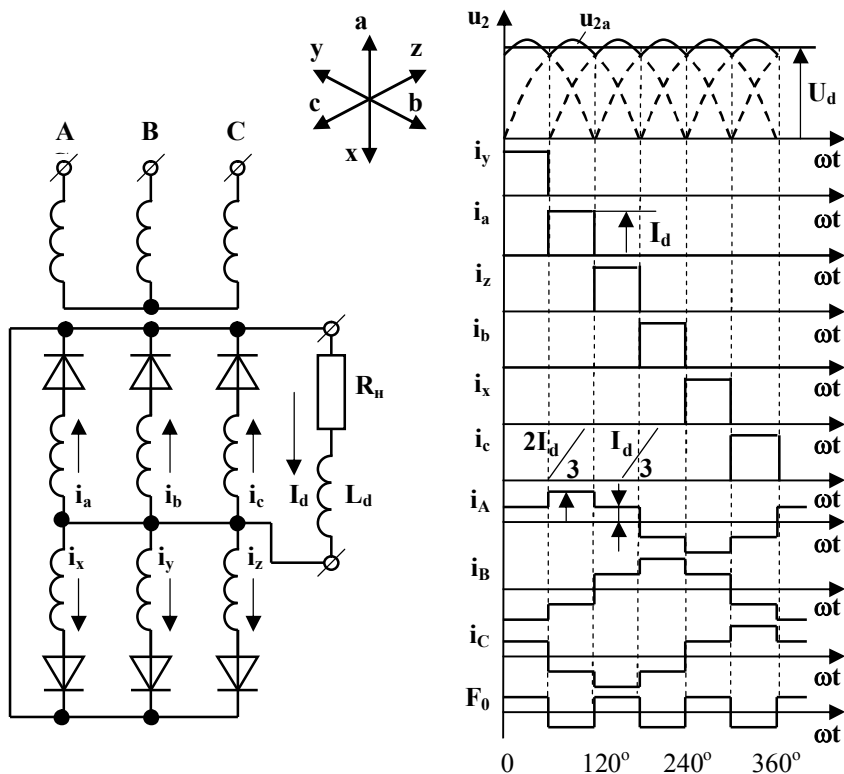


Рисунок 15.3 – Схема и временные диаграммы шестифазного выпрямителя со средней точкой

Напряжение U_d определяется интегрированием мгновенного значения фазного напряжения на интервале повторяемости в пределах одной шестой части периода:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 1,35 U_2. \quad (15.17)$$

В любой момент времени ток I_d протекает только через один вентиль и соответствующую ему фазу вторичной обмотки, единичный интервал проводимости составляет 60° , а действующие значения токов при этом: $I_2 = \frac{1}{\sqrt{6}} I_d \approx 0,408 I_d$.

Для выявления других особенностей запишем уравнения магнитодвижущих сил трех фаз, полагая, что число витков вторичной обмотки приведено к первичной. Сумма мгновенных значений первичных токов при соединении в звезду без нулевого провода тождественно равна нулю, поэтому:

$$\begin{cases} F_A = W(i_a - i_x - i_A) \\ F_B = W(i_b - i_y - i_B) \\ F_C = W(i_c - i_z - i_C) \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{cases}. \quad (15.18)$$

Решение данной системы уравнений дает:

$$\begin{cases} i_A = \frac{2}{3}(i_a - i_x) - \frac{1}{3}(i_b - i_y) - \frac{1}{3}(i_c - i_z) \\ i_B = \frac{2}{3}(i_b - i_y) - \frac{1}{3}(i_a - i_x) - \frac{1}{3}(i_c - i_z) \\ i_C = \frac{2}{3}(i_c - i_z) - \frac{1}{3}(i_a - i_x) - \frac{1}{3}(i_b - i_y) \\ F_0 = W \frac{i_a + i_b + i_c - i_x - i_y - i_z}{3} \end{cases}. \quad (15.19)$$

Таким образом, данная схема выпрямления характеризуется вынужденным намагничиванием однофазным переменным потоком тройной частоты (рис. 15.3 – б). Действующее значение тока в первичных обмотках составляет:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \times 2 \left\{ \int_0^{\pi/3} \left(\frac{I_d}{3k_{mp}} \right)^2 d(\omega t) + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{2I_d}{3k_{mp}} \right)^2 d(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{\pi} \left(\frac{I_d}{3k_{mp}} \right)^2 d(\omega t) \right\}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{k_m} \approx 0,471 \frac{I_d}{k_m} \quad (15.20)$$

Расчётные мощности вторичных и первичных обмоток трансформатора и коэффициент превышения равны:

$$S_2 = 6U_2 I_2 = \frac{6\pi}{3\sqrt{2}} U_d \times \frac{1}{\sqrt{6}} I_d = \frac{\pi}{\sqrt{3}} P_d; \quad (15.21)$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \times \frac{\pi}{3\sqrt{2}} U_d k_m \times \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{I_d}{k_m} = \frac{\pi}{3} P_d; \quad (15.22)$$

$$k_{mp} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \right)_d \approx 1,43. \quad (15.23)$$

15.4. Основные схемы выпрямления

Шестифазная схема выпрямления с уравнительным реактором (рис. 15.4 – а) отличается от простой шестифазной схемы наличием уравнительного реактора, включенного между общими точками анодной и катодной групп обмоток, который представляет собой дроссель с замкнутым сердечником и парой последовательно включенных обмоток с хорошей магнитной связью. Общая точка обмоток уравнительного реактора является одним из выводов постоянного тока.

При малых токах I_d схема работает как простой шестифазный выпрямитель. Как только ток в обмотках уравнительного реактора создает достаточный магнитный поток, происходящие в выпрямителе процессы изменяются. Работа каждого из вентилях определяется уже не фазными напряжениями вторичных обмоток, а напряжениями между их выводами и средней точкой уравнительного реактора. Мгновенное значение напряжения u_{yp} на уравнительном реакторе определяет

ся разностями напряжений: $u_y - u_a$; $u_a - u_z$; $u_z - u_b$; $u_b - u_x$; $u_x - u_c$; $u_c - u_y$, изменяется с тройной частотой и имеет амплитуду:

$$U_{y.p.m} = U_{2m} - U_{2m} \sin 30^\circ = 0,5U_{2m}.$$

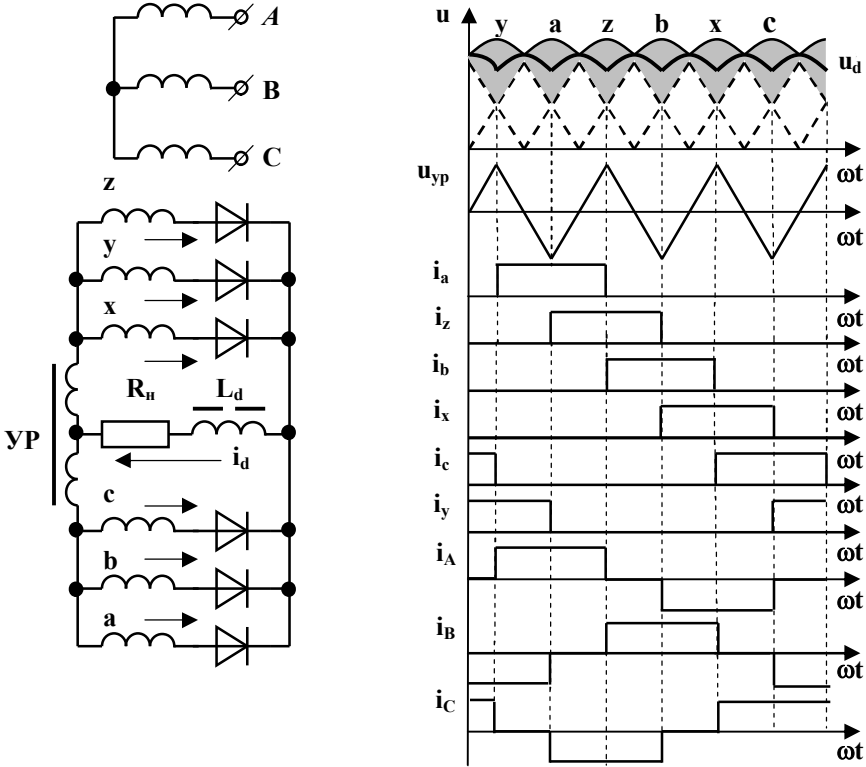


Рисунок 15.4 – Схема (а) и временные диаграммы (б) шестифазного выпрямителя с уравнивающим реактором

Поскольку секции реактора одинаковы, напряжения на них равны по величине половине мгновенного значения u_{yp} и противоположны по знаку, в результате чего большее из фазных напряжение уменьшается, а меньшее – увеличивается на величину $0,5u_{yp}$. Выпрямленное напряжение определяется огибающей синусоид, сдвинутых по фазе по отношению к фазным напряжениям на 30° (рис. 15.4). Амплитуда и среднее значение выпрямленного напряжения равны:

$$U_{d.m} = \sqrt{2}U_2 \sin 60^\circ = \sqrt{\frac{3}{2}}U_2 \approx 1,23U_2; \quad U_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}}U_2 \approx 1,17U_2.$$

В любой момент времени потенциал нулевой точки уравнительного реактора одинаков по отношению к двум вентилям из разных групп, поэтому ток разделяется на две параллельные ветви и протекает через два вентиля одновременно, что является важнейшим преимуществом данной схемы. Действующие значения токов в обмотках, коэффициент превышения расчетной мощности трансформатора и расчетная мощность уравнительного реактора составляют:

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \approx 0,288I_d; \quad I_1 = \frac{I_d}{k_m \sqrt{6}} \approx 0,408 \frac{I_d}{k_m};$$

$$k_{np} = \frac{\pi}{6}(1 + \sqrt{2}) \approx 1,26; \quad S_{yp} \approx 0,17P_d.$$

Потоки вынужденного намагничивания в данной схеме выпрямления не возникают.

Кольцевая схема выпрямления (рис. 15.5 - а) исключает вынужденное намагничивание трансформатора и обеспечивает его хорошее использование без уравнительного реактора. Шесть вторичных обмоток соединены в две звезды, нейтральные точки которых образуют выводы постоянного тока, а вентили замкнуты в кольцо, причем общие точки анодов присоединяются к фазным выводам одной звезды, а общие точки катодов – к фазным выводам другой звезды.

Поскольку каждый из вентиляй подключается к наибольшему из междуфазных напряжений, выпрямленное напряжение представляет собой их огибающую (рис. 15.5 – б), и возрастает по сравнению с простой шестифазной схемой в $\sqrt{3}$ раз:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34U_2.$$

Ток через каждый из вентиляй протекает в течение 60° но, поскольку каждая из вторичных обмоток подключена к паре вентиляй, по ним протекают импульсы тока I_d , длительность которых составляет 120° . Действующие значения токов в обмотках и коэффициент превышения расчетной мощности трансформатора составляют:

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \approx 0,577I_d; \quad I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{k_m} \approx 0,816 \frac{I_d}{k_m};$$

$$k_{np} = \frac{\pi}{6} (1 + \sqrt{2}) \approx 1,26.$$

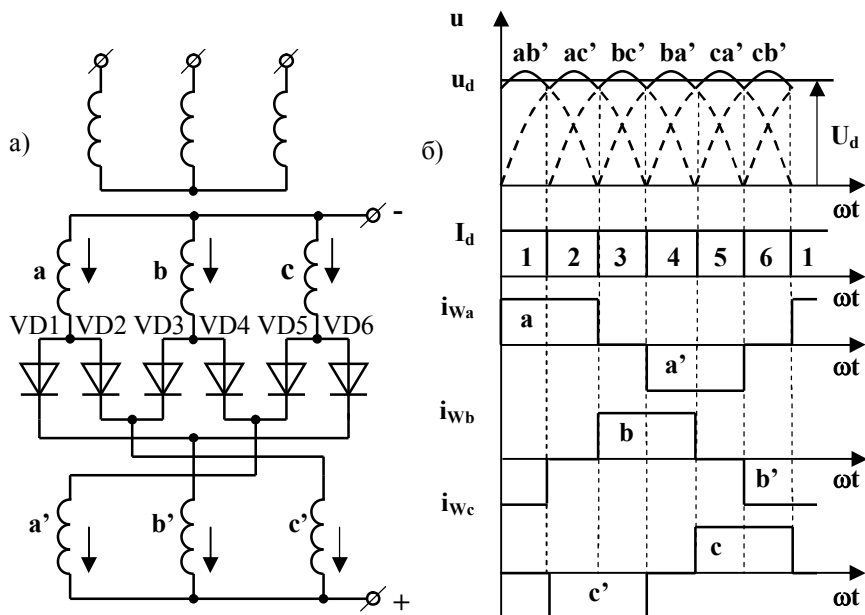


Рисунок 15.5 – Кольцевая схема выпрямления (а) и характерные диаграммы токов и напряжений (б)

Вынужденного намагничивания в кольцевой схеме не возникает, поскольку МДС, созданные токами каждой из пар вторичных обмоток, направлены навстречу друг другу.

Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова) (рис. 15.6 – а) имеет простую конструкцию трансформатора и обеспечивает эффективное его использование.

При работе выпрямителя ток всегда проводят, как минимум, два вентиля, разность потенциалов между которыми в данный момент времени наибольшая. Интервал проводимости каждой пары составляет 60° , причем каждый из вентиля коммутует последовательно с двумя другими, в результате чего по обмоткам протекают разнополярные импульсы тока длительностью 120° .

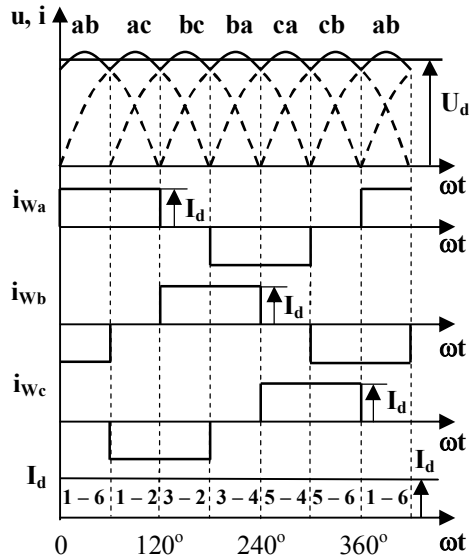
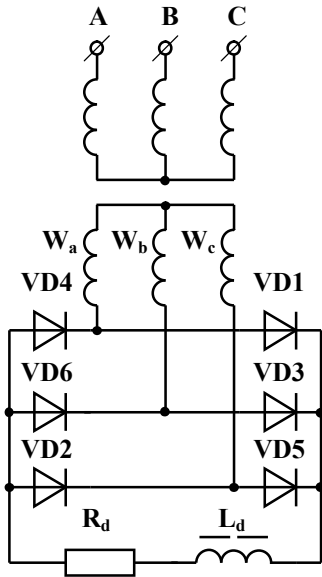


Рисунок 15.6 – Схема (а) и временные диаграммы (б) трехфазного мостового выпрямителя

Выпрямленное напряжение, как и для кольцевой схемы, является огибающей синусоид линейных напряжений, и коэффициент схемы составляет $k_{cx} = 2,34$.

Форма кривых токов в первичных и вторичных обмотках (при соединении в звезду) одинакова, их действующие значения равны:

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \approx 0,816 I_d; \quad I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_d}{k_m} \approx 0,816 \frac{I_d}{k_m}.$$

Коэффициент превышения расчетной мощности равен:

$$k_{np} = \frac{\pi}{3} \approx 1,05.$$

В мостовой схеме трансформатор используется наилучшим образом, а вынужденное намагничивание исключено принципиально. Ее недостаток заключается в необходимости применения вентилях повышенной мощности и больших потерях в силовом блоке.

Глава 16. Сварочные трансформаторы

16.1. Особенности сварочных трансформаторов. Свойства сварочной дуги переменного тока, как электрической нагрузки

Главные особенности сварочных трансформаторов определяются тем, что сварочная дуга переменного тока существенно отличается от других видов нагрузки. Эти отличия заключаются в следующем:

- дуга переменного тока может гореть только в течение одного полупериода (0, 01 с), для ее начального и повторного зажигания необходимо обеспечить определенные условия;
- дуга представляет собой нелинейный элемент электрической цепи;
- в процессе сварки неизбежна резкая смена режимов работы трансформатора от холостого хода до короткого замыкания.

Важнейшими характеристиками дуги, электрической нагрузки являются ее вольт-амперные характеристики (ВАХ), которые представляют собой зависимости напряжения дуги от тока сварки при медленном его изменении (рис. 16.1 – а). Каждой характеристике соответствует определенная длина дуги.

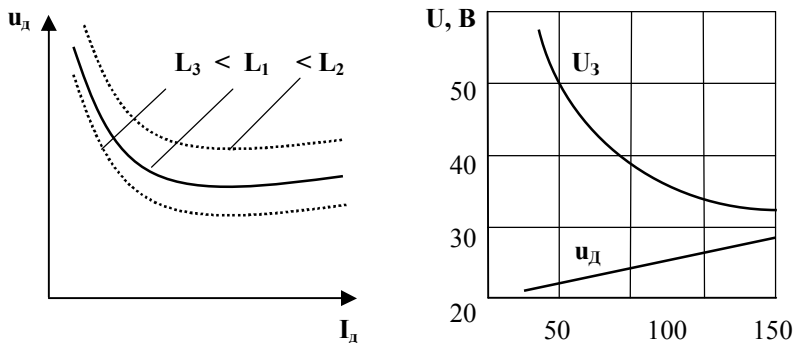


Рисунок 16.1 – Вольт-амперные характеристики (а) и напряжение зажигания (б) сварочной дуги

Для успешного зажигания дуги необходимо значительное напряжение, которое называется напряжением зажигания, и также зависит от тока (рис. 16.1 – б).

При малой плотности тока расширение столба дуги приводит к резкому уменьшению ее электрического сопротивления, которое идет быстрее процесса увеличения тока, и напряжение дуги уменьшается. Далее рост электропроводности замедляется и идет примерно пропорционально току, а напряжение изменяется относительно мало. Этот участок при ручной дуговой сварке штучными электродами является рабочим. Напряжение на нем согласно ГОСТ 95-77 должно описываться зависимостью:

$$u_{д} = 20 + 0,04I_{д} . \quad (16.1)$$

При дальнейшем увеличении плотности тока поперечное сечение дуги и ее эквивалентное сопротивление остаются практически неизменными, а напряжение увеличивается пропорционально току. Этот участок используется при механизированной сварке в среде защитных газов. Изменения длины дуги приводят к изменению эквивалентного сопротивления, и ВАХ смещаются вверх при длинной дуге, и вниз – при короткой.

При сварке на переменном токе дуга должна надежно зажигаться и устойчиво гореть в течение каждого полупериода питающего напряжения. Для этого необходимо обеспечить непрерывность тока, т.е. – повторное зажигание непосредственно после погасания дуги в предыдущем полупериоде. Начальное возбуждение дуги происходит при относительно низкой температуре, поэтому при повторных возбуждениях требуется меньшее напряжение зажигания. Примерный характер этого процесса показан на рис. 16.2.

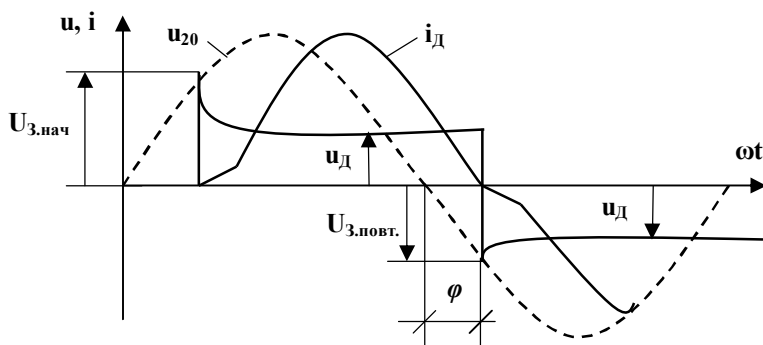


Рисунок 16.2 – Временные диаграммы тока и напряжения

Из приведенной диаграммы видно, что условие непрерывности тока можно выразить следующим образом:

$$\sqrt{2}U_{20} \sin \varphi \geq U_3; \quad U_{20} \geq \frac{0,707}{\sin \varphi} U_3. \quad (16.2)$$

Из уравнения (16.2) следует, что действующее значение вторичного напряжения U_{20} в режиме холостого хода трансформатора, необходимое для успешного зажигания и обеспечения непрерывности горения дуги, зависит от угла фазового сдвига между током и напряжением φ , и требуемого напряжения зажигания. По условиям безопасности оно не должно превышать 80 В, поэтому сварочные трансформаторы имеют низкий коэффициент мощности: $\cos \varphi = 0,4 - 0,7$, что обеспечивает нормальное зажигание дуги при $U_{20} = (1,8 - 2,5)u_d$ (большие значения соответствуют малым сварочным токам).

Электрическая дуга переменного тока представляет собой мощную динамическую нагрузку, а система «источник питания - дуга» постоянно подвергается действию различных внешних возмущающих факторов: колебаниям напряжения в сети, изменению длины дуги, скорости подачи электрода и другим. Это приводит к возникновению переходных процессов, нарушающих равновесное состояние системы, которая должна обладать *устойчивостью*, под которой понимается ее способность восстанавливать установившийся режим работы после воздействия возмущающих факторов. Для анализа процессов, происходящих при возмущениях нагрузки, рассмотрим совместно вольт-амперные характеристики трансформатора и дуги (рис. 16.3).

Равновесие имеет место в точках пересечения ВАХ источника (u_2) и дуги (u_d) **1** и **2** однако, процессы, происходящие в окрестностях этих точек при его нарушении, различны.

При уменьшении тока в точке **1** ($\Delta i < 0$) напряжение источника становится меньше напряжения дуги ($\Delta u < 0$), что вызывает дальнейшее уменьшение тока: $\Delta i < 0 \Rightarrow \Delta u < 0 \Rightarrow i_2 \downarrow$. В случае увеличения тока ($\Delta i > 0$) имеем: $u_2 > u_d$, и под действием положительного приращения напряжения ($\Delta u > 0$), ток продолжает возрастать: $\Delta i > 0 \Rightarrow \Delta u > 0 \Rightarrow i_2 \uparrow$. Таким образом, равновесие в точке **1** не является устойчивым.

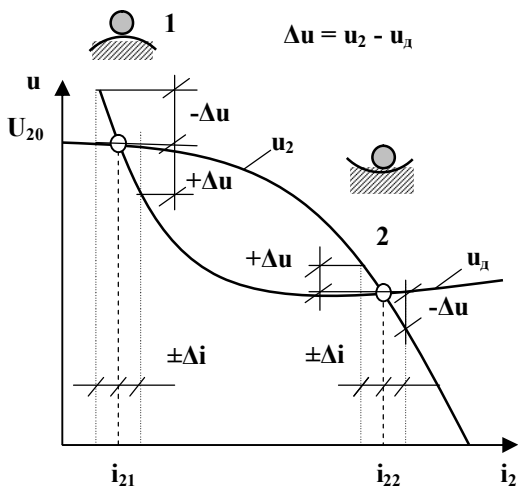


Рисунок 16.3 – Анализ устойчивости системы «сварочный трансформатор - дуга»

Если равновесие достигнуто в точке **2**, положительное приращение тока ($\Delta i > 0$) приводит к появлению отрицательной разности напряжений ($\Delta u < 0$), и ток i_2 уменьшается: $\Delta i > 0 \Rightarrow \Delta u < 0 \Rightarrow i_2 \downarrow$. Уменьшение тока ($\Delta i < 0$) приводит к появлению положительной разности напряжений ($\Delta u > 0$) и возрастанию тока i_2 : $\Delta i < 0 \Rightarrow \Delta u > 0 \Rightarrow i_2 \uparrow$.

Таким образом, точка **2** характеризуется устойчивым равновесием. В общем случае система будет устойчивой, если **ВАХ** источника проходит более круто, чем **ВАХ** дуги, а рабочая точка находится на падающей части **ВАХ** источника. При этом относительно малым изменениям тока соответствуют относительно большие изменения напряжения, т.е. трансформатор работает в режимах, близких к режиму источника тока. Для реализации таких режимов сопротивление короткого замыкания сварочных трансформаторов увеличивают, в результате чего ток короткого замыкания ограничивается пределами $(1,8 - 2,5)I_{ном.}$, а напряжение короткого замыкания возрастает до 40 – 55%

16.2 Способы регулирования сварочного тока

Возможность регулирования тока сварки является обязательным требованием ко всем сварочным трансформаторам. В установившемся режиме работы напряжение дуги равно вторичному напряжению трансформатора в режиме холостого хода за вычетом падения напряжения в сварочной цепи, при этом:

$$u_{\text{д}} = U_0 - I_{\text{д}}z_{\text{э}}; \quad I_{\text{д}} = \frac{U_0 - u_{\text{д}}}{z_{\text{э}}}, \quad (16.3)$$

где $z_{\text{э}}$ – эквивалентное сопротивление сварочной цепи.

Отсюда следует, что ток сварки можно регулировать:

- изменением ВАХ дуги (рис. 16.4 – а);
- изменением вторичного напряжения в режиме холостого хода трансформатора (рис. 16.4 – б);
- изменением эквивалентного сопротивления сварочной цепи (рис. 16.4 – в);
- комбинацией этих способов (рис. 16.4 – г).

Первый способ основан на изменении длины дуги, и имеет ограниченные пределы регулирования, поскольку увеличение длины дуги может привести к разрыву цепи, а уменьшение – к залипанию электрода. Кроме того, отклонения длины дуги от оптимального значения приводит к ухудшению качества шва. Допускается регулирование тока изменением длины дуги на $\pm 7,5\%$.

Второй способ имеет ограниченное применение, поскольку верхний предел напряжения U_{20} ограничен соображениями безопасности, а нижний – неудовлетворительными условиями зажигания дуги при малых токах.

Третий способ обеспечивает устойчивое зажигание дуги при относительно малых значениях U_{20} , широкий диапазон регулирования, и имеет наибольшее распространение.

Четвертый способ является комбинацией предыдущих, обеспечивает наилучшие возможности регулирования и условия зажигания дуги во всем диапазоне. Его недостаток заключается в относительной сложности технической реализации.

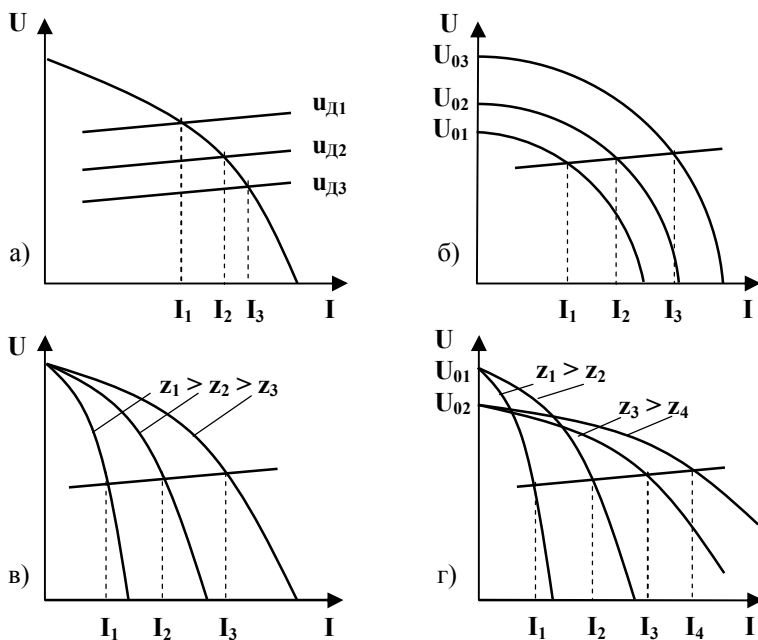


Рисунок 16.4 – Способы регулирования тока при ручной дуговой сварке: а – изменением длины дуги; б – изменением вторичного напряжения трансформатора в режиме холостого хода; в – изменением эквивалентного сопротивления сварочной цепи; г – комбинированный

16.3. Основные типы сварочных трансформаторов

Существуют разнообразные конструкции сварочных трансформаторов, которые различаются между собой способами формирования вольт-амперных характеристик и регулирования сварочного тока. Наибольшее распространение получили трансформаторы с нормальным рассеянием и реактивной катушкой в сварочной цепи, трансформаторы с подвижными обмотками, и трансформаторы со ступенчатым изменением магнитной связи между обмотками.

Трансформаторы с регулируемой катушкой индуктивности в сварочной цепи имеют относительно небольшое сопротивление короткого замыкания в режиме максимальных токов. Формирование ВАХ и регулирование тока осуществляется путем изменения сопротивления катушки индуктивности, установленной в цепи сварки (рис. 16.5).

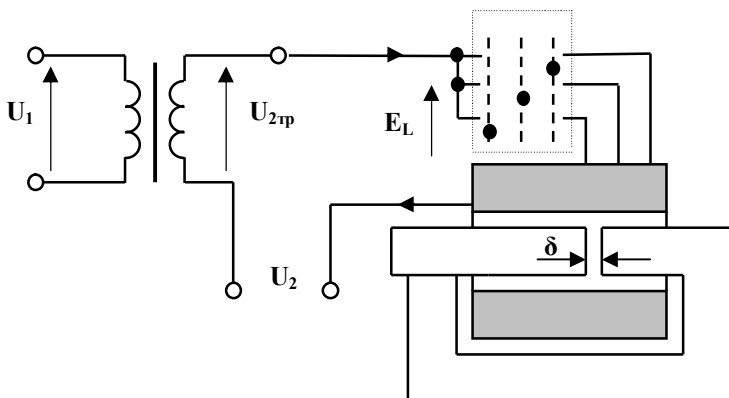
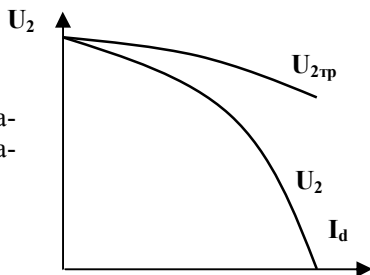


Рисунок 16.5 – Трансформатор с регулируемой катушкой индуктивности в сварочной цепи

Напряжение U_2 на выходе источника (рис. 16.6) определяется алгебраической разностью между напряжением холостого хода и падением напряжения в трансформаторе и ЭДС дросселя:

$$U_2 = \left| \bar{U}_{20} - \Delta \bar{U}_{тр} - \bar{E}_L \right| = \bar{U}_{2тр} - \bar{E}_L \quad (16.4)$$

Рисунок 16.6 - Вольт-амперные характеристики трансформатора с катушкой индуктивности



Индуктивное сопротивление и ЭДС дросселя являются нелинейными функциями тока, поэтому регулирование ведется комбинировано, изменением числа витков в обмотке и воздушного зазора. При изменении числа витков на начальном участке ВАХ обеспечиваются большие значения ЭДС при малой реактивной мощности, но магнитная система быстро насыщается. При увеличении воздушного зазора ЭДС при тех же значениях тока уменьшается, но характеристики $E_L = f(I_L)$ становятся практически линейными (рис. 16.7).

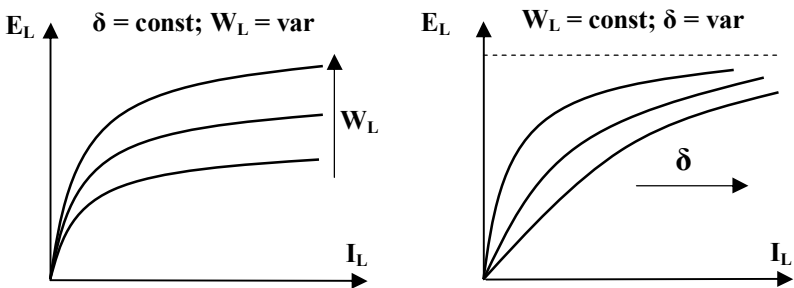


Рисунок 16.7 – ВАХ катушки индуктивности при регулировании:
 а) – изменением числа витков; б – изменением воздушного зазора

Недостатки трансформаторов этого типа заключаются в большой суммарной установленной мощности трансформатора и дросселя, и вибрации подвижного пакета дросселя под действием электродинамических сил, что отрицательно влияет на устойчивость сварочного процесса при малых токах.

Трансформаторы с подвижными обмотками имеют развитое магнитное рассеяние, которое достигается за счет конструкции обмоток, выполняемых в виде дисков, и соответствующего расположения их на стержнях (рис. 16.8 – а).

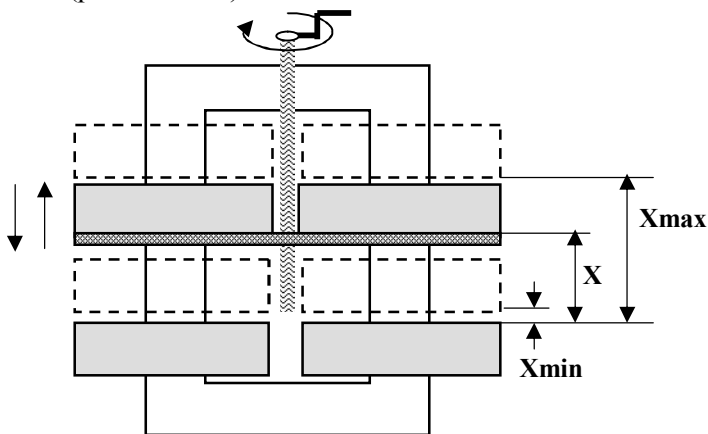


Рисунок 16.8 – Трансформатор с подвижными обмотками

Одна из обмоток (обычно вторичная) выполняется подвижной, а другая – неподвижной. При перемещении подвижной обмотки с помощью ходового винта изменяется расстояние между обмотками, по-

токи рассеяния и индуктивное сопротивление короткого замыкания. Чем ближе расположены обмотки, тем меньше потоки рассеяния и сопротивление, и больше ток. При большом удалении обмоток эффективность регулирования снижается, а габариты трансформатора растут. Вследствие того, что всё большая часть основного магнитного потока замыкается при этом по воздуху между стержнями, напряжение холостого хода уменьшается, (рис. 16.9 – а), что ухудшает условия зажигания дуги при малых токах.

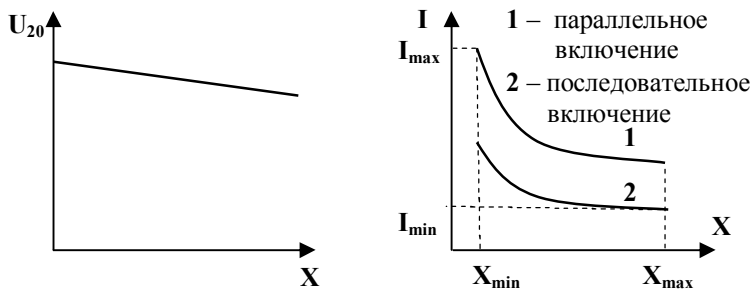


Рисунок 16.9 – Зависимости напряжения в режиме холостого хода (а) и тока (б) от расстояния между катушками

Для улучшения характеристик диапазон регулирования разбивается на ступени больших и малых токов. В первом случае обмотки включаются параллельно, а во втором – последовательно (рис. 16.10), что приводит к изменению сопротивления примерно в четыре раза. В пределах каждого диапазона регулирование осуществляется перемещением обмоток (рис. 16.9 – б), что позволяет уменьшить материалоемкость трансформатора на 25 – 30%.

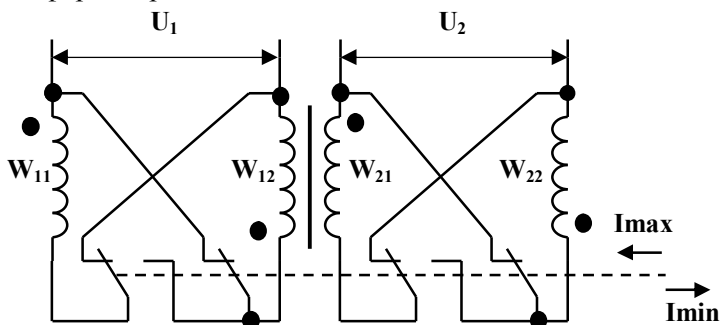


Рисунок 16.10 – Принципиальная электрическая схема трансформатора с двумя ступенями регулирования

Электромагнитные силы, возникающие в трансформаторах этого типа значительно меньше, чем в трансформаторах с регулируемыи дросселями, однако их действию подвергаются относительно слабые в механическом отношении узлы. Еще один недостаток заключается в том, что значительные поля рассеяния приводят к возрастанию добавочных потерь.

Данный принцип регулирования реализован в сериях сварочных трансформаторов ТС, ТСК, ТД, ТДМ.

Трансформаторы со ступенчатым изменением магнитной связи обмоток выгодно отличаются отсутствием подвижных механических узлов. Ступенчатое регулирование индуктивного сопротивления и тока в них осуществляется путем изменения взаимного расположения обмоток. Если первичные и вторичные обмотки расположены в соответствии с рис. 16.11 – а, потоки рассеяния и индуктивное сопротивление трансформатора минимальны. В том случае, если обмотки располагаются на различных стержнях (рис.16.11 – б), потоки рассеяния и сопротивление многократно возрастают, причем: $X_{к.маx} \gg X_{к.мин}$.

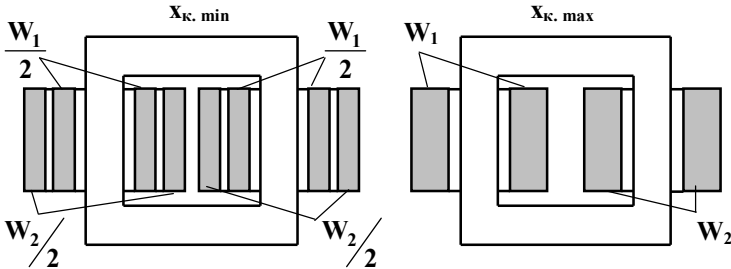


Рисунок 16.11 – Расположение обмоток на стержнях трансформатора при максимальной (а) и минимальной (б) степени магнитной связи

Промежуточные значения x_k получают перераспределением отдельных частей первичных и вторичных обмоток по стержням. Степень распределения характеризуется коэффициентом распределения:

$$k_p = \frac{W_{11}}{W_{11} + W_{12}} - \frac{W_{21}}{W_{21} + W_{22}} = \frac{W_{22}}{W_{21} + W_{22}} - \frac{W_{12}}{W_{11} + W_{12}}, \quad (16.5)$$

где первый индекс указывает вид обмотки (первичная или вторичная), а второй соответствует номеру стержня.

Индуктивное сопротивление короткого замыкания трансформатора с достаточной точностью определяется по формуле:

$$x_{\kappa} = k_p^2 x_{\kappa \max}, \quad (16.6)$$

из которой следует, что относительно небольшие изменения коэффициента распределения приводят к значительному изменению сопротивления и тока соответственно. Хорошие сварочные свойства при минимальных дополнительных затратах материалов достигаются если в процессе регулирования напряжение в режиме холостого хода остается неизменным, то есть остается неизменным суммарное количество рабочих витков первичной и вторичной обмоток. Принципиальная схема и ВАХ трансформатора ТДМ – 160 со ступенчатым изменением магнитной связи обмоток показаны на рис. 16.12.

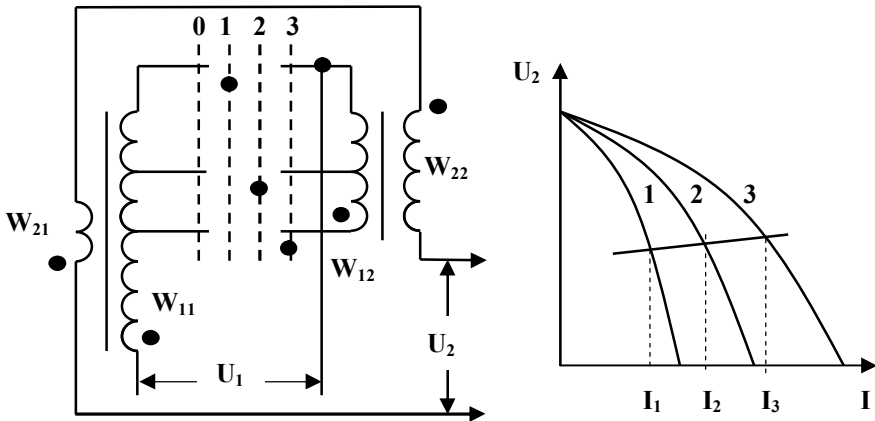


Рисунок 16.12 – Принципиальная схема (а) и ВАХ (б) трансформатора с перераспределяемыми обмотками

Применение трансформаторов с перераспределяемыми обмотками наиболее целесообразно при относительно небольших диапазонах регулирования (до 1:3) и максимальных токах сварки до 200 ..250 А. Данный принцип регулирования реализован в трансформаторах типа ТДМ – 160, ТСМ-250 и ТСП-1, рассчитанных для монтажных работ при небольшой продолжительности нагрузки (ПН). Главное их достоинство заключается в малых габаритах и высокой надежности, обусловленной отсутствием подвижных механических частей.

Глава 17. Измерительные трансформаторы

17.1. Трансформаторы тока

Трансформаторы тока (ТТ) предназначены для косвенных измерений больших токов, и питания устройств защиты электрических сетей. Они выполняют две основные функции: **1** – преобразуют ток до значений, позволяющих использовать стандартные амперметры и другие приборы с токами, не превышающими 5 А, **2** – обеспечивают гальваническую развязку цепей высокого напряжения с измерительными приборами с целью безопасности.

Особенность трансформаторов тока заключается в том, что их первичная обмотка включается в измеряемую цепь последовательно. Она рассчитывается на протекание больших токов, имеет относительно малое количество витков и малое сопротивление. Падение напряжения на ней должно быть минимальным. Вторичная обмотка имеет относительно большое количество витков, а нагрузкой ее является измерительный прибор, (амперметр), или катушка реле с малым сопротивлением Z_n . Схема подключения трансформатора тока и его условное обозначение даны на рис. 17.1.

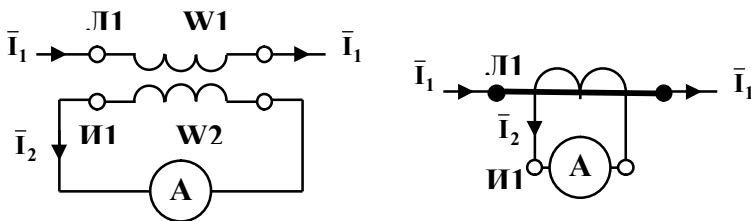


Рисунок 17.1 – Схема подключения и условное обозначение трансформатора тока

Из приведенной схемы следует, что фактически трансформаторы тока измеряют вторичный ток, приведенное значение которого определяется из уравнения равновесия МДС:

$$\bar{I}'_2 = -\bar{I}_1 + \bar{I}_0.$$

Для анализа погрешности измерения воспользуемся Т-образной схемой замещения и векторной диаграммой токов (рис. 17.2).

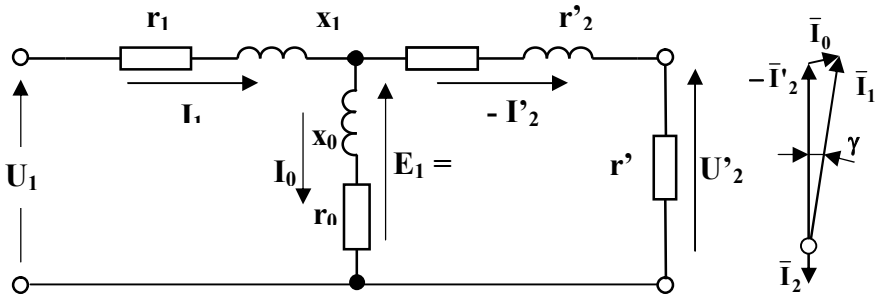


Рисунок 17.2 – Т-образная схема замещения и векторная диаграмма токов ТТ

Из схемы замещения видно, что токи I'_2 и I_0 определяются отношением ЭДС к сопротивлениям соответствующих ветвей:

$$\bar{I}_0 = \frac{\bar{E}_1}{\bar{Z}_0}; \quad \bar{I}'_2 = \frac{\bar{E}'_2}{\bar{Z}'_2 + \bar{Z}'_n}, \quad (17.1)$$

но приведенная ЭДС вторичной обмотки равна ЭДС первичной обмотки: $\bar{E}_1 = \bar{E}'_2$, поэтому погрешность измерения за счет тока намагничивания можно оценить отношением сопротивлений:

$$-\frac{\bar{I}_0}{\bar{I}'_2} = \frac{\bar{Z}'_2 + \bar{Z}'_n}{\bar{Z}_0}; \quad \bar{I}_0 = -\bar{I}'_2 \frac{\bar{Z}'_2 + \bar{Z}'_n}{\bar{Z}_0} \quad (17.2)$$

где $\bar{Z}'_n = Z_n k_{mp}^2 = Z_n \left(\frac{W_1}{W_2} \right)^2$ – приведенное сопротивление амперметра или катушки токового реле.

С учетом выражений (1) и (2) приведенное значение измеряемого тока составляет:

$$\begin{aligned} \bar{I}'_2 &= -\bar{I}_1 - \bar{I}'_2 \frac{\bar{Z}'_2 + \bar{Z}'_n}{\bar{Z}_0}; \quad \bar{I}'_2 + \bar{I}'_2 \frac{\bar{Z}'_2 + \bar{Z}'_n}{\bar{Z}_0} = -\bar{I}_1; \\ \bar{I}'_2 &= -\bar{I}_1 \frac{\bar{Z}_0}{\bar{Z}_0 + \bar{Z}'_2 + \bar{Z}'_n}. \end{aligned} \quad (17.3)$$

Из этого следует, что погрешность измерений тем меньше, чем больше сопротивление ветви намагничивания по сравнению с суммой сопротивлений вторичной обмотки и измерительного прибора.

Поскольку все составляющие уравнения (17.3) представляют собой комплексные величины, различают токовую и угловую погрешности, относительные значения которых уменьшаются при увеличении тока нагрузки.

Относительное значение токовой погрешности составляет:

$$\delta I = \frac{I'_2 - I_1}{I_1} 100\% = \frac{I_2 \frac{W_2}{W_1} - I_1}{I_1} 100\% . \quad (17.4)$$

Из векторной диаграммы следует, что действительное значение модуля приведенного вторичного тока меньше модуля первичного тока. Одним из способов уменьшения токовой погрешности является коррекция витков вторичной обмотки. Уменьшение W_2 позволяет уменьшить коэффициент трансформации и, соответственно, увеличить значение измеряемой величины. Типичные зависимости погрешностей ТТ от относительного значения тока даны на рис. 17.3.

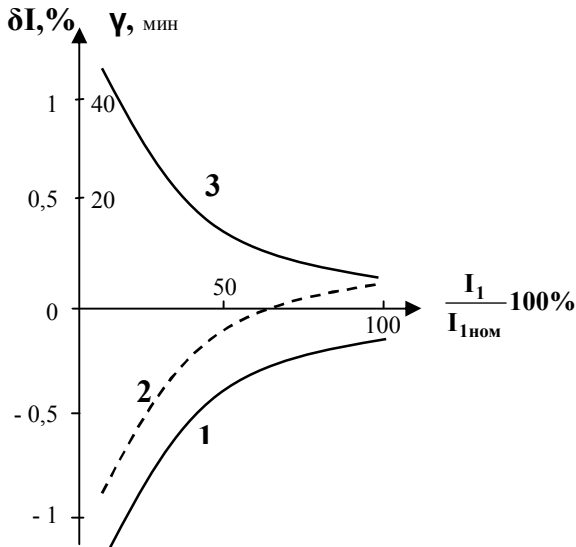


Рисунок 17.3 – Погрешности трансформаторов тока: 1 – токовая без коррекции витков; 2 – токовая с коррекцией витков вторичной обмотки; 3 – угловая

Для уменьшения тока холостого хода сердечники ТТ изготавливают из высококачественной стали с малым значением индукции ($B = 0,06 - 0,1$ Тл).

По величине максимально допустимых погрешностей в номинальном режиме работы ТТ относят к различным классам точности.

Класс точности ТТ	0,2	0,5	1,0	3,0
Токовая погрешность, %	$\pm 0,2$	$\pm 0,5$	$\pm 1,0$	$\pm 3,0$
Угловая погрешность, мин.	± 10	± 40	± 80	-

Поскольку сопротивление измерительной обмотки и подключенных к ней приборов очень мало, ТТ работают в режиме, близком к короткому замыканию. Режим холостого хода для ТТ недопустим, поскольку при этом происходит насыщение сердечника и резкое увеличение вторичного напряжения, опасное для обслуживающего персонала. При отсутствии нагрузки их вторичные обмотки должны быть замкнуты накоротко.

17.2. Трансформаторы напряжения

ТН предназначены для измерения больших напряжений, и должны иметь надежную изоляцию между первичными и вторичными обмотками. Работают ТН практически в режиме холостого хода, и фактически измеряют вторичное, а не первичное напряжение. Погрешность измерений оценим с помощью Г-образной схемы замещения и векторной диаграммы напряжений (рис. 17.4).

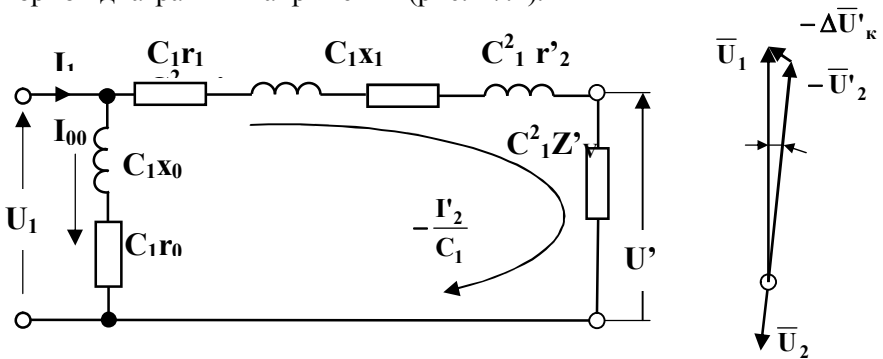


Рисунок 17.4 – Г-образная схема замещения и векторная диаграмма напряжений ТН

Согласно схеме замещения первичное (контролируемое) и вторичное (фактически измеряемое) напряжения равны:

$$\bar{U}_1 = -\bar{I}'_2 (Z_1 + C_1 Z'_2 + C_1 Z'_v); \quad \bar{U}'_2 = C_1 \bar{I}'_2 Z'_v,$$

откуда получаем:

$$\frac{\bar{U}_1}{\bar{U}'_2} = -\frac{Z_1 + C_1 Z'_2 + C_1 Z'_v}{C_1 Z'_v}; \quad \bar{U}_1 = -\bar{U}'_2 \left(1 + \frac{Z_1 + C_1 Z'_2}{C_1 Z'_v} \right). \quad (17.5)$$

Величина $Z'_k = Z_1 + C_1 Z'_2$ представляет собой приведенное значение сопротивления короткого замыкания. Т.о. погрешность измерений ТН тем меньше, чем больше сопротивление нагрузки (вольтметра) по сравнению с сопротивлением короткого замыкания ТН.

Как и в ТТ имеет место погрешность измерения модулей напряжения и угловая погрешность. Относительная погрешность модулей составляет:

$$\delta U = \frac{U_2 \frac{W_1}{W_2} - U_1}{U_1} 100\%, \quad (17.6)$$

и может быть уменьшена путем соответствующей коррекции витков первичной обмотки.

ТН выполняют таким образом, чтобы сопротивление короткого замыкания и ток холостого хода имели минимальные значения. Сердечник в рабочем режиме не должен насыщаться, ($B = 0,6 - 0,8$ Тл).

Классы точности ТН.

Класс точности ТТ	0,2	0,5	1,0	3,0
Токовая погрешность, %	± 0,2	± 0,5	± 1,0	± 3,0
Угловая погрешность, мин.	± 10	± 20	± 40	-

Значения номинальных вторичных напряжений ТН составляют $100, \frac{100}{\sqrt{3}}$ и $\frac{100}{3}$ В при номинальных первичных напряжениях от 0,38 до 1150 кВ.

Литература

1. Александров Н.Н. Электрические машины и микромашины. М.: Колос, 1983.
2. Андрианов В.Н. Электрические машины и аппараты. М.: Колос, 1971.
3. Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины и микромашины. М.: Высшая школа 1990.
4. Ванурин В.Н. Электрические машины М.: Колос, 1995.
5. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.
6. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
7. Кобозев В.А. Энергосбережение в силовом электрооборудовании сельскохозяйственного производства: Монография. Ставрополь: Изд-во «АГРУС», 2004. 280 с.
8. Копылов И.П. Электрические машины. Учебник. 2-е изд., перераб. М.: Высшая школа, Логос, 2000.
9. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 1, 2. Л.: Энергия, 1973.
10. Петров Г.И. Электрические машины. В 3-х частях. Ч. 1. Введение. Трансформаторы: учебник для ВУЗов. М.: Энергия, 1974.
11. Петров Г.И. Электрические машины. В 3-х частях. Ч. 3. Электрические машины постоянного тока: учебник для ВУЗов. М.: Энергия, 1974.
12. Торопцев Н.Д. Электрические машины сельскохозяйственного назначения. М.: Энергоиздат, 2005. 216 с.
13. Практикум по электрическим машинам и агрегатам / под ред. В.Н. Андрианова. М.: Колос, 1969.
14. Электронный учебник «Электрические машины» / Кафедра электромеханики Московского энергетического института (технического университета). 452 с. // [elmech.mpei.ac.ru > em/EM/EM_cont_ohtml](http://elmech.mpei.ac.ru/em/EM/EM_cont_ohtml).

Приложение 1. Конструкция машины постоянного тока

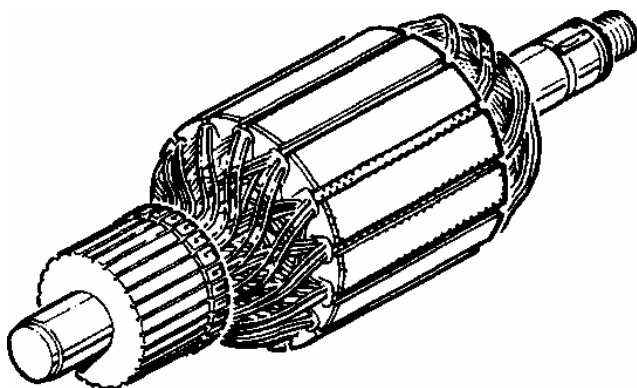


Рисунок П.1.1 – Общий вид якоря с обмоткой и коллектора МПТ

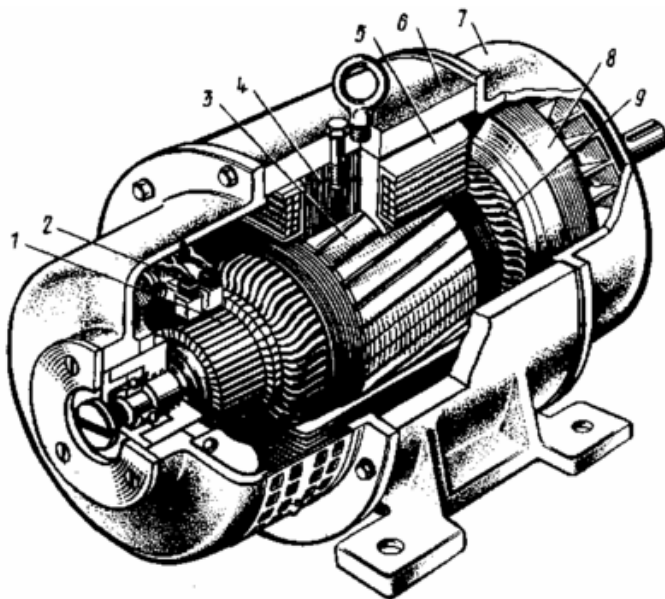


Рисунок П.1.2 – Разрез электрической машины постоянного тока: 1 – коллектор; 2 – щетки; 3 – сердечник якоря; 4 – главный полюс; 5 – катушка обмотки возбуждения; 6 – корпус; 7 – подшипниковый щит; 8 – вентилятор; 9 – обмотка якоря

Приложение 2. Конструкция однофазных и трехфазных трансформаторов



Рисунок П.2.1 – Общий вид однофазных трансформаторов:
а – броневой; б – стержневой; в – тороидальный



Рисунок П.2.2 – Конструкция трехфазного трансформатора (а) и общий вид силового трансформатора с масляным охлаждением (б)

Приложение 3. Технические характеристики силовых трансформаторов 10/0,4 кВ

Таблица П 3.1 – Номинальные параметры трансформаторов

Номинальная мощность, кВА	Схема соединений обмоток	Потери мощности, кВт		Напряжение к.з., %	Ток к.з., %	Полное сопротивление, приведенное к напряжению 0,4 кВ, МОм	
		Холостого хода	Короткого замыкания			Прямой последовательности	Току однофазного к.з.
25	Y/Y ₀	0,13	0,60	4,5	3,2	287	3110
25	Y/Z ₀	0,13	0,69	4,5	3,2	302	906
40	Y/Y ₀	0,18	0,88	4,5	3,0	180	1944
40	Y/Z ₀	0,18	1,00	4,7	3,0	188	562
63	Y/Y ₀	0,24	1,28	4,5	2,8	114	1237
63	Y/Z ₀	0,24	1,47	4,7	2,8	119	360
100	Y/Y ₀	0,33	1,97	4,5	2,6	72	779
100	Y/Z ₀	0,33	2,27	4,7	2,6	75	226
160	Y/Y ₀	0,51	2,65	4,5	2,4	45	486
160	Δ/Y ₀	0,51	3,10	4,7	2,4	45	135
250	Y/Y ₀	0,74	3,70	4,5	2,3	28,7	311
250	Δ/Y ₀	0,74	4,20	4,7	2,3	28,7	86,3
400	Y/Y ₀	0,95	5,50	4,5	2,1	18	195
400	Δ/Y ₀	0,95	5,90	4,5	2,1	18	54
630	Y/Y ₀	1,30	7,60	5,5	2,0	14	128
630	Δ/Y ₀	1,30	8,50	5,5	2,0	14	42
1000	Y/Y ₀	1,35	12,2	5,5	1,9	8,8	81

Таблица П 3.2 – Отношения сопротивлений нулевой и прямой последовательности силовых трансформаторов с глухозаземленной нейтралью

Схема соединений обмоток	r_0/r_1	x_0/x_1
Y/Y ₀	9 - 11	6 - 8
Δ/Y ₀	1	0,9
Y/Z ₀	0,4	0,1

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
РАЗДЕЛ 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА	5
Глава 1. Общие вопросы теории электрических машин постоянного тока	5
1.1. Устройство и принцип действия МПТ	5
1.2. Преобразования энергии и принцип обратимости МПТ	9
1.3. Обмотки якоря МПТ	11
Глава 2. Магнитное поле, ЭДС обмотки якоря и электромагнитный момент МПТ	17
2.1. Магнитная цепь МПТ	17
2.2. ЭДС обмотки якоря	19
2.3. Электромагнитный момент МПТ	21
2.4. Реакция якоря МПТ	22
2.5. Коммутация	24
2.6. Способы улучшения коммутации	28
Глава 3. Двигатели постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением	31
3.1. Уравнения электромеханических и механических характеристик МПТ	31
3.2. Характеристики МПТ с независимым возбуждением в различных режимах работы	32
3.3. Двигательный режим работы МПТ НВ	34
3.4. Режим генераторного (рекуперативного) торможения	39
3.5. Режим торможения противовключением	41
3.6. Режим динамического торможения	43
3.7. Расчет тормозных сопротивлений	44
Глава 4. Двигатели постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения	46
4.1. Механические и электромеханические характеристики ДПТ ПВ	46

4.2.	Универсальные характеристик ДПТ ПВ	50
4.3.	Построение искусственных характеристик и пусковой диаграммы ДПТ ПВ	51
4.4.	Тормозные режимы ДПТ ПВ	55
4.5.	Характеристики ДПТ смешанного возбуждения	57
Глава 5.	Генераторы постоянного тока	59
5.1.	Генераторы постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением	59
5.2.	Генераторы постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения	64
5.3.	Включение генераторов постоянного тока на параллельную работу	67
5.4.	Тахогенераторы	70
Глава 6.	Исполнительные двигатели постоянного тока	72
6.1.	Общие положения	72
6.2.	Якорное управление исполнительными ДПТ	73
6.3.	Импульсное управление исполнительными ДПТ	77
6.4.	Полюсное управление исполнительными ДПТ	78
РАЗДЕЛ 2.	ТРАНСФОРМАТОРЫ	83
Глава 7.	Принцип действия и конструктивное устройство трансформаторов	83
7.1.	Устройство трансформаторов	83
7.2.	Материалы, применяемые при производстве трансформаторов	85
7.3.	Принцип действия трансформатора	87
7.4.	Основные уравнения трансформатора	89
7.5.	Приведение параметров трансформатора к одной ступени напряжения	90

Глава 8.	Векторные диаграммы и схемы замещения трансформаторов	92
8.1.	T-образная схема замещения трансформатора	92
8.2.	G-образная и упрощенная схемы замещения	93
8.3.	Векторные диаграммы трансформатора ...	95
8.4.	Определение параметров трансформатора по опытам холостого хода и короткого замыкания	96
8.5.	Расчет параметров схем замещения по паспортным данным трансформаторов .	101
Глава 9.	Эксплуатационные характеристики трансформаторов	103
9.1.	Внешние характеристики трансформаторов	103
9.2.	Потери и КПД трансформаторов	109
Глава 10.	Схемы и группы соединения обмоток трехфазных трансформаторов	112
10.1.	Схемы соединения обмоток	112
10.2.	Маркировка выводов обмоток	114
10.3.	Группы соединения обмоток	115
Глава 11.	Несимметричная нагрузка трехфазных трансформаторов	121
11.1.	Основные сведения о методах расчета несимметричных режимов	121
11.2.	Сопrotивление нулевой последовательности трансформаторов с различными схемами соединения обмоток	123
11.3.	Напряжения и токи трехфазных трансформаторов при несимметричной нагрузке	128
Глава 12.	Регулирование напряжения и параллельная работа трансформаторов	133
12.1.	Регулирование вторичного напряжения трансформаторов	133
12.2.	Параллельная работа трансформаторов ...	136
12.3.	Потери и КПД при параллельной работе ...	141

Глава 13.	Переходные процессы в трансформаторах	143
13.1.	Общие положения	143
13.2.	Короткое замыкание выводов вторичной обмотки	143
13.3.	Действие электродинамических сил при внезапных коротких замыканиях	147
13.4.	Включение трансформаторов на холостой ход	149
Глава 14.	Автотрансформаторы, многообмоточные трансформаторы, преобразователи числа фаз	153
14.1.	Автотрансформаторы	153
14.2.	Многообмоточные трансформаторы	156
14.3.	Трансформаторные преобразователи числа фаз	160
Глава 15.	Выпрямительные трансформаторы	163
15.1.	Особенности выпрямительных трансформаторов. Коэффициенты схемы .	163
15.2.	Пример определения расчетной мощности выпрямительного трансформатора	165
15.3.	Меры по устранению вынужденного намагничивания выпрямительных трансформаторов	167
15.4.	Основные схемы выпрямления	171
Глава 16.	Сварочные трансформаторы	176
16.1.	Особенности сварочных трансформаторов. Свойства сварочной дуги переменного тока, как электрической нагрузки	176
16.2.	Способы регулирования сварочного тока ..	180
16.3.	Основные типы сварочных трансформаторов	181
Глава 17.	Измерительные трансформаторы	187
17.1.	Трансформаторы тока	187
17.2.	Трансформаторы напряжения	190

Литература	192
Приложение 1. Конструкция машины постоянного тока	193
Приложение 2. Конструкция однофазных и трехфазных трансформаторов	194
Приложение 3. Технические характеристики силовых трансформаторов 10/0,4 кВ	195