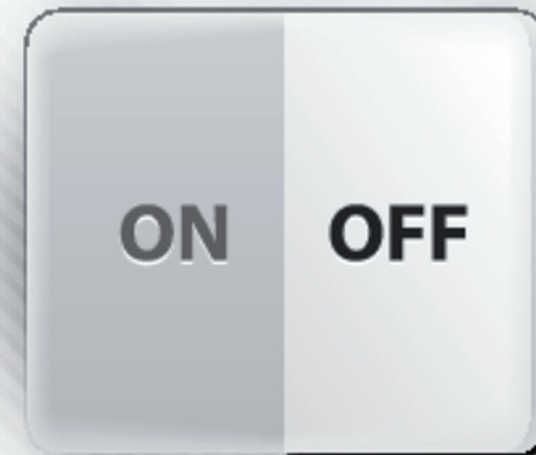
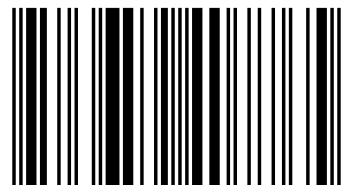


В книге предлагается методика исследования переходных и установившихся процессов в асинхронных двигателях и трансформаторах методами математического и компьютерного моделирования с учётом современных возможностей визуального программирования - на основе сочетания схмотехнического и операционного подходов составления схем моделей. Даны примеры приближённых расчётов параметров схем замещения асинхронных двигателей и трансформаторов. Предложена несложная компьютерная модель индуктивного реактора с магнитным сердечником, варианты схем для компьютерного моделирования нагрузки электрических машин и расчёта их КПД в разных режимах работы. Рассмотрены примеры моделирования взаимодействия асинхронного двигателя с гидромуфтой, автономным инвертором напряжения. Уделено внимание расчётам и моделированию синус-фильтров. Ряд конкретных примеров связан с разработками в области электрических локомотивов железных дорог.



Михаил Пустоветов

Директор НИИЦ "Криотрансэнерго" Ростовского государственного университета путей сообщения", кандидат технических наук, доцент. 1970-го года рождения. Закончил Ростовский институт инженеров железнодорожного транспорта. Сотрудничал в ОАО "ВЭЛНИИ", г. Новочеркасск. Заведовал кафедрой "Автоматизация и электропривод станочных систем" ДГТУ, г. Ростов н/Д



978-3-659-40776-5

Михаил Пустоветов
Константин Солтус
Игорь Синявский

Компьютерное моделирование асинхронных двигателей и трансформаторов

Примеры взаимодействия с силовыми
электронными преобразователями



**Михаил Пустоветов
Константин Солтус
Игорь Синявский**

**Компьютерное моделирование асинхронных
двигателей и трансформаторов**

**Михаил Пустоветов
Константин Солтус
Игорь Синявский**

Компьютерное моделирование асинхронных двигателей и трансформаторов

**Примеры взаимодействия с силовыми
электронными преобразователями**

LAP LAMBERT Academic Publishing

Impressum / Выходные данные

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek: Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Alle in diesem Buch genannten Marken und Produktnamen unterliegen warenzeichen-, marken- oder patentrechtlichem Schutz bzw. sind Warenzeichen oder eingetragene Warenzeichen der jeweiligen Inhaber. Die Wiedergabe von Marken, Produktnamen, Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen u.s.w. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutzgesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Библиографическая информация, изданная Немецкой Национальной Библиотекой. Немецкая Национальная Библиотека включает данную публикацию в Немецкий Книжный Каталог; с подробными библиографическими данными можно ознакомиться в Интернете по адресу <http://dnb.d-nb.de>.

Любые названия марок и брендов, упомянутые в этой книге, принадлежат торговой марке, бренду или запатентованы и являются брендами соответствующих правообладателей. Использование названий брендов, названий товаров, торговых марок, описаний товаров, общих имён, и т.д. даже без точного упоминания в этой работе не является основанием того, что данные названия можно считать незарегистрированными под каким-либо брендом и не защищены законом о брендах и их можно использовать всем без ограничений.

Coverbild / Изображение на обложке предоставлено: www.ingimage.com

Verlag / Издатель:

LAP LAMBERT Academic Publishing

ist ein Imprint der / является торговой маркой

AV Akademikerverlag GmbH & Co. KG

Heinrich-Böcking-Str. 6-8, 66121 Saarbrücken, Deutschland / Германия

Email / электронная почта: info@lap-publishing.com

Herstellung: siehe letzte Seite /

Напечатано: см. последнюю страницу

ISBN: 978-3-659-40776-5

Copyright / АВТОРСКОЕ ПРАВО © 2013 AV Akademikerverlag GmbH & Co. KG

Alle Rechte vorbehalten. / Все права защищены. Saarbrücken 2013

Моделируя, следует упрощать...

Станислав Лем, «Сумма технологий»

Введение

Появление современных статических преобразователей на полностью управляемых полупроводниковых приборах позволило существенно расширить сферу применения электрических машин, в первую очередь асинхронных двигателей и трансформаторно-реакторного оборудования во всех областях электромеханики: от традиционных электроприводов до сложных мехатронных систем.

Однако, как показывает практика, наличие только аппаратных средств реализации функций управления, наряду с применением стандартных типовых алгоритмов управления является недостаточным для достижения высоких технико-экономических показателей привода с асинхронными двигателями.

Результаты современных исследований наглядно доказали, что появление прикладных программ для моделирования электрических и электромагнитных процессов в электромеханических системах существенно изменило подход к проектированию конструкции и систем управления асинхронных двигателей и их приводных систем, дало возможность использовать новые алгоритмы, усовершенствовав их реализацию.

В настоящее время для отладки, моделирования и анализа электроприводов инженерами в полной мере используются такие пакеты прикладных программ, как *MatLab*, *Electronics Workbench*, *Micro-Cap*, *OrCAD* и другие прикладные пакеты.

Они открывают широкие возможности для инженера-исследователя благодаря наличию широкой библиотечной базы элементов, а также возможности сочетания схемотехнического (в виде электрических принципиальных схем) и операционного или структурного (в виде структурных схем) принципов составления моделей.

Примеры компьютерных моделей в этой книге выполнены в пакете *OrCAD*.

Данная монография - попытка создания методической основы для поиска и синтеза эффективных способов управления и анализа электрических машин. Она продолжает работы в этом направлении, проводимые в ведущих мировых электротехнических организациях в области разработки и исследования электропривода.

Выражаем надежду, что представленные в нашей работе принципы анализа и конкретные примеры будут полезны при исследованиях и проектировании электромеханических систем инженерным работникам, аспирантам и преподавателям ВУЗов.

Модель и оригинал были бы тождественны, если бы процессы, происходящие в них, совпадали. Этого не происходит. Результаты развития модели отличаются от действительного развития. На это различие могут влиять три фактора: упрощённость модели по сравнению с оригиналом, свойства модели, чуждые оригиналу, и, наконец, неопределённость самого оригинала.

Станислав Лем, «Сумма технологий»

Глава 1.

Выбор математической модели асинхронного двигателя в трёхфазных заторможенных координатах

1.1. Постановка задачи выбора математической модели асинхронного двигателя

Эффективным способом получения картины динамических процессов в электроприводе, исследования режимов работы электрических машин является математическое и компьютерное моделирование. Наряду с использованием моделей трёхфазных асинхронных двигателей (АД) в двухфазных ортогональных координатах [1, 2] всё чаще встречаются упоминания об исследованиях на моделях в трёхфазных заторможенных координатах (ТЗК) [2–6]. Как справедливо замечено в [4], запись уравнений модели АД в ТЗК удобна при анализе, сравнении расчётных и реальных кривых токов и напряжений фаз, пригодна без дополнительных преобразований уравнений для рассмотрения несимметричных по характеристикам питания или параметрам АД режимов его работы. Результаты моделирования по координатам α, β, γ соответствуют реальным процессам в фазах A, B, C статора, которые при короткозамкнутом роторе, то есть в большинстве случаев, только и могут быть экспериментально измерены. При этом решение количества дифференциальных уравнений электромагнитных процессов, увеличенного по сравнению с записью в ортогональной двухфазной системе координат, а именно шести вместо четы-

рѣх, для современной вычислительной техники затруднений не вызывает. Моделирование АД в трёхфазных координатах оказывается полезным при обнаружении и диагностике дефектов статора [7], а также для реализации алгоритмов прямого управления моментом (*DTC*) [8]. С точки зрения повышения точности отображения реальных процессов интересны модели АД, которые позволяют учитывать потери в стали, а также влияние насыщения магнитной цепи.

В технической литературе считается, что Т-образная схема замещения асинхронного двигателя (АД) даёт в ряде случаев более точные результаты расчёта, чем Г-образная [9] особенно для маломощных АД. Кроме того, при Т-образной схеме замещения параллельное соединение в контуре намагничивания r_μ и L_μ даёт более точную с точки зрения физики картину процессов в электрической машине, чем последовательное соединение r_m и L_m [10].

В связи с постоянным совершенствованием аппаратной части ЭВМ и программного обеспечения актуальной остаётся задача создания современных инструментов имитационного моделирования, в том числе с использованием технологий визуального программирования.

1.2. Математическая модель №1 (ММ1)

В ММ1 АД положена математическая модель трёхфазной электрической машины в заторможенной системе координат, оси α, β, γ [2] которой совмещены с осями фаз статора A, B, C , дополненная с целью учёта потерь в стали активными сопротивлениями контура намагничивания r_μ , включёнными в каждой фазе параллельно главным индуктивностям L_μ . Уравнения электромагнитных процессов АД даны в системе (1.1). Приняты обычные для обобщённой электрической машины допущения: каждая из трёх обмоток статора создаёт в гладком зазоре синусоидально распределённую МДС, коэффициент насыщения магнитной цепи неизменен. В выражениях (1.1) и далее приняты следующие обозначения: u – напряжение; i – ток; t – время; r – активное сопротивление; Ψ – потокосцепление; ω_r – механическая частота вращения ротора, p – число пар полюсов. Нижние индексы α, β, γ – обозначают принадлежность к соответствующей фазе.

Нижний индекс s обозначает принадлежность к статору, индекс r – принадлежность к ротору, а индекс μ – принадлежность к ветви намагничивания. Детализация составляющих системы (1.1) приведена в выражениях (1.2)–(1.5) (см. [11, 12]).

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sa} = r_{sa} i_{sa} + \frac{d\Psi_{sa}}{dt}; \quad i_{\mu a_active} = \frac{u_{0a}}{r_{\mu a}}; \\ u_{s\beta} = r_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \quad i_{\mu\beta_active} = \frac{u_{0\beta}}{r_{\mu\beta}}; \\ u_{s\gamma} = r_{s\gamma} i_{s\gamma} + \frac{d\Psi_{s\gamma}}{dt}; \quad i_{\mu\gamma_active} = \frac{u_{0\gamma}}{r_{\mu\gamma}}; \\ -u_{ra} = r_{ra} i_{ra} + \frac{d\Psi_{ra}}{dt} + \frac{(\Psi_{r\beta} - \Psi_{r\gamma})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\ -u_{r\beta} = r_{r\beta} i_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} + \frac{(\Psi_{r\gamma} - \Psi_{ra})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\ -u_{r\gamma} = r_{r\gamma} i_{r\gamma} + \frac{d\Psi_{r\gamma}}{dt} + \frac{(\Psi_{ra} - \Psi_{r\beta})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \end{array} \right. \quad (1.1)$$

Напряжения на зажимах ветвей намагничивания (производные потокоцеплений взаимоиндукции) фаз:

$$\begin{aligned} u_{0a} &= \frac{d\Psi_{\mu a}}{dt} = M \left[\left(\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{ra}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{di_{r\beta}}{dt} + \frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{di_{r\gamma}}{dt} \right) \right]; \\ u_{0\beta} &= \frac{d\Psi_{\mu\beta}}{dt} = M \left[\left(\frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{di_{r\beta}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{ra}}{dt} + \frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{di_{r\gamma}}{dt} \right) \right]; \\ u_{0\gamma} &= \frac{d\Psi_{\mu\gamma}}{dt} = M \left[\left(\frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{di_{r\gamma}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{ra}}{dt} + \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{di_{r\beta}}{dt} \right) \right]. \end{aligned} \quad (1.2)$$

Взаимная индуктивность обмоток АД определяется как [4, 13]

$$M = (2/3)L_{\mu}. \quad (1.3)$$

M – взаимная индуктивность фазы обмоток ротора и статора АД при совпадении их осей [2, 14] или индуктивность обмотки статора от основного магнитного потока рассчитанная при отсутствии токов в других фазах статора и обмотках ротора (т.е. от части основного магнитного потока, созданного самой фазой статора) [8, 14].

L_{μ} – полная индуктивность фазы обмотки статора от основного магнитного потока, учитывающая наличие токов в других фазах (индуктивность от части основного магнитного потока, созданной самой

обмоткой M , и индуктивность от части основного потока, созданной двумя другими обмотками статора $\frac{M}{2}$) [13-15].

Потокоцепления:

$$\begin{aligned}\Psi_{sa} &= L_{sa}i_{sa} - \frac{1}{2}Mi_{s\beta} - \frac{1}{2}Mi_{s\gamma} + M\left(i_{ra} - \frac{1}{2}i_{r\beta} - \frac{1}{2}i_{r\gamma}\right); \\ \Psi_{s\beta} &= L_{s\beta}i_{s\beta} - \frac{1}{2}Mi_{s\gamma} - \frac{1}{2}Mi_{sa} + M\left(i_{r\beta} - \frac{1}{2}i_{ra} - \frac{1}{2}i_{r\gamma}\right); \\ \Psi_{s\gamma} &= L_{s\gamma}i_{s\gamma} - \frac{1}{2}Mi_{sa} - \frac{1}{2}Mi_{s\beta} + M\left(i_{r\gamma} - \frac{1}{2}i_{ra} - \frac{1}{2}i_{r\beta}\right);\end{aligned}\tag{1.4}$$

$$\begin{aligned}\Psi_{ra} &= L_{ra}i_{ra} + M\left(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{s\beta} - \frac{1}{2}i_{s\gamma}\right) - \frac{1}{2}Mi_{r\beta} - \frac{1}{2}Mi_{r\gamma}; \\ \Psi_{r\beta} &= L_{r\beta}i_{r\beta} + M\left(i_{s\beta} - \frac{1}{2}i_{sa} - \frac{1}{2}i_{s\gamma}\right) - \frac{1}{2}Mi_{r\gamma} - \frac{1}{2}Mi_{ra}; \\ \Psi_{r\gamma} &= L_{r\gamma}i_{r\gamma} + M\left(i_{r\gamma} - \frac{1}{2}i_{sa} - \frac{1}{2}i_{s\beta}\right) - \frac{1}{2}Mi_{ra} - \frac{1}{2}Mi_{r\beta}.\end{aligned}\tag{1.5}$$

Токи намагничивания фаз:

$$\begin{aligned}i_{\mu a} &= i_{sa} + i_{ra} = \frac{2}{3}\left[\left(i_{sa} - \frac{1}{2}(i_{s\beta} + i_{s\gamma})\right) + \left(i_{ra} - \frac{1}{2}(i_{r\beta} + i_{r\gamma})\right)\right] = i_{\mu a_active} + i_{\mu a_reactive}; \\ i_{\mu \beta} &= i_{s\beta} + i_{r\beta} = \frac{2}{3}\left[\left(i_{s\beta} - \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{s\gamma})\right) + \left(i_{r\beta} - \frac{1}{2}(i_{ra} + i_{r\gamma})\right)\right] = i_{\mu \beta_active} + i_{\mu \beta_reactive}; \\ i_{\mu \gamma} &= i_{s\gamma} + i_{r\gamma} = \frac{2}{3}\left[\left(i_{s\gamma} - \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{s\beta})\right) + \left(i_{r\gamma} - \frac{1}{2}(i_{ra} + i_{r\beta})\right)\right] = i_{\mu \gamma_active} + i_{\mu \gamma_reactive}.\end{aligned}\tag{1.6}$$

В выражениях (1.6) i_{μ_active} и $i_{\mu_reactive}$ - активная и реактивная (индуктивная) составляющие тока намагничивания фазы соответственно.

Уравнение электромагнитного момента АД имеет вид:

$$M_{\Sigma M} = p \frac{\sqrt{3}}{2} M \left[(i_{sa}i_{r\gamma} + i_{s\beta}i_{ra} + i_{s\gamma}i_{r\beta}) - (i_{sa}i_{r\beta} + i_{s\beta}i_{r\gamma} + i_{s\gamma}i_{ra}) \right]. \tag{1.7}$$

Уравнение движения для вала АД при одномассовой механической части:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\Sigma M} - M_c), \tag{1.8}$$

где J – момент инерции масс, вращающихся на валу ротора.

В общем случае (1.8) можно записать как

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\Sigma M} - M_c(t, \omega_r, \Theta_r)) = \frac{M_{дин}}{J}, \tag{1.9}$$

$M_{\text{дин}}$ - динамический момент на валу АД;

$$\omega_r = \omega_{r0} + \int_0^t \frac{M_{\text{дин}}}{J} dt, \quad (1.10)$$

ω_{r0} - начальная угловая скорость вала ротора АД.

Угол поворота вала ротора АД, рад

$$\Theta_r = \Theta_{r0} + \int_0^t \omega_r dt, \quad (1.11)$$

Θ_{r0} - начальное угловое положение вала ротора АД, рад.

Небезынтересно знать энергетические показатели электрической машины в переходном процессе. Для АД при отсутствии питания со стороны ротора мгновенное значение активной потребляемой мощности вычисляется как

$$P_1 = u_{sa} i_{sa} + u_{sb} i_{sb} + u_{sy} i_{sy}. \quad (1.12)$$

Мгновенное значение реактивной потребляемой мощности

$$Q_1 = -\frac{1}{\sqrt{3}} [u_{sa} (i_{sb} - i_{sy}) + u_{sb} (i_{sy} - i_{sa}) + u_{sy} (i_{sa} - i_{sb})]. \quad (1.13)$$

Мгновенное значение полезной мощности на валу АД

$$P_2 = \omega_r M_c. \quad (1.14)$$

1.3. Компьютерная модель АД на базе MM1

При создании компьютерной модели АД в *OrCAD* – САПР, предназначенной в основном для разработки и имитационного схемотехнического моделирования электронных и электротехнических устройств [16], была поставлена задача обеспечения встраиваемости модели АД в электрические схемы питания, в том числе от преобразователей, путём простого соединения виртуальных клемм. То есть относительно модели электрической схемы, к которой присоединяется модель АД, последняя также должна обладать свойствами электрической схемы: на входы можно подавать разность потенциалов, обеспечивая двунаправленное протекание электрического тока в соединяемых схемах, в том числе сквозного тока между ними. Другой задачей было формирование такой структуры компьютерной модели, чтобы её можно было использовать как универсальный шаблон, в который

можно подставлять значения переменных (параметров АД), задавая их в одном месте для всех уравнений. При этом получаем компьютерную модель пригодную для описания АД как с короткозамкнутым, так и с фазным ротором в любом из четырёх квадрантов. Обмотки фаз могут соединяться по схемам треугольник, звезда, независимо присоединяться каждая к своему напряжению, иметь любую другую схему соединений между собой или с источником питания. Задачи решены [11, 12] путём сочетания при построении модели АД двух подходов: схемотехнического для электрической части и метода структурных схем [1] для магнитной и механической частей. В целом компьютерная модель АД свёрнута в иерархический блок [17], для которого задан список переменных (параметров АД). В одном проекте *OrCAD* копированием можно получить необходимое количество иерархических блоков (моделей АД), для каждого из которых возможно задать уникальные значения параметров. В качестве датчиков и для ввода сигналов в составе модели АД использованы элементы типа ИНУН, ИНУТ, ИТУН. В этих сокращениях: И – источник; У – управляемый; Н – напряжение; Т – ток. Например, ИНУТ – источник напряжения, управляемый током. Графическое изображение компьютерной модели фазы *A* обмоток статора и ротора АД, составленной по (1.1)–(1.5), показано на рисунке 1.1, где $L_{\sigma\sigma\sigma}$ – индуктивность рассеяния фазы обмотки статора; $L_{\sigma\sigma\sigma\sigma}$ – индуктивность рассеяния фазы обмотки ротора. Традиционно параметры ротора приведены к обмотке статора. ИНУТ1 выполняет функцию датчика тока фазы статора i_{su} , аналогично ИНУТ2 – функцию датчика тока фазы статора i_{ru} . ИТУН1 служит для ввода в схему тока i_{ra} – приведённого тока фазы ротора. ИНУН1 вводит в цепь намагничивания фазы напряжение u_{0a} . Аналогичную функцию выполняет ИНУН3 – вводит в цепь обмотки ротора разность ЭДС ветви намагничивания и ЭДС вращения, то есть величину падения напряжения. ИНУН2 является датчиком разности потенциалов на индуктивности $L_{\sigma\sigma\sigma}$. Последующая обработка этого сигнала напряжения путём деления на значение $L_{\sigma\sigma\sigma}$ даёт производную тока статора фазы: $\frac{di_{su}}{dt}$. С

помощью ИНУН4 выполняется аналогичная операция с целью выделения сигнала $\frac{di_{ra}}{dt}$.

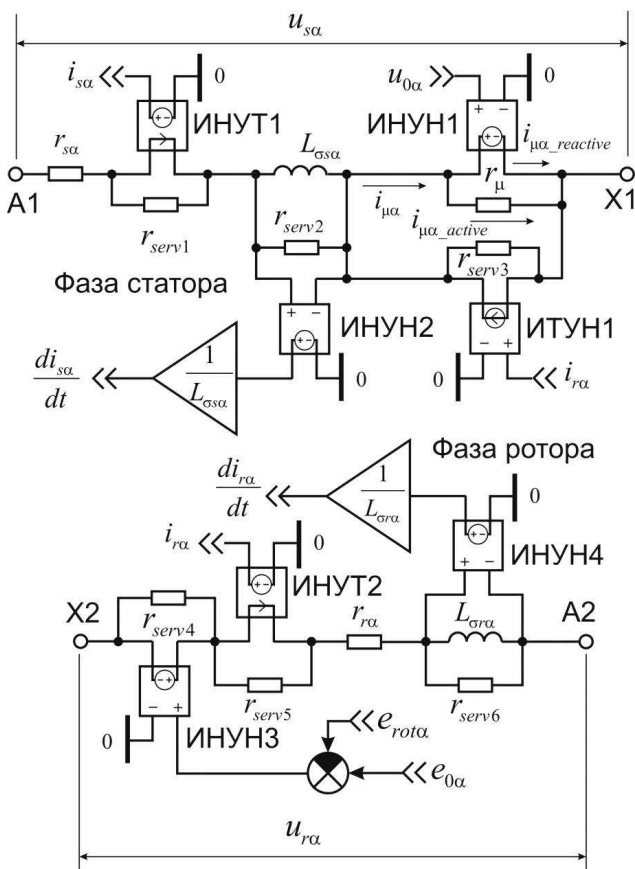


Рис. 1.1. Графическое изображение компьютерной модели фазы А обмоток статора и ротора АД

В компьютерной модели на рисунке 1.1 использованы сигналы ЭДС ветви намагничивания (1.15) и ЭДС вращения (1.16) фаз ротора.

$$\begin{aligned}
e_{0\alpha} &= -u_{0\alpha}; \\
e_{0\beta} &= -u_{0\beta}; \\
e_{0\gamma} &= -u_{0\gamma}.
\end{aligned}
\tag{1.15}$$

$$\begin{aligned}
e_{\text{ром}} &= \frac{(\Psi_{r\beta} - \Psi_{r\gamma})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\
e_{\text{роф}} &= \frac{(\Psi_{r\gamma} - \Psi_{ra})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\
e_{\text{рот}} &= \frac{(\Psi_{ra} - \Psi_{r\beta})p\omega_r}{\sqrt{3}}.
\end{aligned}
\tag{1.16}$$

Активные сопротивления r_{serv} (см. рисунок 1.1) имеют большой номинал, например 10 МОм. Они введены в служебных целях: практически не влияя на численные результаты расчёта, стабилизируют ход решения (моделирования) за счёт сохранения цепи тока (физический смысл – путь протекания токов утечки), что особенно важно при дискретном изменении сопротивления цепей питания АД, например, при питании от полупроводникового преобразователя частоты или при обрыве фазы.

Компьютерная модель фазы статора АД, изображённая на рис. 1.1, поясняется рисунком 1.2 с использованием традиционных обозначений, используемых в теории электрических машин.

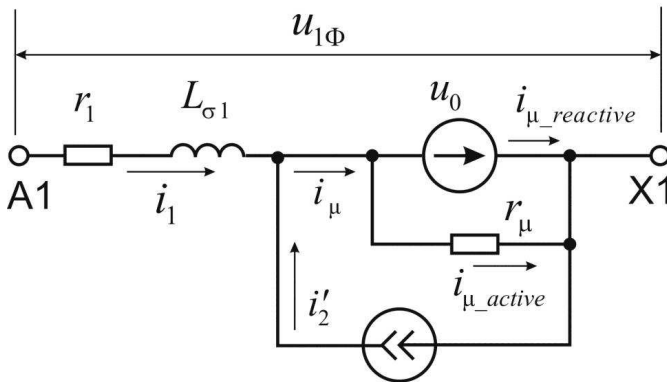


Рис. 1.2. Графическое пояснение физического смысла компьютерной модели фазы статора АД, изображённой на рис. 1.1. Используются традиционные обозначения из теории электрических машин

1.4. Задание значения r_μ

При моделировании проблема состоит в корректном задании величины r_μ , критерием чего является правильная величина потерь в стали АД ($p_{ст}$). Если величина $p_{ст}$ известна (расчётная или опытная), то настройка компьютерной модели производится следующим образом [11, 18].

1. Для АД мощностью порядка от единиц до сотен кВт на линейное напряжение 380 В величина r_μ соответствует сотням Ом. При прочих известных параметрах АД можно для пробного моделирования номинального режима задать $r_\mu = 100$ Ом. Можно задать значение r_μ в соответствии с расчётными данными, приведёнными на рис. 1.3 для трёхфазных АД с количеством полюсов $2p = 2$ и $2p = 4$ на линейное напряжение 380 В при частоте питающего напряжения 50 Гц. Ввиду многообразия подходов к конструированию АД зависимости на рис. 1.3, полученные для конкретных типов АД, в целом носят ориентировочный, рекомендательный характер.

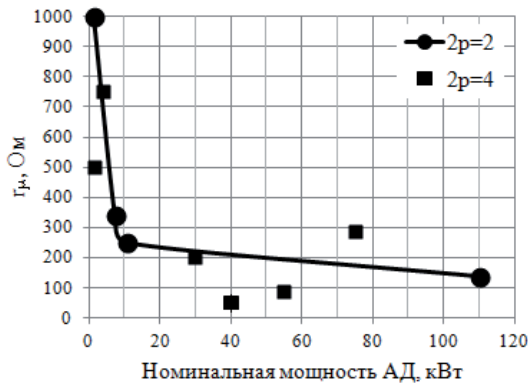


Рис. 1.3. Расчётные зависимости r_μ от номинальной мощности АД

Для высоковольтных АД величина r_μ выше. Например, для четырёхполюсного АД мощностью 630 кВт на линейное напряжение 6 кВ рассчитано $r_\mu = 2500$ Ом (см. таблицу 2.3).

2. По окончании пробного моделирования следует для номинального режима рассчитать величину потерь в стали путём суммирования сигналов о мощностях, выделяемых на резисторах, символизирующих r_μ в каждой фазе АД.

3. Полагая, что при прочих равных условиях напряжение на клеммах контура намагничивания U_0 практически не зависит от величины r_μ , так как стабилизируется большой индуктивностью, можно скорректировать значение r_μ в соответствии с требуемым значением $p_{ст}$, воспользовавшись формулой:

$$\left(\frac{p_{ст}}{3} \right) = \frac{U_0^2}{r_\mu}. \quad (1.17)$$

Так как приняли $U_0 \approx const$, то

$$r_{\mu\text{корр}} = \frac{p_{ст}}{p_{ст.\text{корр}}} r_\mu, \quad (1.18)$$

где $r_{\mu\text{корр}}$ и $p_{ст.\text{корр}}$ – величина параллельно включённого в контур намагничивания фазы АД активного сопротивления, Ом, и соответствующая ему величина потерь в стали АД, Вт, после коррекции; r_μ и $p_{ст}$ – величина параллельно включённого в контур намагничивания фазы АД активного сопротивления, Ом, и соответствующая ему величина потерь в стали АД, Вт, до коррекции.

Если корректное значение $p_{ст}$ точно не известно, то приближённо, его можно рассчитать исходя из посылки для номинального режима работы АД $p_{ст} \leq \frac{P_2}{3} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$, где P_2 – мощность на валу АД, Вт; η – КПД АД, о.е. Дополнительно следует контролировать величину тока фазы статора АД.

1.5. Учёт насыщения магнитной цепи по пути основного магнитного потока на базе ММ1

Насыщение магнитной цепи является важным фактором, влияющим на динамические характеристики АД [1, 2]. Известны, по меньшей мере, два подхода к составлению математических моделей с учётом насыщения магнитной цепи: использование в уравнениях нелинейных коэффициентов или ввод в модель с линейными коэффици-

ентами уравнений фиктивных электрических контуров [1]. Второй способ гарантирует учёт изменения гармонического состава напряжений и токов ввиду насыщения магнитной цепи, но требует априорного знания количественных характеристик гармонических спектров, кроме того практически здесь можно учесть лишь небольшое количество гармоник. Отдадим предпочтение способу с нелинейными коэффициентами. Широкое распространение в практике учёта нелинейного изменения индуктивности или взаимной индуктивности вследствие насыщения магнитной цепи получило использование в том или ином виде безгистерезисных кривых намагничивания [1, 13, 19]. Пример таких кривых для АД типа АЖВ250М2РУХЛ2 при различных частотах питающего напряжения в виде зависимостей линейной ЭДС холостого хода от тока намагничивания $E_{0л}(I_\mu)$ и зависимостей главной индуктивности от тока намагничивания $L_\mu(I_\mu)$ показан на рис. 1.4. Кривые намагничивания приведены для двух АД по данным опытов холостого хода (для машины №1 - испытания ОАО «ВЭЛНИИ», г. Новочеркасск; для машины №2 - испытания ОАО «НИПТИЭМ», г. Владимир). Детально способ рассмотрен в главе 5.

Полагая, что в случае 3-фазного АД магнитопроводы статора и ротора пронизываются вращающимся основным магнитным потоком с соответствующей полюсностью, не подразделяемым на фазные потоки, примем, что насыщение от основного магнитного потока создаётся всеми фазами по всей магнитной системе в равной степени, то есть влияние насыщения на величину главной индуктивности 3-фазного АД нужно вводить при интегральном учёте величин тока намагничивания по всем фазам. Имеет смысл главную индуктивность 3-фазного АД определять для любой фазы и уравнения электромагнитного момента АД в функции мгновенного значения амплитуды изображающего вектора тока намагничивания: $L_\mu(i_{\mu\Sigma m})$.

Способ родственен описанному в [13] для модели АД в двухфазной ортогональной системе координат. Сигнал $i_{\mu\Sigma m}$ можно вычислить как

$$i_{\mu\Sigma m} = \sqrt{i_{\mu x}^2 + i_{\mu y}^2}, \quad (1.19)$$

где $i_{\mu x}$ и $i_{\mu y}$ – проекции изображающего вектора тока намагничивания на ортогональные оси координат X и Y .

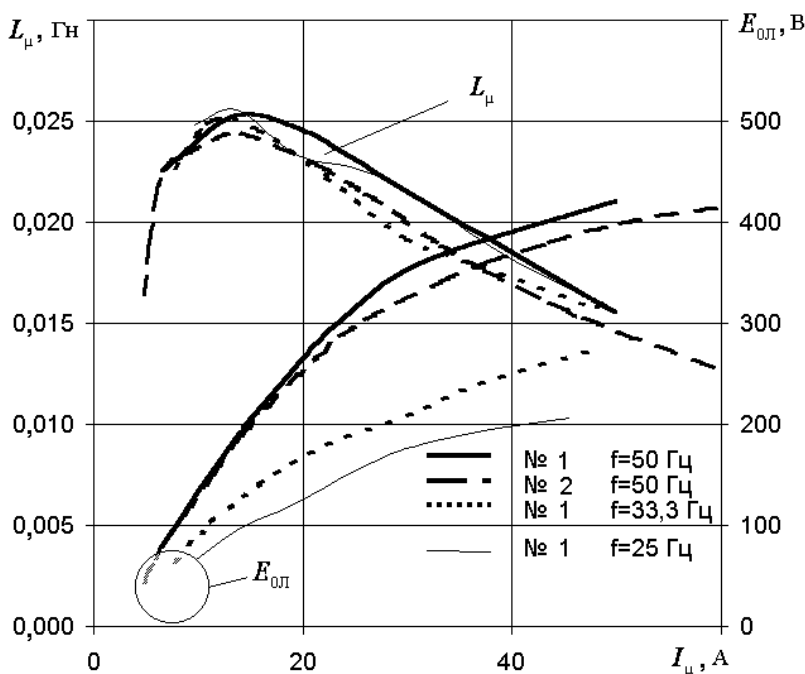


Рис. 1.4. Безгистерезисные кривые намагничивания АД типа АЖВ250М2РУХЛ2 по данным опытов холостого хода

В случае ТЗК эти проекции получаем из токов намагничивания фаз

$$i_{\mu x} = \frac{2}{3} \left(i_{\mu \alpha} + i_{\mu \beta} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_{\mu \gamma} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right); \quad (1.20)$$

$$i_{\mu y} = -\frac{2}{3} \left(i_{\mu \beta} \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_{\mu \gamma} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right). \quad (1.21)$$

Дополнив ММ1 уравнениями (1.19)–(1.21) и учтя $L_{\mu}(i_{\mu m})$ согласно [19], получим математическую модель № 2 (ММ2).

Отметим, что такой подход не позволяет отразить изменение гармонического состава напряжений и токов вследствие насыщения (для определённости уточним, что речь идёт о возможности появления

высших временных гармоник напряжений и токов при рассмотрении лишь единственной (первой) пространственной гармоники магнитного потока в воздушном зазоре) – при синусоидальном питающем напряжении все напряжения и токи останутся синусоидальными.

Можно поступить иначе, учтя в (1.2) – (1.4) и (1.6) влияние насыщения посредством

$$L_{\mu}(i_{\mu\Sigma}) = (L_{\mu}(i_{\mu\alpha}) + L_{\mu}(i_{\mu\beta}) + L_{\mu}(i_{\mu\gamma}))/3, \quad (1.22)$$

что назовём математической моделью № 3 (ММ3).

1.6. Критика ММ1

В ходе подробного анализа результатов, полученных на ММ1 выяснено, что в ходе динамических процессов в ряде случаев для активного и реактивного компонентов тока намагничивания фазы выполняется соотношение $i_{\mu_active}^2 + i_{\mu}^2 = i_{\mu_reactive}^2$ вместо правильного $i_{\mu_active}^2 + i_{\mu_reactive}^2 = i_{\mu}^2$. При этом соотношение $i_{\mu_active} + i_{\mu_reactive} = i_{\mu}$ выполняется всегда. Моделирование показало, что для АД типа АЖВ250М2ЗУХЛ2 мощностью 110 кВт активная составляющая тока намагничивания составляет приблизительно 5 % как в ходе переходного процесса пуска, так и при установившемся режиме. То есть длина результирующего вектора тока намагничивания может быть меньше, чем длина его индуктивного компонента. Это становится возможным, когда угол между вычисляемыми активным и индуктивным компонентами превышает 90°. Для АЖВ250М2ЗУХЛ2, например, был зафиксирован угол 108°.

Это обстоятельство является дефектом модели, вызванным тем, что вычисление тока намагничивания в фазах не вполне корректно: алгебраические уравнения не встроены в систему дифференциальных уравнений АД, а «пристроены» к ней. В выражениях (1.2) напряжения на зажимах ветвей намагничивания фаз вычисляются без учёта параллельного сопротивления r_{μ} , а затем вводятся в схему, где это сопротивление уже имеется (рис. 1.1). Ввиду малости активной составляющей тока намагничивания изменение значения r_{μ} в широких пределах в сторону увеличения не влияет на динамику разгона АД и другие результаты (кроме потерь в стали) в ММ1. Сравнение результатов ММ1 с

эталонными моделями в двухфазных ортогональных координатах без учёта потерь в стали для АД на номинальные мощности 1,1 кВт и 4 кВт с известными параметрами [13, 20] даёт совпадение результатов по частоте вращения, электромагнитному моменту и времени разгона.

Критика ММ1 в полной мере относится к ММ2 и ММ3.

1.7. Математическая модель № 4 (ММ4)

Исправление отмеченной некорректности ММ1 возможно при изменении выражений (1.2). В этой связи обратимся к математической модели АД, учитывающей потери в стали, насыщение и поверхностный эффект, уравнения которой записаны в векторной форме для системы координат, вращающейся с произвольной частотой ω_k [21, 22]. Если пренебречь индуктивностью контура потерь в стали от вихревых токов, что по заключению [22, 23] мало влияет на результаты расчётов, а также отказаться от разделения потерь в стали на составляющие, так как не всегда имеются достоверные данные для этой операции, то есть не выделять отдельную ветвь в схеме замещения, ответственную за потери на гистерезис, то модель примет вид, описанный в [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{u}_s = r_s \vec{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j\omega_k (L_{\sigma s} \vec{i}_s + \vec{\Psi}_\mu) \\ \vec{u}_r = r_r \vec{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\vec{i}_r}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j(\omega_k - p\omega_r)(L_{\sigma r} \vec{i}_r + \vec{\Psi}_\mu) \\ r_\mu \vec{i}_{\mu_active} = j\omega_k \vec{\Psi}_\mu + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt}; \\ \vec{i}_{\mu_active} + \vec{i}_{\mu_reactive} = \vec{i}_s + \vec{i}_r; \\ L_\mu = f(\Psi_\mu). \end{array} \right. \quad (1.23)$$

Пусть значения параметров модели АД неизменны, а $\omega_k = 0$. При допущениях, принятых выше, для описания АД в ТЗК с помощью ММ4 уравнения (1.1), (1.3)–(1.16) пригодны без изменений. Вместо выражений (1.2) используем (1.24) (см. [11, 24, 25]).

$$\begin{aligned}
u_{0a} &= \frac{d\Psi_{\mu a}}{dt} = r_{\mu a} \left[(i_{sa} + i_{ra}) - \frac{1}{2}(i_{s\beta} + i_{r\beta} + i_{s\gamma} + i_{r\gamma}) - \frac{\Psi_{\mu a}}{M} \right]; \\
u_{0\beta} &= \frac{d\Psi_{\mu\beta}}{dt} = r_{\mu\beta} \left[(i_{s\beta} + i_{r\beta}) - \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{ra} + i_{s\gamma} + i_{r\gamma}) - \frac{\Psi_{\mu\beta}}{M} \right]; \\
u_{0\gamma} &= \frac{d\Psi_{\mu\gamma}}{dt} = r_{\mu\gamma} \left[(i_{s\gamma} + i_{r\gamma}) - \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{ra} + i_{s\beta} + i_{r\beta}) - \frac{\Psi_{\mu\gamma}}{M} \right].
\end{aligned} \tag{1.24}$$

Выражения (1.4) и (1.5) для потокоцеплений фаз статора и ротора перепишем в виде:

$$\begin{aligned}
\Psi_{sa} &= L_{\sigma sa} i_{sa} + \Psi_{\mu a}; \\
\Psi_{s\beta} &= L_{\sigma s\beta} i_{s\beta} + \Psi_{\mu\beta}; \\
\Psi_{s\gamma} &= L_{\sigma s\gamma} i_{s\gamma} + \Psi_{\mu\gamma};
\end{aligned} \tag{1.25}$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{ra} &= L_{\sigma ra} i_{ra} + \Psi_{\mu a}; \\
\Psi_{r\beta} &= L_{\sigma r\beta} i_{r\beta} + \Psi_{\mu\beta}; \\
\Psi_{r\gamma} &= L_{\sigma r\gamma} i_{r\gamma} + \Psi_{\mu\gamma}.
\end{aligned} \tag{1.26}$$

Из сравнения (1.2) и (1.24) следует, что в ММ4 для формирования напряжений ветвей намагничивания фаз не используются производные фазных токов статора и ротора. Поэтому в компьютерной модели на основе ММ4 (рис. 1.5) по сравнению с компьютерной моделью на базе ММ1 (рис. 1.1) не требуются и будут отсутствовать ИНУН2, ИНУН4 и соответствующие пропорциональные звенья на их выходах, а также r_{serv2} и r_{serv6} .

В [13, 21, 22] с целью учёта насыщения для любой фазы и уравнения электромагнитного момента АД используют зависимость главной индуктивности в функции мгновенного значения амплитуды изображающего вектора потокосцепления взаимоиндукции: $L_{\mu}(\Psi_{\mu\Sigma m})$. $\Psi_{\mu\Sigma m}$ получим из выражений аналогичных (1.19) – (1.21). Это математическая модель №6 (ММ6).

ММ5 и ММ6 не позволят выявить изменение гармонического состава токов и напряжений ввиду влияния насыщения магнитной системы. Известно, что насыщение магнитной цепи приводит к появлению гармонических составляющих с порядками, кратными трём, в спектре основного магнитного потока. Как следствие, могут возникнуть изменения гармонического состава напряжений и токов [10]. Чтобы отразить это в математической модели №7 (ММ7), нужно для каждой фазы АД в выражениях (1.3), (1.4) и (1.24) ввести отдельный учёт $L_{\mu}(\Psi_{\mu\alpha})$, $L_{\mu}(\Psi_{\mu\beta})$ и $L_{\mu}(\Psi_{\mu\gamma})$. В выражении (1.6) используется тот же способ учёта насыщения, что в ММ6.

1.9. Сравнительные результаты моделирования

На ММ1 – ММ7 было проведено моделирование прямого пуска АД типа АЖВ250М23УХЛ2 (двигатель мотор-вентилятора электровоза ЭП200) при питании трёхфазным симметричным синусоидальным линейным напряжением 380 В с частотой 50 Гц, нагруженного на штатный вентилятор. Параметры АД указаны в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Параметры и характеристики АД АЖВ250М23УХЛ2

№ п.п.	Наименование параметра	Обозначение параметра в системе координат α, β, γ	Традиционное обозначение параметра в Т-образной схеме замещения АД	Числовое значение	Единица измерения
1	2	3	4	5	6
1	Количество пар полюсов	p	p	1	-
2	Активное сопротивление фазы обмотки статора	r_s	r_1	0,0287	Ом

1	2	3	4	5	6
3	Индуктивность рассеяния фазы обмотки статора	$L_{\sigma s}$	$L_{\sigma 1}$	0,000546	Гн
4	Главная индуктивность фазы	L_{μ}	L_{μ}	0,021743	Гн
5	Активное сопротивление цепи намагничивания фазы	r_{μ}	r_{μ}	137,051	Ом
6	Активное сопротивление фазы обмотки ротора, приведённое к статору	r_r	r'_2	0,013	Ом
7	Индуктивность рассеяния фазы обмотки ротора, приведённая к статору	$L_{\sigma r}$	L'_2	0,000355	Гн
8	Момент инерции ротора	J_r	J_r	0,484	кг·м ²
9	Номинальное линейное напряжение статора	-	$U_{1\text{ном}}$	380	В
10	Частота вращения в режиме идеального холостого хода	ω_{r0}	ω_{r0}	314,159	рад/с
11	Механические потери в режиме идеального холостого хода	$P_{\text{мех } 0}$	$P_{\text{мех } 0}$	740	Вт

Суммарный момент инерции вращающихся масс, приведённый к валу ротора, при моделировании был принят $J = 2,43 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Данные для описания зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ АД взяты из рис. 1.4 и [19]. Аппроксимация зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ для АД типа АЖВ250М23УХЛ2 показана на рис. 1.6, а для четырёхполюсного АД типа 4А250S4УЗ номинальной мощностью 75 кВт - на рис. 1.7. Номинальному режиму работы АЖВ250М23УХЛ2 соответствует значение $\Psi_{\mu\Sigma} = 0,815$ Вб, а для 4А250S4УЗ значение $\Psi_{\mu\Sigma} = 0,664$ Вб. Графики на рис. 1.6 и 1.7 имеют вид ломаных линий по причине того, что для задания зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ был использован единственный блок *TABLE* [16], задающий соответствие входного и выходного сигнала по пяти парам значений. Для получения более гладкой формы графиков можно использовать параллельное соединение нескольких блоков *TABLE*.

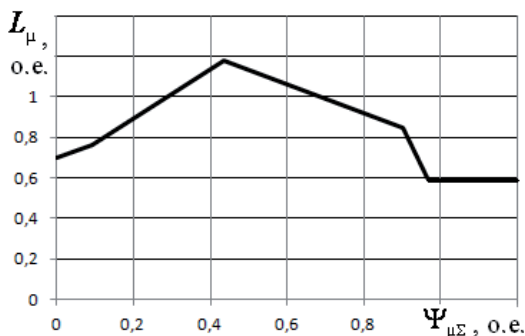


Рис. 1.6. Аппроксимация зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ для АД типа АЖВ250М23УХЛ2

В таблице 1.2 сведены результаты моделирования АЖВ250М23УХЛ2, показанные в виде относительной ошибки в процентах от опытных значений характеристик (данные испытаний ОАО «ВЭЛНИИ» (г. Новочеркасск)).

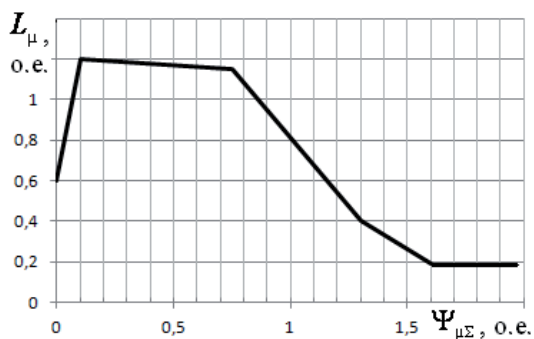


Рис. 1.7. Аппроксимация зависимости $L_{\mu}(\Psi_{\mu\Sigma})$ для АД типа 4A250S4Y3

Таблица 1.2

Сравнительные результаты моделирования прямого пуска АЖВ250М2ЗУХЛ2

Характеристика	Опыт	ММ1	ММ2	ММ3	ММ4	ММ5	ММ6	ММ7
1	2	3	4	5	6	7	8	9
	об/мин	Относительная ошибка, %						
Установившаяся частота вращения	2966,0	0,000	0,000	-0,169	-0,034	0,000	-0,034	-0,135
	о.е.	Относительная ошибка, %						
Коэффициент мощности	0,921	0,434	1,629	1,086	0,326	1,412	-0,217	-1,303
КПД	0,941	0,158	0,228	0,206	0,101	0,164	0,070	-0,902
	А	Относительная ошибка, %						
Действующее значение тока фазы статора	197,0	-1,472	-2,690	-2,640	-0,609	-1,726	-0,102	8,010
	кВт	Относительная ошибка, %						
Мощность на валу	112,366	-0,212	-0,176	-0,629	-0,230	-0,197	-0,245	-0,590
Потребляемая активная мощность	119,400	-0,360	-0,394	-0,824	-0,321	-0,352	-0,306	0,325

1	2	3	4	5	6	7	8	9
Потери в стали	0,897	1,449	2,564	2,341	1,338	2,341	0,892	3,567
Потери в меди статора	3,500	-7,343	-9,571	-9,400	-5,714	-7,771	-4,743	11,400
Потери в меди ротора	1,300	6,846	5,769	5,615	7,692	6,846	8,077	50,846
Сумма механических и добавочных потерь	1,337	-2,717	-2,682	-3,123	-2,734	-2,702	-2,748	-3,085
Сумма потерь всего	7,034	-2,720	-3,879	-3,935	-1,771	-2,817	-1,276	14,938
Среднее арифметическое модулей относительных ошибок, %	нет данных	2,156	2,689	2,724	1,897	2,394	1,701	8,646
Время разгона до установившейся скорости, с	нет данных	12,0	11,4	11,8	18,6	22,6	19,0	16,0

Результаты сравнения данных моделирования (см. таблицу 1.2) говорят о преимуществах ММ6 и ММ4. Неприемлемо низкую точность результатов показала ММ7, хотя и даёт возможность увидеть в спектре фазных токов намагничивания, ротора и фазного напряжения статора 3-ю и 9-ю гармоники. ММ3 не может быть рекомендована, несмотря на приемлемую точность. В случае ММ3 в спектрах фазных токов статора, ротора и намагничивания проявляются 5-я и 7-я гармоники, что при принятых допущениях физически не обоснованно и является следствием способа учёта нелинейности кривой намагничивания.

Чётко можно выделить отличие времени разгона АД: на моделях ММ1 – ММ3 разгон происходит быстрее, чем на моделях ММ4 – ММ7. Замедление разгона на ММ4 – ММ7 обусловлено использова-

нием уравнений (1.24) вместо (1.2). Это даёт корректный учёт влияния потерь в стали на динамику разгона. Влияние эквивалентно действию дополнительного тормозящего момента (момента нагрузки). Динамика разгона АД на моделях ММ1 – ММ3 практически соответствует случаю отсутствия учёта потерь в стали. Учёт насыщения магнитной цепи приводит при моделировании к сокращению времени пуска. Но фактор учёта потерь в стали является превалирующим – в итоге длительность разгона АД на ММ4 – ММ7 увеличивается.

На рис. 1.8 показан результат моделирования прямого пуска АД типа 4А250S4У3 при учёте потерь в стали и насыщения по пути основного магнитного потока при постоянстве остальных параметров, значения которых приняты согласно [21, 26], а именно: $r_s = 0,0395 \text{ Ом}$, $r_r = 0,0217 \text{ Ом}$, $L_{\text{ос}} = 0,0004477 \text{ Гн}$, $L_{\text{ор}} = 0,0005425 \text{ Гн}$, $r_{\mu} = 288 \text{ Ом}$, $L_{\mu} = 0,02257 \text{ Гн}$, $J = 1,02 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Задан активный момент нагрузки на валу $M_c = 62 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Отметим, что при неучёте потерь в стали и насыщения результаты моделирования совпадают с приведёнными в [21, 22] для тех же условий (рис. 1.9). Учёт насыщения магнитной цепи приводит к более быстрому разгону АД на модели, что вполне соответствует описанному в [2, §8.2. Учёт насыщения]. Однако, учёт потерь в стали является для АД более значительным по степени воздействия фактором, не только компенсирующим сокращение времени разгона за счёт влияния насыщения магнитной цепи при моделировании, но и увеличивающим, как видно из сравнения рис. 1.8 и рис. 1.9, продолжительность пуска по сравнению с моделью без учёта насыщения и потерь в стали.

Выводы по главе 1

Предложена математическая и компьютерная модель трёхфазного АД в трёхфазных заторможенных координатах, учитывающая потери в стали и насыщение магнитной цепи по пути основного магнитного потока.

Проанализированы возможные ошибки при составлении модели и их следствия.

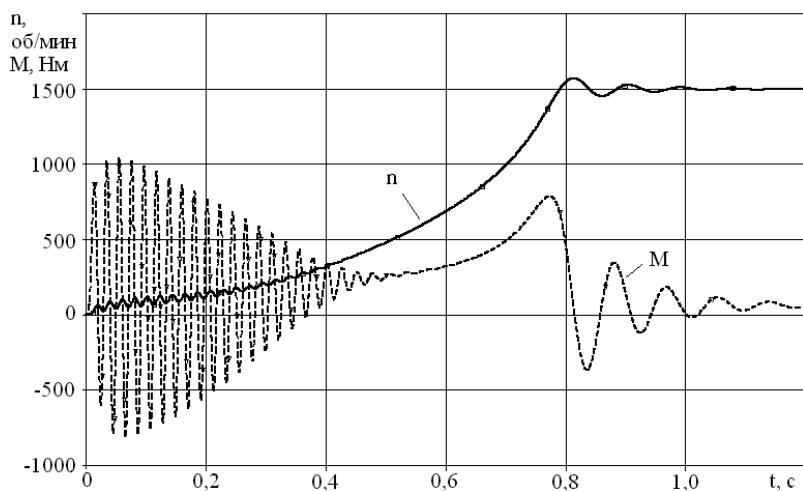


Рис. 1.8. Результат моделирования прямого пуска АД типа 4A250S4Y3 при учёте потерь в стали и насыщения по пути основного магнитного потока при постоянстве остальных параметров

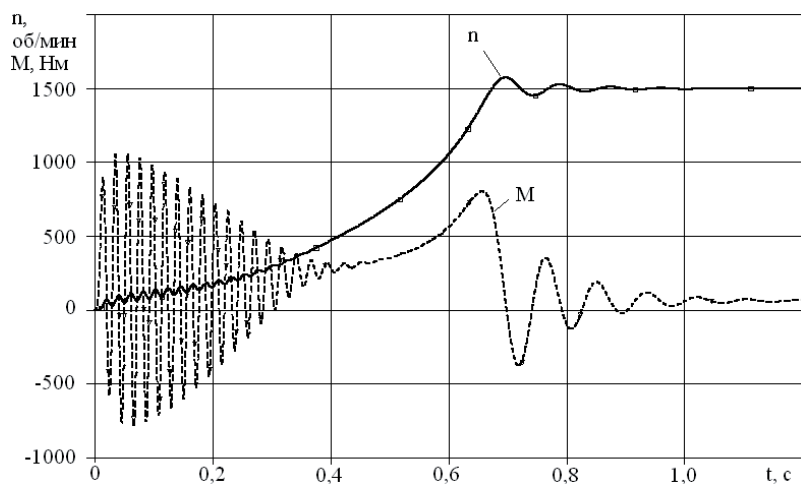


Рис. 1.9. Результат моделирования прямого пуска АД типа 4A250S4Y3 без учёта потерь в стали и насыщения при постоянстве остальных параметров

Очень важно знать границы применимости модели, то есть в каких пределах модель может воспроизводить ход реального явления.

Станислав Лем, «Сумма технологий»

Глава 2.

Приближённый расчёт параметров Т-образной схемы замещения трёхфазного асинхронного двигателя по каталожным данным

Актуальной задачей при моделировании процессов в приводах с трёхфазными АД с короткозамкнутым ротором является определение параметров Т-образной схемы замещения (СЗ). Особенно остро проблема стоит для АД новых серий, высоковольтных АД, а также АД, применяемых во вспомогательных приводах подвижного состава железных дорог, – для этих машин опубликовано недостаточное количество данных. Актуальность проблемы нахождения параметров СЗ по минимальным опубликованным в справочниках данным подтверждается неоднократным появлением публикаций на эту тему, например [27-29].

При отсутствии расчётной записки наиболее просто она решается для АД серии 4А. В [26] приведены параметры упрощённой Г-образной СЗ для АД серии 4А в относительных единицах. Для перехода к Т-образной СЗ следует выполнить пересчёт параметров АД.

Для Г-образной СЗ заданы параметры в относительных единицах: r_1' , r_2'' , x_1' , x_2'' , x_m'' . Требуется получить для Т-образной СЗ в абсолютных единицах следующие параметры: r_1 , r_2' , $L_{\sigma 1}$, L_2' , L_m . Сначала перейдём к абсолютным значениям сопротивлений, используя следующие выражения:

$$r = r_* \frac{U_{\text{фном}}}{I_{\text{фном}}}; \quad x = x_* \frac{U_{\text{фном}}}{I_{\text{фном}}}, \quad (2.1)$$

где номинальный фазный ток двигателя находится из справочных данных как

$$I_{\text{фном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{3U_{\text{фном}}\eta_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}}}. \quad (2.2)$$

Сделаем сразу пояснение, что в подавляющем большинстве справочников приводятся лишь данные, перечисленные в таблице 2.1, способные быть полезными для нахождения параметров Т-образной СЗ (для упрощения считаем, что в ветви намагничивания отсутствует активное сопротивление). Справочные данные АД ныне выпускаемых в России серий приводятся в [30, 31] (РА, А, АИ, 4А), [32] (РА), [33] (РА, АИ, 4А с номинальной мощностью от 1,1 кВт и ниже). Аналогичные данные о сериях 5А и 6А приводятся в технических каталогах предприятий.

Затем, согласно [26], находим значение индуктивного сопротивления рассеяния фазы обмотки статора двигателя

$$x_{\sigma 1} \approx \frac{2x'_1 x_m}{x_m + \sqrt{x_m^2 + 4x'_1 x_m}}. \quad (2.3)$$

Далее по [30] определяем значения остальных сопротивлений Т-образной упрощённой СЗ:

$$r_1 = \frac{r'_1}{m_T}, \quad (2.4)$$

$$r'_2 = \frac{r''_2}{m_T(1 + \tau_1)^2(1 + \rho_1^2)}, \quad (2.5)$$

$$x_1 = \frac{x'_1}{1 + \tau_1} - r_1 \rho_1, \quad (2.6)$$

$$x'_2 = \frac{x''_2}{(1 + \tau_1)^2(1 + \rho_1^2)}, \quad (2.7)$$

где m_T - коэффициент приведения активного сопротивления к расчётной рабочей температуре (см. [30, стр. 72]), определяемой классом изоляции по нагревостойкости (для класса изоляции В $m_T = 1,22$, для классов изоляции F и H $m_T = 1,38$);

$\rho_1 = \frac{r_1 m_T}{x_1 + x_m}$ - коэффициент сопротивления статора;

$\tau_1 = \frac{x_1}{x_m}$ - коэффициент рассеяния статора.

Таблица 2.1

Данные АД, приводимые в справочниках

№ п.п	Наименование величины, приводимой в справочниках	Обозначение
1	Номинальная мощность на валу, Вт	$P_{2\text{ном}}$
2	Номинальная частота вращения, об/мин или номинальное скольжение, %	$n_{\text{ном}}$ или $s_{\text{ном}\%}$
3	КПД в номинальном режиме, о.е.	$\eta_{\text{ном}}$
4	Коэффициент мощности в номинальном режиме, о.е.	$\cos\varphi_{\text{ном}}$
5	Номинальное линейное напряжение, В	$U_{\text{лном}}$
6	Кратность пускового тока к номинальному, о.е.	$\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}}$

Таким образом, для АД серии 4А задача решена. Но для АД других серий придётся вычислять параметры СЗ, опираясь исключительно на данные, перечисленные в таблице 2.1. Зададимся дополнительно несколькими соотношениями, известными из теории и практики проектирования и испытаний АД. Известно, что для АД нормального исполнения мощностью от единиц до сотен киловатт $r_{1*} \approx r_{2*}' = 0,02 \div 0,03$, $x_{\sigma 1*} = 0,08 \div 0,14$, $x_{2*}' = 0,1 \div 0,16$, $x_{\text{ж}*} = 2 \div 4$ [32]. Типично соотношение $x_{\sigma 1} / x_2' \approx 0,7 \div 1,0$ [30]. В номинальном режиме отношение потерь в меди к суммарным потерям в АД составляет

$$k_p = \frac{P_{\text{мв}}}{P_{2\text{ном}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{ном}}} - 1 \right)} \approx 0,5 \div 0,8. \text{ Для НВА-55 – четырёхполюсной машины}$$

мощностью 55 кВт, которую по виду механической характеристики можно классифицировать как двигатель с повышенным скольжением (см. [34, стр. 63-64]), $k_p = 0,68$. Для АЖВ250М2РУХЛ2 – двухполюсной машины мощностью 110 кВт, по виду механической характеристики – двигатель нормального исполнения [34, стр. 63-64], $k_p = 0,75$. Справочные данные содержат величину $\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}}$ согласно испытаниям АД. В связи с явлением протекания токов по стали ротора, вызывающих увеличение пусковых момента и тока АД, и не связанным непосредственно с параметрами традиционной Т-образной СЗ [2, 3], имеется различие

между расчётной [30, 32] и опытной величинами $\frac{I_{\Pi}}{I_H}$. Вопрос о величине этого различия для разных типов АД требует дополнительного исследования. Например, для НВА-55 $k_I = \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H}\right)_{\text{расчет}} / \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H}\right)_{\text{опыт}} = 0,9$, а для АЖВ250М2РУХЛ2 $k_I = 0,64 \div 0,68$. Примем также в качестве первого приближения, что тенденции изменения и диапазоны значений r'_{1*} , r'_{2*} , x'_{1*} , x'_{2*} , x_{m*} , приводимые в [26] для серии 4А, являются типичными для аналогичных по конструкции и мощности АД.

Введём обозначения: $k_X = x'_2 / x_{\sigma 1}$, $k_R = r'_2 / r_1$. Тогда в общем случае можно приближённо вычислить параметры упрощённой Т-образной СЗ, выполнив следующую последовательность действий.

Электрические потери в обмотках АД в режиме короткого замыкания (КЗ) при номинальном напряжении

$$P_K = P_{\text{мн}} k_I^2 \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H} \right)_{\text{опыт}}^2. \quad (2.8)$$

Потери в меди в номинальном режиме

$$P_{\text{мн}} = k_P P_{2\text{ном}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{ном}}} - 1 \right). \quad (2.9)$$

Из анализа СЗ в режиме КЗ

$$P_K = \frac{3U_{\text{фном}}^2 r'_1 (1 + k_R)}{(r'_1 (1 + k_R))^2 + (x_{\sigma 1} (1 + k_X))^2}. \quad (2.10)$$

Приравняв правые части (2.8) и (2.10), выражаем

$$x_{\sigma 1} = \frac{1}{1 + k_X} \sqrt{r'_1 (1 + k_R) \left[\frac{3U_{\text{фном}}^2}{P_{\text{мн}} k_I^2 \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H} \right)_{\text{опыт}}^2} - r'_1 (1 + k_R) \right]}. \quad (2.11)$$

С другой стороны, из анализа СЗ в режиме КЗ

$$x_{\sigma 1} = \sqrt{\frac{U_{\text{фном}}^2 - r_1'^2 k_I^2 I_{\text{фном}}^2 \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H} \right)_{\text{опыт}}^2 (1 + k_R)^2}{k_I^2 I_{\text{фном}}^2 \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H} \right)_{\text{опыт}}^2 (1 + k_X)^2}}. \quad (2.12)$$

Приравняв правые части (2.11) и (2.12), выразим

$$r'_1 = \frac{P_{\text{мн}}}{3I_{\text{фном}}^2 (1 + k_R)}. \quad (2.13)$$

Активная составляющая эквивалентного сопротивления СЗ в номинальном режиме вычисляется, как

$$r_3 = \frac{U_{\text{фном}}}{I_{\text{фном}}} \cos \varphi_{\text{ном}}. \quad (2.14)$$

С другой стороны, из анализа СЗ в номинальном режиме (здесь и далее величина $s_{\text{ном}}$ приводится в относительных единицах)

$$r_3 = \frac{\frac{r_1' k_R}{s_{\text{ном}}} \left(\frac{r_1'^2 k_R}{s_{\text{ном}}} - x_{\text{г1}} (k_X (x_{\text{г1}} + 1) + x_m) \right) +}{(x_m + x_{\text{г1}} k_X)^2 +} \quad (2.15)$$

$$+ (x_m + x_{\text{г1}} k_X) r_1' \left(x_m \left(\frac{k_R}{s_{\text{ном}}} + 1 \right) + x_{\text{г1}} \left(\frac{k_R}{s_{\text{ном}}} + k_X \right) \right)$$

$$+ \left(\frac{r_1' k_R}{s_{\text{ном}}} \right)^2$$

С учётом (2.14) запишем из (2.15) квадратное уравнение относительно x_m , которое решаем, выбирая положительный корень

$$x_{m1,2} = \frac{-x_{\text{г1}} k_X \left(\frac{r_3}{r_1'} - \frac{k_R}{s_{\text{ном}}} - 2 \right) \pm}{2 \left(\frac{r_3}{r_1'} - \frac{k_R}{s_{\text{ном}}} - 1 \right)}$$

$$\pm \sqrt{\left(x_{\text{г1}} k_X \left(\frac{r_3}{r_1'} - \frac{k_R}{s_{\text{ном}}} - 2 \right) \right)^2 - 4 \left(\frac{r_3}{r_1'} - \frac{k_R}{s_{\text{ном}}} - 1 \right) \times}$$

$$\times \left[\left(\frac{r_1' k_R}{s_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{r_3}{r_1'} - 1 \right) + x_{\text{г1}} k_X \left(\frac{k_R}{s_{\text{ном}}} + x_{\text{г1}} k_X \right) \right]} \quad (2.16)$$

Следует отметить, что определить x_m по выражению (2.16) не представляется возможным, если $\left(\frac{r_3}{r_1'} - \frac{k_R}{s_{\text{ном}}} - 1 \right) \geq 0$. Практически это означает, что величина k_p выбрана неверно. От выбора k_p существенно зависят величины r_1 , r_2' , и L_m .

Активные сопротивления в холодном состоянии (при 20°C) определяем: r_1 по (2.4), а для ротора

$$r_2' = \frac{r_1'}{m_T} k_R. \quad (2.17)$$

Приведём примеры определения параметров АД вышеописанным способом. В таблице 2.2 вторая строка - известные из каталога

или принятые из опыта расчётов данные, третья строка – характеристики высоковольтного АД, полученные в результате имитационного моделирования на компьютерной модели с корректным способом учёта потерь в стали без учёта нелинейности кривой намагничивания (уравнения приведены в [11, 24, 25]). Обмотки статора соединены по схеме звезда, на роторе беличья клетка, питание от симметричной 3-фазной системы синусоидальных напряжений частотой 50 Гц.

Таблица 2.2

Исходные данные и результаты моделирования характеристик высоковольтного АД

Характеристика, разность	$P_{2\text{ном}},$ кВт	$U_{\text{лном}},$ В	$I_{\text{н}},$ А	$n_{\text{ном}},$ об/мин	$\eta_{\text{ном}},$ %	$\cos\varphi_{\text{ном}}$	k_p	$(I_{\text{п}}/I_{\text{н}})k_I$ при $M_{\text{п}}/M_{\text{н}}=1$
Задание на расчёт параметров СЗ (базисные значения, принимаемые за 100 %)	630,000	6000	72,500	1485 (за отсутствием данных принято по АД типа А355L4)	95,10	0,880	0,700	6,4-0,9-5,934
Результат моделирования с рассчитанными параметрами СЗ	626,345	6000	79,066	1483	94,95	0,803	0,707	5,760
Относительное отклонение от базисного значения, %	-0,58	0,00	9,06	-0,13	-0,16	-8,75	1,00	-2,93

В таблице 2.2 и далее $I_{\text{н}}$ - номинальный ток фазы статора. Для упрощения при моделировании учитывались только потери в меди и в стали АД. Рассчитанные параметры СЗ высоковольтного АД, которым соответствуют результаты таблицы 2.2, приведены в таблице 2.3. Значение r_{μ} рассчитано согласно рекомендациям, данным в главе 1.

Таблица 2.3

Рассчитанные параметры СЗ высоковольтного АД

Обозначение параметра, размерность	Значение при температуре окружающей среды	Значение при рабочей температуре для классов изоляции по нагревостойкости F и H
r_1 , Ом	0,6152819	0,849089
r_2' , Ом	0,4306973	0,5943623
$L_{\sigma 1}$, Гн	0,01084367	
L_2' , Гн	0,01518114	
L_{μ} , Гн	0,277214	
r_{μ} , Ом	2500	

Аналогичным образом рассчитаны параметры СЗ для АД типа АЭ 92-4 (см. таблицу 2.4), используемого для привода компрессоров и вентиляторов на электровозах ВЛ80. Исходные данные [35 - 37] и результаты моделирования характеристик АЭ 92-4 даны в таблице 2.5 (значения k_p и k_I взяты по аналогии с известными для АД типа НВА-55 вспомогательного привода электровозов).

Таблица 2.4

Рассчитанные параметры СЗ АД типа АЭ 92-4

Обозначение параметра, размерность	Значение при температуре окружающей среды	Значение при рабочей температуре
r_1 , Ом	0,05965554	0,08232465
r_2' , Ом	0,08202637	0,1131964
$L_{\sigma 1}$, мГн	0,4763229	
L_2' , мГн	0,4725123	
L_{μ} , Гн	0,0150884	
r_{μ} , Ом	50	

Таблица 2.5

Исходные данные и результаты моделирования характеристик АЭ 92-4

Характеристика, размерность	$P_{2ном},$ кВт	$U_{лном},$ В	$I_H,$ А	$n_{ном},$ об/мин	$\eta_{ном},$ %	$\cos\varphi_{ном}$	k_p	$(I_{II} / I_H)k_I$ при $M_{II} / M_H = 4$
Задание на расчёт параметров СЗ (базисные значения, принимаемые за 100 %)	40,000	380	90,00	1425,0 по [36]	85,5	0,790	0,700	$7,6 \cdot 0,9 = 6,840$ I_{II} / I_H и M_{II} / M_H взяты по [37]
Результат моделирования с рассчитанными параметрами СЗ	41,374	380	88,19	1440,3	86,9	0,777	0,665	6,968
Относительное отклонение от базисного значения, %	3,44	0,00	-2,01	1,07	1,64	-1,65	-5,00	1,87

Первым приближением в решении задачи о нахождении параметров упрощённой Т-образной СЗ по данным справочника может быть подход, когда принимаем допущения: $r_1 = r_2', L_{\sigma 1} = L_2', k_p = 2/3$ (часто встречающийся случай), $k_I = 1$ (наилучшим образом последнее равенство характеризует ситуацию для АД с фазным ротором, обмотка которого выполнена из изолированного провода). При этом выражение (2.10) преобразуется к виду

$$P_K = \frac{3U_{\phi ном}^2 r_1'}{2(r_1'^2 + x_{\sigma 1}^2)}, \quad (2.18)$$

выражение (2.11) – к виду

$$x_{\sigma 1} = \sqrt{-r_1' \frac{r_1' - 3U_{\phi ном}^2}{2P_{\text{мт}} \left(\frac{I_{II}}{I_H} \right)^2}}, \quad (2.19)$$

а выражение (2.12) – к виду

$$x_{\sigma 1} = \sqrt{\frac{U_{\text{фном}}^2}{4I_{\Pi}^2} - r_1'^2}. \quad (2.20)$$

Приравняв правые части (2.19) и (2.20), получаем аналогично (2.13)

$$r_1' = \frac{P_{\text{мв}}}{6I_{\text{фном}}^2}. \quad (2.21)$$

Выражение (2.15) упростится до вида

$$r_3 = r_1' \left(\frac{x_m^2}{s_{\text{ном}} \left(\left(\frac{r_1'}{s_{\text{ном}}} \right)^2 + (x_m + x_{\sigma 1})^2 \right)} + 1 \right). \quad (2.22)$$

По аналогии с (2.16) запишем из квадратное уравнение относительно x_m , которое решаем, выбирая положительный корень

$$x_{m1,2} = \frac{-x_{\sigma 1}(r_3 - r_1') \pm \sqrt{(x_{\sigma 1}(r_3 - r_1'))^2 - \left(r_3 - r_1' \left(1 + \frac{1}{s_{\text{ном}}} \right) \right) (r_3 - r_1') \left(\frac{r_1'^2}{s_{\text{ном}}^2} - x_{\sigma 1}^2 \right)}}{r_3 - r_1' \left(1 + \frac{1}{s_{\text{ном}}} \right)}. \quad (2.23)$$

Определить x_m по выражению (2.23) не представляется возможным, если $r_1' \left(1 + \frac{1}{s_{\text{ном}}} \right) \leq r_3$.

Выводы по главе 2

Получили достаточно простой метод приближённого расчёта параметров упрощённой Т-образной СЗ АД нормального исполнения по данным справочника. Для более надёжного использования метода целесообразно исследовать вопрос о зависимости k_I и k_P от конструкции АД.

Объём предварительных знаний должен быть тем большим, чем точнее требуемая модель.

Станислав Лем, «Сумма технологий»

Глава 3.

Универсальная математическая модель трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом

3.1. Краткий обзор известных математических моделей трёхфазного трансформатора

Трёхфазный трансформатор является одним из самых распространённых и важных элементов силовых электрических схем. Для анализа режимов работы электротехнических устройств и энергетических систем с трансформатором целесообразно использование математического моделирования.

В [1] дана ММ трёхфазного группового трансформатора для случая соединения обмоток по схеме Δ/Y_0 . В групповой конструкции, в отличие от конструкции с общим для трёх фаз магнитопроводом, не учитывается магнитная связь между фазами ввиду её существенного ослабления. Таким образом, эта ММ не описывает наиболее распространённый случай, когда фазы трансформатора выполнены на одном магнитопроводе. Также в ней не учтены потери в стали.

В [38] использована ММ трёхфазного трансформатора со схемой соединения обмоток Y/Δ в предположении, что в этом случае, так как отсутствуют токи нулевой последовательности, каждую фазу трёхфазного трансформатора можно рассматривать независимо от другой, то есть как однофазный трансформатор, в том числе при несимметричной нагрузке. То есть структура уравнений ММ аналогична использованной в [1]. Потери в стали трансформатора в [38] учитываются.

При создании универсальной ММ силовых трёхфазных трансформаторов и автотрансформаторов авторы [39] приняли решение пренебречь электромагнитным взаимовлиянием обмоток разных фаз и

учитывать взаимодействие обмоток каждой фазы только с собственными магнитными потоками рассеивания и основным магнитным потоком своей фазы. Решение мотивировано несущественностью ущерба от него точности воспроизведения электромагнитных процессов. Варианты схем соединения обмоток ограничены сочетаниями Δ , Y и Y_0 . О возможных группах соединения не сообщается, как и в [1, 38].

Одним из вариантов ММ трёхфазного трансформатора в программном пакете *SIMULINK* является *Three-Phase Transformer Inductance Matrix Type (Two Windings)* [40]. Эта ММ описывает именно случай, когда фазы трансформатора выполнены на одном магнитопроводе. Учтены потери в стали. В качестве возможных схем и групп соединения обмоток заявлены: $Y_0/Y-0$, $Y_0/\Delta-1$, $Y_0/\Delta-11$, Δ/Y_0-1 , Δ/Y_0-11 .

Другая ММ трёхфазного трансформатора из пакета *SIMULINK*, именуемая *Three-Phase Transformer 12 Terminals* [41], позволяет соединять выводы обмоток фаз произвольным образом, в том числе получать все 12 групп соединений. Но составлена эта ММ из трёх моделей однофазных трансформаторов, то есть, строго говоря, не пригодна для описания трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом.

Задачей исследования в данной работе является разработка такой ММ трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом, в которой бы учитывались потери в стали и была бы возможность произвольного соединения выводов обмоток. В том числе возможность получения различных групп соединений при разнообразных сочетаниях схем соединения обмоток Δ , Y и Y_0 .

3.2. Вывод уравнений трансформатора из уравнений обобщённой электрической машины

За ММ трёхфазного трансформатора взяты электромагнитные уравнения (1.1) обобщённой электрической машины в трёхфазных заторможенных координатах α , β , γ . Заметим, что запись уравнений (1.1) для асинхронной машины выполнена по классическим канонам электромеханики, доступно изложенным в [10, стр. 21-24]. Кратко их

можно выразить в виде записи уравнений напряжения в комплексной форме для источника

$$\vec{U} = E - rI - jXI \quad (3.1)$$

и для приёмника

$$\vec{U} = rI + jXI + (-E). \quad (3.2)$$

Ввиду наиболее близкой аналогии между физическими процессами и математическим их описанием в асинхронной электрической машине и трансформаторе модифицируем уравнения (1.1). Имея в виду, что силовой трансформатор не содержит вращающихся частей, т.е. $\omega_r = 0$, совместим реальные и заторможенные оси трёхфазной системы [3]. При этом системы реальных a, b, c и заторможенных α, β, γ координат становятся абсолютно идентичными, то есть переходим к записи модели в реальных трёхфазных координатах a, b, c . Понятие обмотки статора асинхронной машины заменим на первичную обмотку трансформатора, понятие обмотки ротора – на вторичную обмотку. Заменим в обозначениях нижние индексы s на 1, а индексы r – на 2. Индексы α, β, γ заменим на a, b, c . Фазный коэффициент трансформации трансформатора находим как:

$$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{E_{01}}{E_{02}} \approx \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_2}{I_1}, \quad (3.3)$$

где: w_1, w_2 - числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; E_{01}, E_{02} - ЭДС ветви намагничивания первичной и вторичной обмотки.

После произведённых замен уравнения трёхфазного трансформатора принимают вид:

$$\begin{cases} u_{1a} = r_{1a}i_{1a} + \frac{d\Psi_{1a}}{dt} + i_{\mu a}r_m = r_{1a}i_{1a} + i_{\mu a}r_m - e_{1a}; \\ u_{1b} = r_{1b}i_{1b} + \frac{d\Psi_{1b}}{dt} + i_{\mu b}r_m = r_{1b}i_{1b} + i_{\mu b}r_m - e_{1b}; \\ u_{1c} = r_{1c}i_{1c} + \frac{d\Psi_{1c}}{dt} + i_{\mu c}r_m = r_{1c}i_{1c} + i_{\mu c}r_m - e_{1c}; \\ -u_{2a} = r_{2a}i_{2a} + \frac{d\Psi_{2a}}{dt} + i_{\mu a}r_m = r_{2a}i_{2a} + i_{\mu a}r_m - e_{2a}; \\ -u_{2b} = r_{2b}i_{2b} + \frac{d\Psi_{2b}}{dt} + i_{\mu b}r_m = r_{2b}i_{2b} + i_{\mu b}r_m - e_{2b}; \\ -u_{2c} = r_{2c}i_{2c} + \frac{d\Psi_{2c}}{dt} + i_{\mu c}r_m = r_{2c}i_{2c} + i_{\mu c}r_m - e_{2c}; \end{cases} \quad (3.4)$$

где: e_{1a}, e_{1b}, e_{1c} – ЭДС фаз первичной обмотки [10, стр. 275];

производные потокосцеплений фаз первичной обмотки с учётом приведения вторичных токов к виткам первичной обмотки:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1a}}{dt} = -e_{1a} = L_{\sigma 1a} \frac{i_{1a}}{dt} + \frac{2}{3} L_m \times \\ \times \frac{d}{dt} \left[\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right]; \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1b}}{dt} = -e_{1b} = L_{\sigma 1b} \frac{i_{1b}}{dt} + \frac{2}{3} L_m \times \\ \times \frac{d}{dt} \left[\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right]; \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1c}}{dt} = -e_{1c} = L_{\sigma 1c} \frac{i_{1c}}{dt} + \frac{2}{3} L_m \times \\ \times \frac{d}{dt} \left[\left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки:

$$\begin{aligned} u_{a01} = -e_{a01} = L_m (i_{\mu a}) \frac{2}{3} \times \\ \times \left[\left(\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2a}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{1b}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2b}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{1c}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2c}}{dt} \right) \right) \right] + \\ + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right] = \\ = L_m (i_{\mu a}) \frac{di_{\mu a}}{dt} + r_m i_{\mu a}; \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} u_{b01} = -e_{b01} = L_m (i_{\mu b}) \frac{2}{3} \times \\ \times \left[\left(\frac{di_{1b}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2b}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2a}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{1c}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2c}}{dt} \right) \right) \right] + \\ + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right] = \\ = L_m (i_{\mu b}) \frac{di_{\mu b}}{dt} + r_m i_{\mu b}; \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} u_{c01} = -e_{c01} = L_m (i_{\mu c}) \frac{2}{3} \times \\ \times \left[\left(\frac{di_{1c}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2c}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2a}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{1b}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2b}}{dt} \right) \right) \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) \right) \right] = \\
& = L_m(i_{\mu c}) \frac{di_{\mu c}}{dt} + r_m i_{\mu c}; \tag{3.10}
\end{aligned}$$

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания вторичной обмотки в соответствии с (3.3):

$$u_{a02} = -e_{a02} = \frac{w_2}{w_1} u_{a01} = -\frac{w_2}{w_1} e_{a01}; \tag{3.11}$$

$$u_{b02} = -e_{b02} = \frac{w_2}{w_1} u_{b01} = -\frac{w_2}{w_1} e_{b01}; \tag{3.12}$$

$$u_{c02} = -e_{c02} = \frac{w_2}{w_1} u_{c01} = -\frac{w_2}{w_1} e_{c01}. \tag{3.13}$$

Запишем ЭДС фаз первичной обмотки с учётом выражений (3.8) – (3.10):

$$e_{1a} = - \left(u_{a01} + L_{\sigma 1a} \frac{di_{1a}}{dt} \right); \tag{3.14}$$

$$e_{1b} = - \left(u_{b01} + L_{\sigma 1b} \frac{di_{1b}}{dt} \right); \tag{3.15}$$

$$e_{1c} = - \left(u_{c01} + L_{\sigma 1c} \frac{di_{1c}}{dt} \right). \tag{3.16}$$

Аналогично с учётом выражений (3.8) – (3.13) запишем ЭДС фаз вторичной обмотки:

$$e_{2a} = - \frac{d\Psi_{2a}}{dt} = - \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma 2a} \frac{di_{2a}}{dt} \right); \tag{3.17}$$

$$e_{2b} = - \frac{d\Psi_{2b}}{dt} = - \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma 2b} \frac{di_{2b}}{dt} \right); \tag{3.18}$$

$$e_{2c} = - \frac{d\Psi_{2c}}{dt} = - \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma 2c} \frac{di_{2c}}{dt} \right). \tag{3.19}$$

В (3.4) в соответствии с изложенными в (3.1) – (3.2) представлениями о приёмнике и источнике энергии, первичная обмотка трансформатора является приёмником энергии из сети, а вторичная обмотка трансформатора – источником энергии для нагрузки [10]. Первичное напряжение является приложенным, расходуется на падение напряжения и уравнивание ЭДС первичной обмотки. Вторичное напряжение возникает вследствие индуктирования во вторичной обмотке ЭДС.

При отсутствии подробных данных о конструкции трансформатора допустимо принять $L_{\sigma 1} = (w_1 / w_2)^2 L_{\sigma 2} = L'_{\sigma 2}$ для каждой из фаз [15, стр. 98].

3.3. Некоторые сведения о группах соединений обмоток

В основе системы групп соединения трансформаторов лежат часовые обозначения, которые показывают сдвиг фаз векторов обмотки низкого напряжения (НН) по отношению к векторам обмотки высокого напряжения (ВН) [42]. Теперь нужно определиться, какие векторы необходимо рассматривать. В литературе нет единого мнения на этот счёт: в [15, стр. 107] говорится о сдвиге фаз между линейными напряжениями первичной и вторичной обмоток, а в [10, стр. 256], напротив, - о сдвиге фаз между линейными ЭДС первичной и вторичной обмоток. Для упрощения рассмотрения будем считать, что трансформатор имеет одинаковую схему соединения обмоток ВН и НН, например, Y/Y или Δ/Δ . При этом совпадение по фазе одноимённых векторов линейных напряжений обмоток ВН и НН означает автоматически совпадение по фазе одноимённых векторов фазных напряжений. Двусмысленность ситуации заключается в том, что при рассмотрении векторных диаграмм для фазы трансформатора [10, рис. 15-1 а); 15, рис. 2.4. а)] в предположении режима холостого хода и отсутствия падения напряжений от токов в обмотках очевидно, что сонаправленными окажутся три вектора: U_2 , E_{02} и E_{01} . Вектор же U_1 будет направлен противоположно им. Упомянутые векторные диаграммы построены в предположении, что обе обмотки имеют одно и то же направление намотки, например, правое; начала и концы обмоток ВН и НН расположены одинаково, например, начала вверху. Если перестроим векторную диаграмму так, чтобы совпали по направлению векторы напряжения (это будет случай разнонаправленной намотки первичной и вторичной обмоток при одинаковом расположении выводов либо случай неодинакового расположения выводов первичной и вторичной обмоток при одинаковом направлении намотки), то противоположно направленными окажутся векторы ЭДС. Согласно [42] эти векторные диаграммы построены по теоретической системе обозначений, соответствующей (3.1) - (3.2).

По сведениям [42], в основе теории групп соединений, на которой базируется [43], лежат векторные диаграммы трансформатора при холостом ходе, построенные по практической системе векторных обозначений. В отличие от теоретической системы векторных обозначений в практической считается, что векторы: первичного напряжения U_1 , вторичного напряжения U_2 и наведённых ЭДС E_{01} и E_{02} имеют одно и то же направление, когда обе обмотки (ВН и НН) имеют одно и то же направление намотки. Положительному направлению векторов соответствует обход обмоток, начиная с концов X и x к началам A и a . Т.е. сонаправлены все четыре вектора. При этом в практической системе обозначений векторы токов I_1 и I_2 тоже сонаправлены. Т.о. в практической системе векторных обозначений вопрос о том, брать ли для определения номера группы соединений сдвиг между напряжениями или же ЭДС перестает иметь значение, т.к. фазовые сдвиги будут тождественны. Поэтому в соответствии с [43] будем рассматривать, т.к. это практически удобно, сдвиг фаз между напряжениями. Номер группы определяют величиной угла, на который вектор линейного напряжения обмотки НН отстает от вектора линейного напряжения обмотки ВН. Для определения номера группы этот угол следует разделить на 30° .

3.4. Уравнения трёхфазного трансформатора для случаев, когда не происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной

После вышеописанных преобразований уравнения ММ трёхфазного трансформатора записываются согласно [44] в виде (3.20). Здесь: u – фазное напряжение, В; i – фазный ток, А; L_σ – индуктивность рассеяния фазы обмотки, Гн; r – активное сопротивление фазы обмотки, Ом; w – количество витков в фазе обмотки. Индексы 1 обозначают принадлежность к первичной обмотке трансформатора, а индексы 2 – ко вторичной. e_{a1} , e_{b1} , e_{c1} , e_{a2} , e_{b2} и e_{c2} – ЭДС фаз первичной и вторичной обмоток [10].

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{a1} - r_{a1} i_{a1} - L_{\sigma a1} \frac{di_{a1}}{dt} = u_{a01} \\ u_{b1} - r_{b1} i_{b1} - L_{\sigma b1} \frac{di_{b1}}{dt} = u_{b01} \\ u_{c1} - r_{c1} i_{c1} - L_{\sigma c1} \frac{di_{c1}}{dt} = u_{c01} \\ e_{a2} - r_{a2} i_{a2} = u_{a2} \\ e_{b2} - r_{b2} i_{b2} = u_{b2} \\ e_{c2} - r_{c2} i_{c2} = u_{c2} \end{array} \right. , \quad (3.20)$$

где

$$\begin{aligned} e_{a1} &= - \left(u_{a01} + L_{\sigma a1} \frac{di_{a1}}{dt} \right); \\ e_{b1} &= - \left(u_{b01} + L_{\sigma b1} \frac{di_{b1}}{dt} \right); \\ e_{c1} &= - \left(u_{c01} + L_{\sigma c1} \frac{di_{c1}}{dt} \right); \\ e_{a2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma a2} \frac{di_{a2}}{dt} \right); \\ e_{b2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma b2} \frac{di_{b2}}{dt} \right); \\ e_{c2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma c2} \frac{di_{c2}}{dt} \right). \end{aligned}$$

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки при последовательном соединении главной индуктивности L_m и сопротивления r_m потерь в стали:

$$\begin{aligned} u_{a01} = -e_{a01} &= L_m (i_{\mu a}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ &+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right] = L_m (i_{\mu a}) \frac{di_{\mu a}}{dt} + r_m i_{\mu a}; \quad (3.21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{b01} = -e_{b01} &= L_m (i_{\mu b}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ &+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right] = L_m (i_{\mu b}) \frac{di_{\mu b}}{dt} + r_m i_{\mu b}; \quad (3.22) \end{aligned}$$

$$u_{c01} = -e_{c01} = L_m(i_{\mu c}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] +$$

$$+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu c}) \frac{di_{\mu c}}{dt} + r_m i_{\mu c}, \quad (3.23)$$

где i_{μ} – ток в ветви намагничивания фазы трансформатора.

Согласно [42] в основе теории групп соединений лежат векторные диаграммы трансформатора при холостом ходе, построенные по практической системе векторных обозначений. Исходя из неё, знак «+» в выражениях для e_{a2} , e_{b2} и e_{c2} соответствует случаю, когда первичная и вторичная обмотки на одном стержне расположены и навиты одинаково. Знак «–» соответствует случаю встречного направления намотки катушек или перемены начала и конца одной из обмоток относительно другой. Знак «+» нужно использовать для получения групп соединений $\Delta/Y-11$, $Y/\Delta-11$, $Y/Y-0$, $\Delta/\Delta-0$, а «–» для $\Delta/Y-5$, $Y/\Delta-5$, $Y/Y-6$, $\Delta/\Delta-6$. Вместо схемы Y может быть использована Y_0 .

Описанная ММ трёхфазного трансформатора применима для конструкции с общим для всех фаз сердечником, в т.ч. при несимметрии питающих напряжений, несимметрии параметров фаз обмоток трансформатора (при условии одинаковости для всех фаз L_m и r_m) и несимметрии нагрузки. Учитывается насыщение магнитной цепи от основного магнитного потока. В трансформаторе (для простоты рассматриваем стержневой магнитопровод) основной магнитный поток каждой фазы проходит по своему стержню. В ММ трансформатора уместно пользоваться для каждой фазы своим током намагничивания, т. е. тремя зависимостями $L_m(I_{\mu a})$, $L_m(I_{\mu b})$, $L_m(I_{\mu c})$ [19] (см. главу 5). Именно такой подход позволяет корректно учесть особенности гармонического состава напряжений и токов фаз при различных вариантах схем соединения обмоток [10] (пример результатов моделирования приведён в таблице 3.1).

Таблица 3.1

Гармонический состав напряжений и токов модели трёхфазного трансформатора 240 кВА Δ/Y -11 в номинальном режиме при питании первичной обмотки синусоидальным линейным напряжением и учёте нелинейности кривой намагничивания

f , Гц	U_{1mf} , В	U_{2mf} , В	U_{2ml} , В	I_{1mf} , А	I_{1ml} , А	I_{2mf} , А	I_{2ml} , А
50	1661,0	316,5	548,4	99,5	171,4	473,7	3,1
150	0	2,7	0	5,6	0	0	0
450	0	8,6	0	6,2	0	1,9	0

Результаты моделирования установившегося режима работы трансформатора мощностью 240 кВА с соединением обмоток по схеме Δ/Y -11 при питании от автономного инвертора напряжения (АИН) по схеме, рис. 3.1 (диоды защиты транзисторов на рисунке не показаны), приведены на рис. 3.2. Они хорошо совпадают с теоретическими диаграммами напряжений, рис. 3.3, выполненными согласно [45, 46]. Некоторые различия в формах напряжений вторичной обмотки обусловлены влиянием падения напряжения ввиду протекания тока нагрузки в случае на рис. 3.2, тогда как на рис. 3.3 показан режим холостого хода.

На рис. 3.3 приняты обозначения: φ_1 – потенциал входной клеммы соответствующей фазы первичной обмотки относительно земли; $k_{тр}$ – фазный коэффициент трансформации.

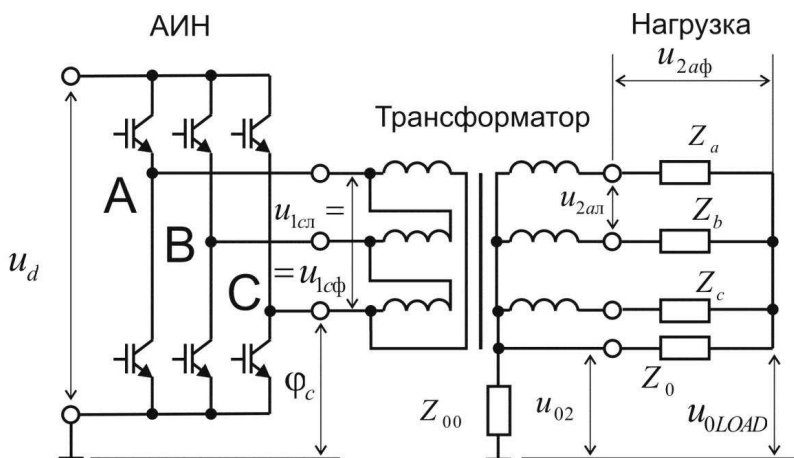


Рис. 3.1. Электрическая принципиальная схема включения трёхфазного трансформатора питания собственных нужд магистрального электровоза

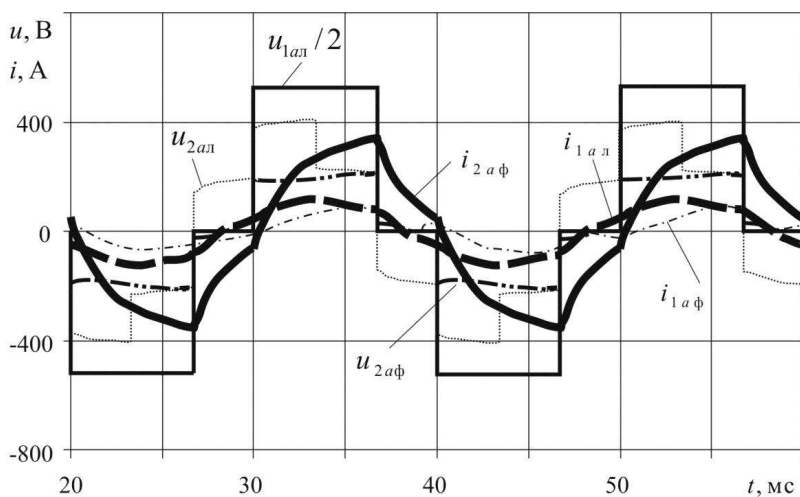


Рис. 3.2. Результаты моделирования токов и напряжений трансформатора 240 кВА $\Delta/Y-11$

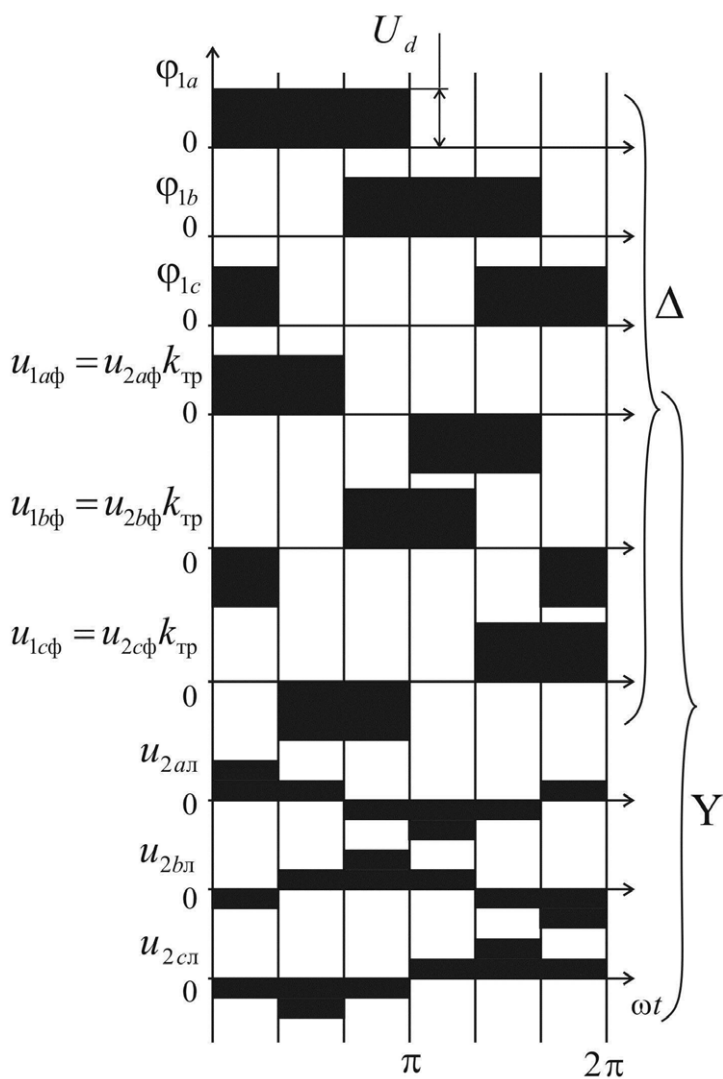


Рис. 3.3. Теоретические диаграммы напряжений при питании трансформатора $\Delta/Y-11$ от двухуровневого АИН

3.5. Уравнения трёхфазного трансформатора для случаев, когда происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной

Возможны варианты записи уравнений ММ трансформатора для случаев, когда происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной [47, 48]. Изменим выражения (3.21)–(3.23) путём замены фазных индексов a, b, c при токах вторичной обмотки и их производных соответственно на b, c, a .

$$u_{a01} = -e_{a01} = L_m (i_{\mu a}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]; \quad (3.24)$$

$$u_{b01} = -e_{b01} = L_m (i_{\mu b}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]; \quad (3.25)$$

$$u_{c01} = -e_{c01} = L_m (i_{\mu c}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right]; \quad (3.26)$$

Иначе говоря, такая замена индексов фаз производится при вводе сигналов с ММ вторичной обмотки в ММ первичной обмотки. Кроме этого необходимо в комментариях к системе уравнений (3.20) произвести следующие замены:

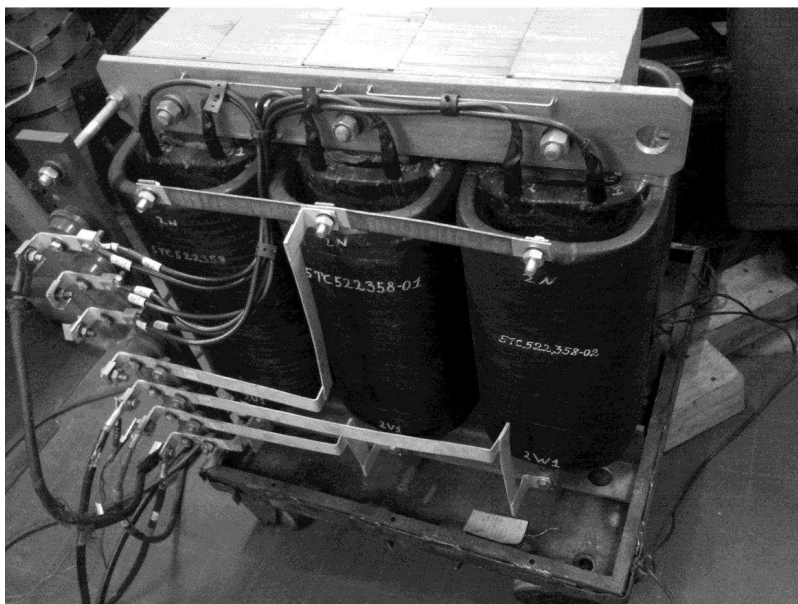
$$\begin{aligned} e_{a2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma a2} \frac{di_{a2}}{dt} \right); \\ e_{b2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma b2} \frac{di_{b2}}{dt} \right); \\ e_{c2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma c2} \frac{di_{c2}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (3.27)$$

То есть индексы при падении напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки каждой фазы u_{01} заменены: в фазе a на c , в фазе b на a , в фазе c на b . Здесь имеет место ввод сигналов с ММ пер-

вичной обмотки в ММ вторичной обмотки, чем и объясняется обратная замена индексов фаз: b, c, a при u_{01} соответственно на a, b, c .

В варианте ММ с использованием (3.24)–(3.27) знак «+» перед правыми частями выражений (3.27) нужно применять для получения групп соединений $\Delta/Y-7, Y/\Delta-7, Y/Y-8, \Delta/\Delta-8$, а «-» для $\Delta/Y-1, Y/\Delta-1, Y/Y-2, \Delta/\Delta-2$.

На рис. 3.4 показан общий вид трансформатора Т-164 номинальной мощностью 130 кВА. Трехфазный трансформатор Т-164 предназначен для гальванического разделения и преобразования напряжения канала блока питания вспомогательных цепей в напряжение питания потребителей собственных нужд электровоза. Схема и группа соединений обмоток – Δ/Y_0-7 .



**Рис. 3.4. Общий вид трансформатора Т-164.
Схема и группа соединений обмоток – Δ/Y_0-7**

Заключительным вариантом видоизменения выражений (3.21)–(3.23) является замена фазных индексов a, b, c при токах вторичной

обмотки и их производных соответственно на c , a , b , в результате чего получим (3.28)–(3.30).

$$u_{a01} = -e_{a01} = L_m (i_{\mu a}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right]; \quad (3.28)$$

$$u_{b01} = -e_{b01} = L_m (i_{\mu b}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right]; \quad (3.29)$$

$$u_{c01} = -e_{c01} = L_m (i_{\mu c}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] + \\ + r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]; \quad (3.30)$$

Также нужно в комментариях к системе уравнений (3.20) произвести замены индексов фаз при падении напряжения u_{01} в ветви намагничивания первичной обмотки: в фазе a на b , в фазе b на c , в фазе c на a :

$$e_{a2} = \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma a2} \frac{di_{a2}}{dt} \right); \\ e_{b2} = \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma b2} \frac{di_{b2}}{dt} \right); \\ e_{c2} = \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma c2} \frac{di_{c2}}{dt} \right). \quad (3.31)$$

В варианте ММ с использованием (3.28)–(3.31) знак «+» перед правыми частями выражений (3.31) нужно применять для получения групп соединений $\Delta/Y-3$, $Y/\Delta-3$, $Y/Y-4$, $\Delta/\Delta-4$, а «-» для $\Delta/Y-9$, $Y/\Delta-9$, $Y/Y-10$, $\Delta/\Delta-10$.

3.6. Компьютерная модель трёхфазного трансформатора

При отладке компьютерной модели по уравнениям (3.20)–(3.31) в смысле соответствия группе соединения, нужно проверять результаты в режиме холостого хода трансформатора по фазовым сдвигам напряжений первичной и вторичной обмоток, а также результаты в режиме

работы под нагрузкой для оценки соотношения величин тока первичной обмотки и приведённого тока во вторичной обмотке.

На рис. 3.5 – 3.10 показана компьютерная модель фазы *A* трансформатора с $\Delta/Y-7$, реализованная в *OrCAD*. Соответствие обозначений параметров в компьютерной реализации модели обозначениям в математическом описании дано в таблице 3.2.

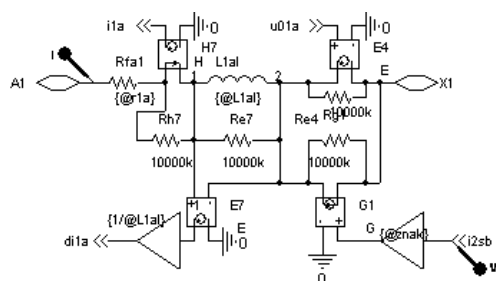


Рис. 3.5. Модель первичной обмотки фазы *A* трансформатора с $\Delta/Y-7$

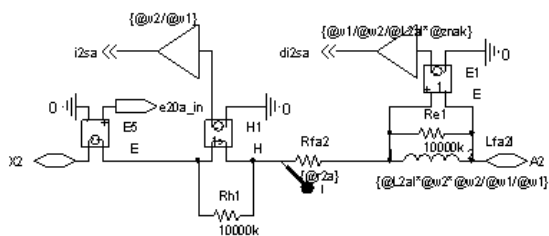


Рис. 3.6. Модель вторичной обмотки фазы *A* трансформатора с $\Delta/Y-7$

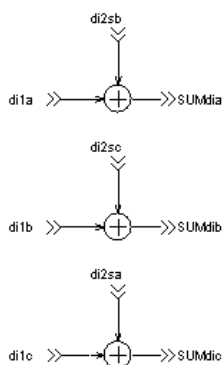


Рис. 3.7. Суммы производных токов фаз трансформатора с $\Delta/Y-7$

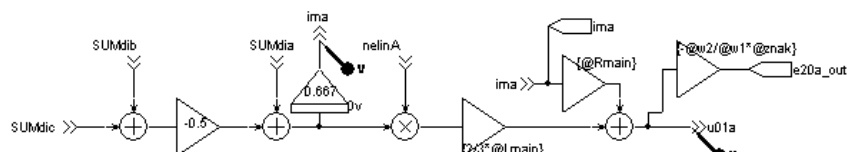


Рис. 3.8. Модель ветви намагничивания фазы A трансформатора с $\Delta/Y-7$

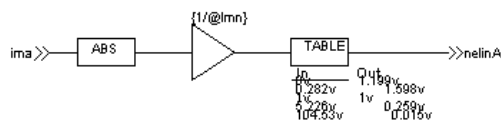


Рис. 3.9. Модель нелинейности кривой намагничивания фазы A

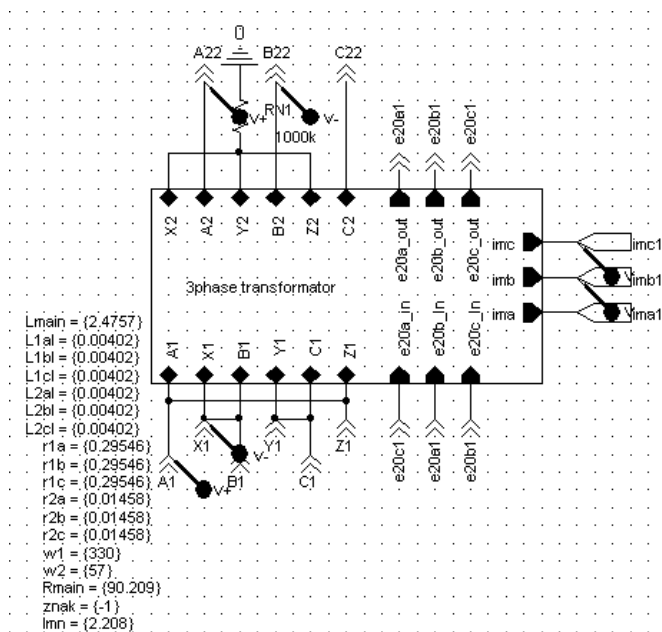


Рис. 3.10. Иерархический блок, символизирующий модель трёх-
фазного трансформатора Т-164 со схемой и группой соединения
 Δ/Y -7. Слева приведён список параметров, значения которых пе-
редаются во внутренние схемы (рис. 3.5 – 3.10) иерархического
блока

Таблица 3.2

Соответствие обозначений параметров в компьютерной реализа-
ции модели обозначениям в математическом описании

№ п/п	Обозначение параметра в блоке <i>PARAMETERS</i>	Обозначение параметра в математическом описании
1	2	3
1	L_{main}	L_m
2	$L1a1$	$L_{\sigma a1}$
3	$L1b1$	$L_{\sigma b1}$
4	$L1c1$	$L_{\sigma c1}$

1	2	3
5	$L2al$	$L'_{aa2} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{aa2}$
6	$L2bl$	$L'_{ab2} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{ab2}$
7	$L2cl$	$L'_{ac2} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{ac2}$
8	$Rmain$	r_m
9	$r1a$	r_{1a}
10	$r1b$	r_{1b}
11	$r1c$	r_{1c}
12	$r2a$	r_{2a}
13	$r2b$	r_{2b}
14	$r2c$	r_{2c}
15	$w1$	w_1
16	$w2$	w_2
17	$Znak$ (принимает значения -1 или 1)	Соответственно знак «+» или «-» в выражении для e_{a2}
18	Imn	Амплитудное значение тока холостого хода трансформатора (близко к амплитудному значению тока намагничивания трансформатора в номинальном режиме), А

3.7. Расчёт параметров модели трансформатора

Параметрами в электромеханике принято именовать коэффициенты перед зависимыми переменными в уравнениях модели модели [2]. Для трансформаторов, параметрами являются активные сопротивления и индуктивности. Обращаем внимание, что формулы п. 3.6 относятся к трёхфазным трансформаторам. При пользовании аналогичными выражениями для расчёта параметров однофазного трансформатора необходимо обращать внимание на количество фаз, участвующее в выражении, то есть везде исключать из выражений «3».

Индуктивности рассеяния

Полагая, что индуктивность рассеяния фазы вторичной обмотки, приведённая к первичной обмотке, равна индуктивности рассеяния фазы первичной обмотки трансформатора, т.е. $L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2}$, имеем:

$$L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2} = \frac{1}{4\pi f} \cdot \frac{U_{\text{кр}\%}}{100\%} \cdot \frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} \Gamma_{\text{н}}, \quad (3.32)$$

где: $S_{\text{ном}}$ - мощность трансформатора на стороне первичной обмотки в номинальном режиме, ВА;

$U_{\text{лфном}}$ - номинальное действующее значение напряжения фазы первичной обмотки трансформатора, В

Полная индуктивность фазы первичной обмотки от основного магнитного потока, учитывающая наличие токов в других фазах

$$\begin{aligned} L_m &= \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{U_{\text{лхх}}}{I_{\text{хх}}} = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{U_{\text{лфном}}}{I_{\text{хх}\%} \cdot I_{\text{лфном}}/100\%} = \\ &= \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{100\%}{I_{\text{хх}\%}} \cdot \frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} \Gamma_{\text{н}} \end{aligned} \quad (3.33)$$

где $I_{\text{хх}\%}$ - значение тока холостого хода трансформатора, %.

Активное сопротивление обмотки в нагретом состоянии при температуре t , °C

$$r = r_{20^\circ\text{C}} \cdot \frac{C + t}{C + 20}, \text{ Ом} \quad (3.34)$$

где: $r_{20^\circ\text{C}}$ - сопротивление фазы обмотки при 20 °C;

для меди $C = 235$;

для алюминия $C = 245$.

Абсолютное значение амплитуды тока холостого хода

$$I_{\text{ххm}} = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{хх}\%}}{100\%} \cdot \frac{S_{\text{ном}}}{3U_{\text{лфном}}}, \text{ А} \quad (3.35)$$

Активное сопротивление ветви намагничивания при его последовательном включении с главной индуктивностью

$$r_m = \frac{3U_{1\text{ном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \frac{P_{\text{СТ}}^*}{I_{\text{XX}}^2}^*, \text{ Ом} \quad (3.36)$$

где $P_{\text{СТ}}^*$ – относительное значение потерь в стали.

Для трёхфазных силовых трансформаторов в диапазоне мощностей 25-20000 кВА $P_{\text{СТ}}^* = 0,005 \div 0,0006$ [15, стр. 98].

3.8. Расчёт параметров эквивалентной схемы нагрузки модели трёхфазного трансформатора

Для тестирования модели трёхфазного трансформатора необходимо нагрузить её на номинальную нагрузку. Используем для этого эквивалентную схему, составленную по типу изображённой на рис. 3.5.

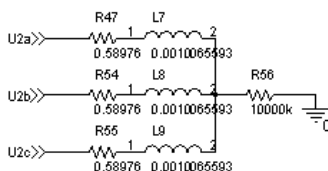


Рис. 3.5. Пример тестовой схемы для нагружения компьютерной модели трёхфазного трансформатора

Сопротивление фазы нагруженного трансформатора в номинальном режиме находим упрощённо, пренебрегая ветвью намагничивания за малость тока в ней:

$$Z_{\text{ном}} = R_{\text{ном}} + jX_{\text{ном}} \Rightarrow r'_{\text{нагр}} + jX'_{\text{нагр}} + r_k + jX_k, \quad (3.37)$$

где r_k и X_k - составляющие сопротивления короткого замыкания.

В выражении (3.37) параметры нагрузки приведены к первичной обмотке трансформатора.

Активное сопротивление фазы нагрузки в номинальном режиме

$$r_{\text{нагр}} = \left(\frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \cos \varphi_{\text{ном}} - r_1 \right) \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 - r_2, \quad (3.38)$$

где $\cos \varphi_{\text{ном}}$ - коэффициент мощности трансформатора в номинальном режиме;

$S_{\text{ном}}$ - номинальная мощность трансформатора, ВА.

Индуктивность фазы нагрузки в номинальном режиме

$$L_{\text{нагр}} = \left(\frac{3U_{\text{лфном}}^2}{2\pi f S_{\text{ном}}} \cdot \sin \varphi_{\text{ном}} - (L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}) \right) \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2. \quad (3.39)$$

3.9. Примеры расчёта параметров трёхфазных трансформаторов питания собственных нужд магистральных электровозов

Исходные данные для моделирования трёхфазного трансформатора ADTranz (электровоз ЭП10)

Номинальная частота питающего напряжения $f = 50 \text{ Гц}$.

Номинальная мощность $S_{\text{ном}} = 220 \text{ кВА}$.

Схема и группа соединения Δ/Y_0-11 .

Номинальное линейное напряжение обмотки ВН $U_{\text{лном}} = 820 \text{ В}$.

Линейное напряжение обмотки НН при номинальной нагрузке $U_{2\text{лном}} = 380 \text{ В}$.

Число витков обмотки ВН $w_1 = 152$.

Число витков обмотки НН $w_2 = 43$.

Индукция в стержне $B = 1,35 \text{ Тл}$.

Сечение магнитопровода стержня $(190 \times 100) \text{ мм}$.

Сопротивление обмотки ВН при температуре 20°C $r_{120^\circ \text{C}} = 0,0705 \text{ Ом}$.

Сопротивление обмотки НН при температуре 20°C $r_{220^\circ \text{C}} = 0,0105 \text{ Ом}$.

Коэффициент мощности в номинальном режиме $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,85$.

Напряжение короткого замыкания $U_{\text{к\%}} = (10 \div 12)\%$.

Ток холостого хода $I_{XX\%} \geq 3\%$.

Материал обмоток – медь.

Рассчитаем индуктивности рассеяния

$$L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2} = \frac{1}{4\pi f} \cdot \frac{U_{KP\%}}{100\%} \cdot \frac{3U_{I\Phi\text{ном}}^2}{S_{\text{ном}}} = \frac{1}{4\pi \cdot 50} \cdot \frac{(9,48 \div 11,57)}{100\%} \cdot \frac{3 \cdot 820^2}{220000} = \\ = (0,00138 \div 0,00169) \text{ Гн}$$

Примем индуктивности рассеяния как среднее арифметическое вычисленных значений

$$L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2} = \frac{0,00138 + 0,00169}{2} = 0,001535 \text{ Гн.}$$

Для определения $U_{KP\%}$ найдём активное сопротивление короткого замыкания трансформатора при температуре обмоток 140 °С:

$$r_K = r_{140^\circ\text{C}} + r'_{240^\circ\text{C}} = r_{140^\circ\text{C}} + \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 r_{240^\circ\text{C}} = \\ = 0,1037 + \left(\frac{152}{43} \right)^2 0,0154 = 0,2961 \text{ Ом,}$$

где :

$$r_{140^\circ\text{C}} = r_{20^\circ\text{C}} \frac{235 + 140}{235 + 20} = 0,0705 \frac{235 + 140}{235 + 20} = 0,1037 \text{ Ом;}$$

$$r'_{240^\circ\text{C}} = r_{20^\circ\text{C}} \frac{235 + 140}{235 + 20} = 0,0105 \frac{235 + 140}{235 + 20} = 0,0154 \text{ Ом.}$$

Номинальный ток фазы обмотки ВН

$$I_{I\Phi\text{ном}} = \frac{S_{\text{ном}}}{3U_{I\Phi\text{ном}}} = \frac{220000}{3 \cdot 820} = 89,4 \text{ А.}$$

Эквивалентное сопротивление трансформатора в номинальном режиме

$$Z_{\text{ном}} = \frac{U_{I\Phi\text{ном}}}{I_{I\Phi\text{ном}}} = \frac{820}{89,4} = 9,172 \text{ Ом.}$$

Относительное значение активной составляющей сопротивления короткого замыкания

$$r_K^* = \frac{r_K}{Z_{\text{ном}}} = \frac{0,2961}{9,172} = 0,032 \text{ о.е.}$$

Относительное значение реактивной составляющей сопротивления короткого замыкания

$$X_K^* = \sqrt{\left(\frac{U_{K\%}}{100\%}\right)^2 - r_K^{*2}} = \sqrt{\left(\frac{(10 \div 12)\%}{100\%}\right)^2 - 0,032^2} = (0,0948 \div 0,1157) \text{ о.е.}$$

$$U_{\text{кр}\%} = 100\% \cdot X_K^* = 100\% \cdot (0,0948 \div 0,1157) = (9,48 \div 11,57)\%.$$

Рассчитаем полную индуктивность фазы первичной обмотки от основного магнитного потока, учитывающую наличие токов в других фазах

$$L_m = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{100\%}{I_{\text{XX}\%}} \cdot \frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50} \cdot \frac{100\%}{3\%} \cdot \frac{3 \cdot 820^2}{220000} = 0,97287 \text{ Гн.}$$

Активное сопротивление ветви намагничивания при его последовательном включении с главной индуктивностью

$$r_m = \frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \frac{P_{\text{СТ}}^*}{I_{\text{XX}}^{*2}} = \frac{3 \cdot 820^2}{220000} \cdot \frac{0,005}{0,03^2} = 50,939 \text{ Ом.}$$

Рассчитаем амплитудное значение тока холостого хода

$$I_{\text{XXm}} = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{XX}\%}}{100\%} \cdot \frac{S_{\text{ном}}}{3U_{\text{лфном}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{3\%}{100\%} \cdot \frac{220000}{3 \cdot 820} = \sqrt{2} \cdot 2,683 = 3,794 \text{ А.}$$

Рассчитаем активное сопротивление фазы нагрузки в номинальном режиме

$$\begin{aligned} r_{\text{нагр}} &= \left(\frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \cos \varphi_{\text{ном}} - r_{140^\circ\text{C}} \right) \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 - r_{2140^\circ\text{C}} = \\ &= \left(\frac{3 \cdot 820^2}{220000} \cdot 0,85 - 0,1037 \right) \left(\frac{43}{152} \right)^2 - 0,0154 = 0,6 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Угол между векторами тока и напряжения фазы обмотки ВН при номинальной нагрузке составляет $\varphi_{\text{ном}} = 31,788^\circ$.

Рассчитаем индуктивность фазы нагрузки в номинальном режиме

$$L_{\text{нагр}} = \left(\frac{3U_{\text{лфном}}^2}{2\pi f S_{\text{ном}}} \cdot \sin \varphi_{\text{ном}} - (L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}) \right) \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 =$$

$$= \left(\frac{3 \cdot 820^2}{2\pi \cdot 50 \cdot 220000} \cdot 0,527 - (2 \cdot 0,001535) \right) \left(\frac{43}{152} \right)^2 = 0,000985 \text{ Гн.}$$

Исходные данные для моделирования трёхфазного трансформатора ВЭЛНИИ

Номинальная частота питающего напряжения $f = 50 \text{ Гц}$.

Номинальная мощность $S_{\text{ном}} = 240 \text{ кВА}$.

Схема и группа соединения Δ/Y_0-11 .

Номинальное линейное напряжение обмотки ВН $U_{\text{лнном}} = 1170 \text{ В}$.

Линейное напряжение обмотки НН при номинальной нагрузке $U_{\text{2лном}} = 380 \text{ В}$.

Линейное напряжение обмотки НН при холостом ходе $U_{\text{2лхх}} = 415 \text{ В}$.

Число витков обмотки ВН $w_1 = 176$.

Число витков обмотки НН $w_2 = 36$.

Индукция в стержне $B = 1,4 \text{ Тл}$.

Сечение магнитопровода стержня $218,88 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$.

Сопротивление обмотки ВН при температуре 20°C $r_{\text{120}^\circ \text{C}} = 0,097 \text{ Ом}$.

Сопротивление обмотки НН при температуре 20°C $r_{\text{220}^\circ \text{C}} = 0,0047 \text{ Ом}$.

Сопротивление обмотки ВН при температуре 140°C $r_{\text{140}^\circ \text{C}} = 0,147 \text{ Ом}$.

Сопротивление обмотки НН при температуре 140°C $r_{\text{2140}^\circ \text{C}} = 0,0113 \text{ Ом}$.

Индуктивное сопротивление короткого замыкания $X_K = 1,55 \text{ Ом}$.

Напряжение короткого замыкания $U_{\text{К\%}} = 9,46\%$.

Активная составляющая напряжения короткого замыкания $U_{\text{КА\%}} = 2,45\%$.

Реактивная составляющая напряжения короткого замыкания

$$U_{\text{КР}\%} = 9,14\%.$$

Материал обмоток – медь.

Допущения

Полагаем по аналогии с трансформатором поставки фирмы *ADTranz*:

ток холостого хода $I_{\text{ХХ}\%} \geq 3\%$;

коэффициент мощности в номинальном режиме $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,85$.

Рассчитаем индуктивности рассеяния

$$\begin{aligned} L_{\sigma 1} = L'_{\sigma 2} &= \frac{1}{4\pi f} \cdot \frac{U_{\text{КР}\%}}{100\%} \cdot \frac{3U_{1\text{фном}}^2}{S_{\text{ном}}} = \\ &= \frac{1}{4\pi \cdot 50} \cdot \frac{9,14}{100\%} \cdot \frac{3 \cdot 1170^2}{240000} = 0,00249 \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Рассчитаем полную индуктивность фазы первичной обмотки от основного магнитного потока, учитывающую наличие токов в других фазах

$$L_m = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{100\%}{I_{\text{ХХ}\%}} \cdot \frac{3U_{1\text{фном}}^2}{S_{\text{ном}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50} \cdot \frac{100\%}{3\%} \cdot \frac{3 \cdot 1170^2}{240000} = 1,8156 \text{ Гн.}$$

Активное сопротивление ветви намагничивания при его последовательном включении с главной индуктивностью

$$r_m = \frac{3U_{1\text{фном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \frac{P_{\text{СТ}}^*}{I_{\text{ХХ}}^2} = \frac{3 \cdot 1170^2}{240000} \cdot \frac{0,005}{0,03^2} = 95,063 \text{ Ом.}$$

Рассчитаем амплитудное значение тока холостого хода

$$I_{\text{ХХм}} = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{ХХ}\%}}{100\%} \cdot \frac{S_{\text{ном}}}{3U_{1\text{фном}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{3\%}{100\%} \cdot \frac{240000}{3 \cdot 1170} = \sqrt{2} \cdot 2,051 = 2,901 \text{ А.}$$

Рассчитаем активное сопротивление фазы нагрузки в номинальном режиме

$$r_{\text{нагр}} = \left(\frac{3U_{\text{лфном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \cos \varphi_{\text{ном}} - r_{1,40^\circ\text{C}} \right) \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 - r_{2,140^\circ\text{C}} =$$

$$= \left(\frac{3 \cdot 1170^2}{240000} \cdot 0,85 - 0,147 \right) \left(\frac{36}{176} \right)^2 - 0,0113 = 0,5911 \text{ Ом.}$$

Угол между векторами тока и напряжения фазы обмотки ВН при номинальной нагрузке составляет $\varphi_{\text{ном}} = 31,788^\circ$.

Рассчитаем индуктивность фазы нагрузки в номинальном режиме

$$L_{\text{нагр}} = \left(\frac{3U_{\text{лфном}}^2}{2\pi f S_{\text{ном}}} \cdot \sin \varphi_{\text{ном}} - (L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}) \right) \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 =$$

$$= \left(\frac{3 \cdot 1170^2}{2\pi \cdot 50 \cdot 240000} \cdot 0,527 - (2 \cdot 0,00249) \right) \left(\frac{36}{176} \right)^2 = 0,000993 \text{ Гн.}$$

Выводы по главе 3

1. Разработана универсальная математическая модель трёх-фазного трансформатора с единым магнитопроводом для двенадцати стандартных групп соединений при схемах обмоток звезда и треугольник.
2. Модель позволяет учитывать потери в стали. Учёт нелинейности кривой намагничивания производится индивидуально для каждой фазы, чем достигается корректность моделирования гармонического состава напряжений и токов фаз.
3. Компьютерная реализация модели средствами *Pspice* предоставляет двенадцать выводов обмоток, чем достигается возможность её использования при произвольной схеме соединений.

К решению обыкновенных дифференциальных уравнений приводит большинство реальных научно-технических задач. Поэтому естественной является отработка методики решения этих уравнений.

Г.А. Сипайлов, А.В. Лоос, «Математическое моделирование электрических машин (АВМ)»

Глава 4.

Математические и компьютерные модели однофазного трансформатора

4.1. Математическая модель однофазного двухобмоточного трансформатора

По аналогии с (3.20) запишем уравнения модели однофазного двухобмоточного трансформатора.

$$\begin{cases} u_1 - r_1 i_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = u_{01}, \\ e_2 - r_2 i_2 = u_2 \end{cases}, \quad (4.1)$$

где:

$$\begin{aligned} e_1 &= - \left(u_{01} + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} \right); \\ e_2 &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{01} + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} \right). \end{aligned} \quad (4.2)$$

В однофазном трансформаторе упрощается запись u_{01} :

$$u_{01} = L_m \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{di_2}{dt} \right) + r_m \left(i_1 + \frac{w_1}{w_2} \cdot i_2 \right) = L_m \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu. \quad (4.3)$$

Для группы соединения I/I-0 следует выбрать знак «+», а для I/I-6 знак «-» при e_2 в (4.2).

Модель однофазного трансформатора может быть использована для моделирования каждой фазы группового трёхфазного трансформатора, составленного из трёх конструктивно самостоятельных однофазных. В групповой конструкции, в отличие от конструкции с общим для трёх фаз магнитопроводом, пренебрегаем магнитной связью между фазами ввиду её существенного ослабления.

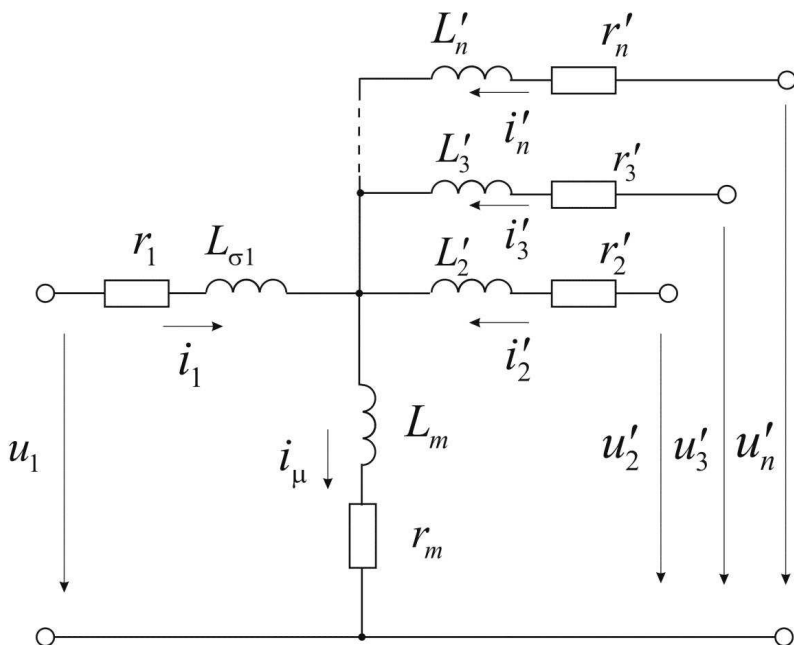


Рис. 4.1. Схема замещения однофазного многообмоточного трансформатора

$$\begin{aligned}
 e_1 &= - \left(u_{01} + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} \right); \\
 e_2 &= \pm \left(\frac{w_2}{w_1} u_{01} + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} \right); \\
 &\dots\dots\dots \\
 e_n &= \pm \left(\frac{w_n}{w_1} u_{01} + L_{\sigma n} \frac{di_n}{dt} \right).
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Падение напряжения в ветви намагничивания схемы замещения
ОМТ

$$\begin{aligned}
 u_{01} &= L_m (i_\mu) \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{w_n}{w_1} \cdot \frac{di_n}{dt} \right) + \\
 &+ r_m \left(i_1 + \frac{w_2}{w_1} \cdot i_2 + \dots + \frac{w_n}{w_1} \cdot i_n \right) = L_m (i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

В правых частях выражений (4.5) для $e_2 \dots e_n$ при группе соединения I/I – 0 следует выбирать знак «+», а при группе соединения I/I – 6 знак «-». Причём, для одной обмотки может быть использован «+», а в это же самое время для другой обмотки знак «-», если так предусмотрено конструкцией трансформатора.

4.3. Компьютерная модель однофазного трансформатора с дополнительным выводом (отпайкой) в средней точке вторичной обмотки

Однофазный трансформатор с отпайкой в средней точке вторичной обмотки является частным случаем ОМТ, используемым, например, для питания однофазных двухполупериодных выпрямителей, выполненных по нулевой схеме [51, 52]. На схеме рис. 4.2 показан пример использования такого трансформатора на электровозе постоянного тока для поддержания тока I_e обмоток возбуждения ОБ1 и ОБ2 током I_{rectif} при пропадании напряжения в контактной сети и, как следствие, спаде I_a тока якорей Я1 и Я2 тяговых электродвигателей.

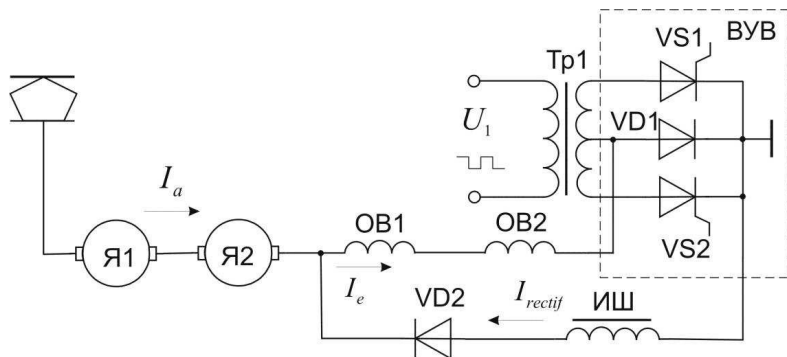


Рис. 4.2. Схема, иллюстрирующая использование однофазного трансформатора с отпайкой в средней точке вторичной обмотки для питания выпрямителя управления возбуждением на электровозе постоянного тока с коллекторными тяговыми двигателями

Ток I_{rectif} индуцируется приложением к первичной обмотке трансформатора Tr1 переменного напряжения U_1 в форме меандра. Устройство в составе тиристоров $VS1$, $VS2$ и диода $VD1$ называется выпрямителем управления возбуждением (ВУВ). ИШ – индуктивный шунт, то есть дроссель с ферромагнитным сердечником.

Далее приведена структура компьютерной модели однофазного трансформатора с отпайкой в средней точке вторичной обмотки. Компьютерная модель выполнена в среде *OrCAD 9.2* в виде иерархического блока с внутренним содержимым, представленным на рис. 4.3 – 4.5. На рис. 4.3 – $I_{\mu ном}$ действующее значение тока намагничивания трансформатора в номинальном режиме.

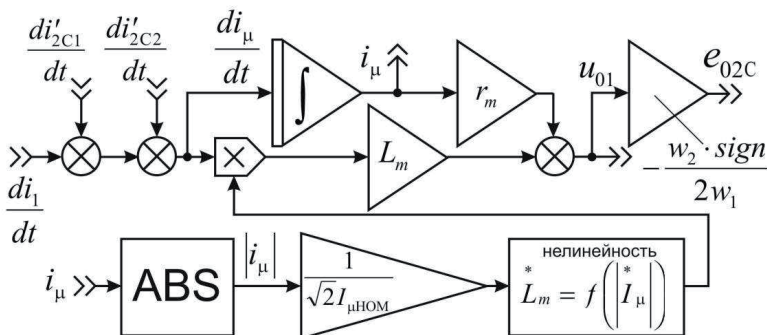


Рис. 4.3. Структурная схема для моделирования ЭДС e_{02C} и напряжения u_{01} ветви намагничивания при последовательном соединении в ней активного сопротивления r_m и индуктивности L_m

На рис. 4.3 и 4.4 коэффициент $sign$ должен быть задан равным «1» (для получения группы соединений I/I-6) или «-1» (для получения группы соединений I/I-0). Задание нелинейности на рис. 4.2 производится согласно [19] (см. главу 5). На рис. 4.3 – 4.5 индекс С обозначает принадлежность к секции вторичной обмотки.

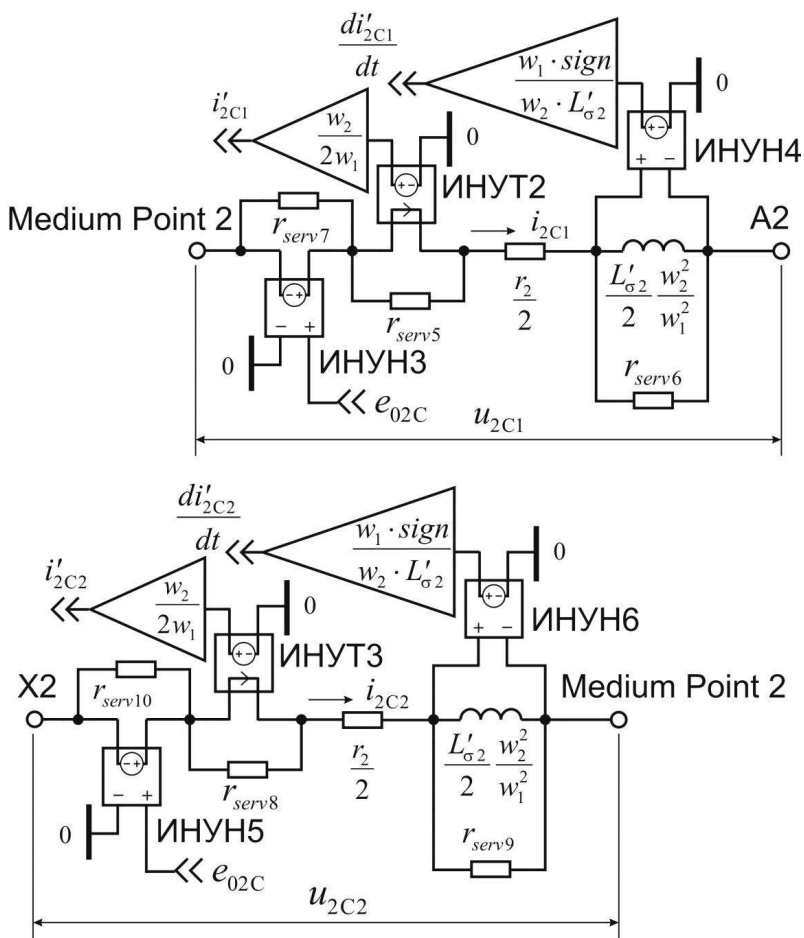


Рис. 4.4. Модель вторичной обмотки с отпайкой в средней точке

r_{serv} - активные сопротивления служебного назначения: r_{serv4} порядка 1 мкОм или менее, остальные порядка 1 – 10 МОм или более. Другие обозначения на рис. 4.3 – 4.5 общепринятые.

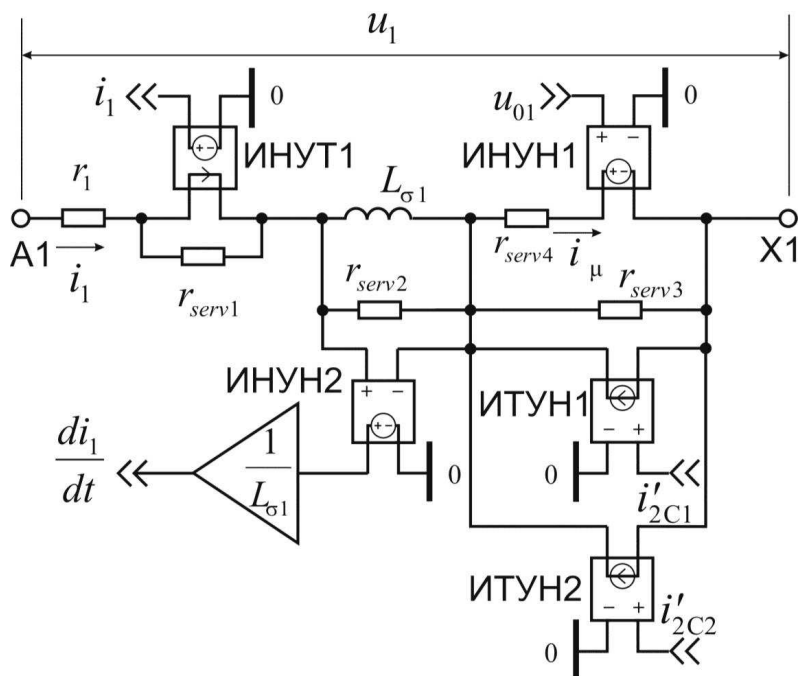


Рис. 4.5. Модель первичной обмотки

Компьютерная модель на рис. 4.3 – 4.5 обладает свойством универсальности в том смысле, что может быть использована и для моделирования однофазного двухобмоточного трансформатора, если нагрузку включить между клеммами А2 и Х2, не используя для подключений отпайку вторичной обмотки: $u_2 = u_{2C1} + u_{2C2}$.

Исходя из вышесказанного, одним из способов проверки правильности функционирования собранной согласно рис. 4.3 – 4.5 компьютерной модели может быть сопоставление результатов моделирования с аналогичными для отлаженной модели однофазного двухмоточного трансформатора, полученными при прочих равных условиях, если отпайка на вторичной обмотке не задействована, а нагрузка включена между клеммами A2 и X2 (см. рис. 4.4).

4.4. Пример расчёта параметров Т-образной схемы замещения однофазного трансформатора

Данный раздел имеет целью продемонстрировать способ расчёта параметров Т-образной схемы замещения однофазного трансформатора по ограниченному опытному данным с учётом положений теоретических основ электротехники [53].

Имеется однофазный трёхобмоточный трансформатор, предназначенный для использования в составе преобразователя собственных нужд электровоза постоянного тока, в котором числа витков обмоток составляют: $w_1 = 30$; $w_2 = 28$; $w_3 = 10$. Обмотки 2 и 3 соединены последовательно, образуя единую обмотку 2-3 с числом витков $w_{23} = 28 + 10 = 38$. Таким образом, дальнейший расчёт ведётся для однофазного двухобмоточного трансформатора.

По измерениям в холодном состоянии известно, что активные сопротивления обмоток составляют: $r_{1_{20^\circ}} = 5,9...5,8$ мОм, $r_{23_{20^\circ}} = 7$ мОм. Определим активные сопротивления обмоток в нагретом состоянии при температуре 115° по следующей формуле:

$$r_i = r_{i_{t_0}} \frac{t + C}{t_0 + C},$$

где $t = 20^\circ \text{C}$ - температура окружающей среды;

$t = 115^\circ \text{C}$ - температура обмотки в нагретом состоянии;

$C = 235^\circ \text{C}$ - температурный коэффициент для меди.

$$r_{1_{115^\circ}} = (5,9...5,8) \cdot 10^{-3} \cdot \frac{115 + 235}{20 + 235} = (8,098...7,961) \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$r_{23_{115^\circ}} = 7 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{115 + 235}{20 + 235} = 9,608 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Среднеарифметические значения активных сопротивлений:

$$r_{1_{115^\circ}} = 8,03 \text{ мОм}, \quad r_{23_{115^\circ}} = 9,608 \text{ мОм}.$$

Экспериментально полученные значения индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора: $L_1 = 20...25$ мкГн, $L_{23} = 31,5...41$ мкГн. Среднеарифметические значения индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора: $L_1 = 22,5$ мкГн, $L_{23} = 36,075$ мкГн.

Из опыта при напряжении контактной сети постоянного тока 2 кВ известны: $I_1 = 295 \text{ А}$, $I_{23} = 230 \text{ А}$, $U_{23} = 713 \text{ В}$. Характер нагрузки, при-

соединённой к обмотке 2-3, активный $R_{\text{нагр}} = 3$ Ом. При этом ожидается, что мощность на нагрузке составит $P_{\text{нагр}} = 150$ кВт. Рассчитаем мощность на нагрузке по опытным данным

$$P_{\text{нагр}} = I_{23}^2 R_{\text{нагр}} = 230^2 \cdot 3 = 158700 \text{ Вт} = 158,7 \text{ кВт}.$$

Рассчитаем величину коэффициента трансформации

$$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_{23}} \approx \frac{U_1}{U_{23}} \approx \frac{I_1}{I_{23}};$$

$$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_{23}} = \frac{30}{38} = 0,7895.$$

Рассчитаем действующее значение напряжения на первичной обмотке

$$U_1 = k_{\text{тр}} U_{23} = 0,7895 \cdot 713 = 562,9 \text{ В}.$$

Определим ЭДС на клеммах ветви намагничивания Т-образной схемы замещения трансформатора

$$E_1 = U_1 - I_1 \sqrt{r_{115}^2 + (2\pi f L_1)^2},$$

где $f = 900$ Гц – частота, на которой работает трансформатор.

$$E_1 = 562,9 - 295 \sqrt{(8,03 \cdot 10^{-3})^2 + (2\pi \cdot 900 \cdot 22,5 \cdot 10^{-6})^2} = 525,3 \text{ В}.$$

Величина тока обмотки 2-3, приведённая к числу витков первичной обмотки трансформатора

$$I'_{23} = \frac{I_{23}}{k_{\text{тр}}} = \frac{230}{0,7895} = 291,3 \text{ А}.$$

Тангенс угла на векторной диаграмме трансформатора (рис. 4.6) между векторами $\vec{E}'_{23}$ и $\vec{I}'_{23}$:

$$\text{tg}\Psi_{23} = \frac{X'_{\text{нагр}} + x'_{23}}{R'_{\text{нагр}} + r'_{23,15}} = \frac{(X_{\text{нагр}} + 2\pi f L_{23})k_{\text{тр}}^2}{(R_{\text{нагр}} + r_{23,15})k_{\text{тр}}^2} = \frac{X_{\text{нагр}} + 2\pi f L_{23}}{R_{\text{нагр}} + r_{23,15}};$$

$$\text{tg}\Psi_{23} = \frac{0 + 2\pi \cdot 900 \cdot 36,075 \cdot 10^{-6}}{3 + 9,608 \cdot 10^{-3}} = 0,0678.$$

Угол между векторами $\vec{E}'_{23}$ и $\vec{I}'_{23}$ составляет

$$\Psi_{23} = \arctg(\text{tg}\Psi_{23}) = \arctg(0,0678) = 3,881^\circ.$$

С целью упрощения последующих расчётов угловых величин на векторной диаграмме трансформатора примем допущение о том, что вектор тока намагничивания не содержит активной составляющей, т.е.

$\vec{I}_\mu = \vec{I}_{\mu p}$ или $\vec{I}_{\mu a} = 0$ (см. рис. 4.6). Тогда угол между векторами $\vec{I}_\mu$ и $-\vec{I}'_{23}$ равен

$$\alpha = 90^\circ - \Psi_{23} = 90^\circ - 3,881^\circ = 86,119^\circ.$$

Угол β , дополняющий угол α до 180° , равен

$$\beta = 180^\circ - \alpha = 180^\circ - 86,119^\circ = 93,881^\circ;$$

$$\cos \beta = \cos 93,881^\circ = -0,0677.$$

В случае принятого для векторной диаграммы допущения по теореме косинусов можно записать

$$I_1^2 = I_{23}'^2 + I_\mu^2 - 2I_{23}' I_\mu \cos \beta. \quad (4.7)$$

Перепишем и решим уравнение (4.7) относительно I_μ

$$I_\mu^2 - 2I_{23}' I_\mu \cos \beta + I_{23}'^2 - I_1^2 = 0.$$

Стандартный вид записи квадратного уравнения представляет собой

$$ax^2 + bx + c = 0.$$

Для конкретного случая коэффициенты квадратного уравнения соответственно составляют:

$$a = 1; \quad b = -2I_{23}' \cos \beta = -2 \cdot 291,3 \cdot (-0,0677) = 39,442;$$

$$c = I_{23}'^2 - I_1^2 = 291,3^2 - 295^2 = -2169,31.$$

Корни квадратного уравнения (нас интересует положительный корень) находятся по известной формуле:

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a};$$

$$x_{1,2} = \frac{-39,442 \pm \sqrt{39,442^2 - 4 \cdot 1 \cdot (-2169,3)}}{2 \cdot 1} = \frac{-39,442 \pm 101,157}{2};$$

$$I_\mu = x_1 = \frac{-39,442 + 101,157}{2} = 30,858 \text{ A}.$$

С другой стороны, по теореме косинусов можно записать следующее

$$I_\mu^2 = I_{23}'^2 + I_1^2 - 2I_1 I_{23}' \cos \gamma, \quad (4.8)$$

где γ - угол на векторной диаграмме трансформатора между векторами $-\vec{I}'_{23}$ и $\vec{I}_1$.

Находим из (4.8) величину $\cos \gamma$:

$$\cos \gamma = \frac{I_{23}^2 + I_1^2 - I_\mu^2}{2I_1 I_{23}'} = \frac{291,3^2 + 295^2 - 30,858^2}{2 \cdot 295 \cdot 291,3} = \frac{84855,69 + 87025 - 925,216}{171867} = 0,9945.$$

$$\gamma = 5,99^\circ.$$

Падение напряжения в первичной обмотке трансформатора составляет

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= I_1 Z_1 \\ &= I_1 \sqrt{r_{115}^2 + (2\pi/L_1)^2} = 295 \sqrt{(8,03 \cdot 10^{-3})^2 + (2\pi \cdot 900 \cdot 22,5 \cdot 10^{-6})^2} = 37,609 \text{ В.} \end{aligned}$$

На основании векторной диаграммы (рис. 4.6) по теореме косинусов можно записать

$$\Delta U_1^2 = E_1^2 + U_1^2 - 2E_1 U_1 \cos \Theta, \quad (4.9)$$

где Θ - угол между векторами $\vec{E}_1$ и $\vec{U}_1$.

Из выражения (4.9) рассчитаем

$$\cos \Theta = \frac{E_1^2 + U_1^2 - \Delta U_1^2}{2E_1 U_1} = \frac{525,3^2 + 562,9^2 - 37,609^2}{2 \cdot 525,3 \cdot 562,9} = 0,999999.$$

$$\Theta = 0,081^\circ.$$

Угол отставания вектора тока $\vec{I}_1$ от вектора напряжения $\vec{U}_1$ составляет

$$\varphi_1 = \Theta + \Psi_{23} + \gamma = 0,081^\circ + 3,881^\circ + 5,99^\circ = 9,952^\circ.$$

$$\cos \varphi_1 = \cos 9,952^\circ = 0,985.$$

Активная мощность, потребляемая трансформатором из сети

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 562,9 \cdot 295 \cdot 0,985 = 166055,5 \cdot 0,985 = 163564,668 \text{ Вт.}$$

КПД трансформатора при нагрузке $R_{\text{нагр}} = 3$ Ом составляет

$$\eta = \frac{P_{\text{нагр}}}{P_1} = \frac{158,7}{163,6} = 0,97.$$

Потери в стали трансформатора составляют

$$\begin{aligned} P_m &= I_\mu^2 R_m = P_1 - \Delta p_{31} - P_{\text{нагр}} - \Delta p_{23} = P_1 - I_1^2 r_{115} - I_{23}^2 R_{\text{нагр}} - I_{23}^2 r_{23,15}; \\ P_m &= 163564,668 - 295^2 \cdot 7,961 \cdot 10^{-3} - 158700 - 230^2 \cdot 3 - 230^2 \cdot 9,608 \cdot 10^{-3} = \\ &= 163564,668 - 692,806 - 158700 - 508,263 = 3663,599 \text{ Вт,} \end{aligned}$$

где $\Delta p_{31} = 692,806$ Вт – потери в меди первичной обмотки;

$$\Delta p_{23} = 508,263 \text{ Вт – потери в меди обмотки 2-3.}$$

Активное сопротивление в ветви намагничивания Т-образной схемы замещения трансформатора при последовательном соединении с главной индуктивностью L_m

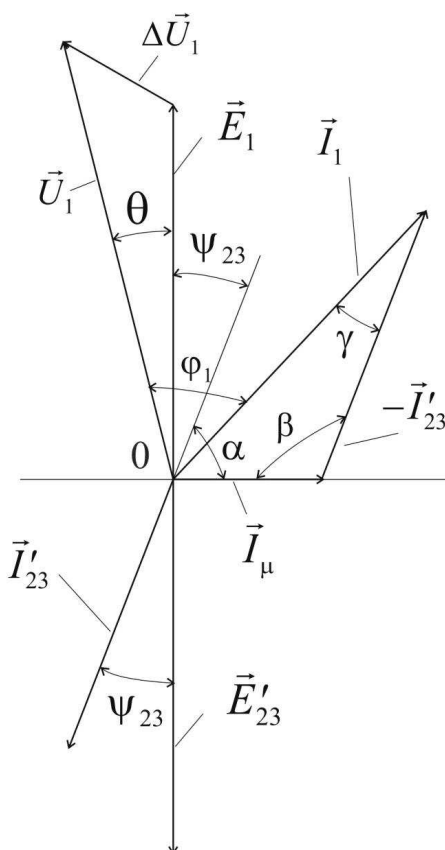
$$R_m = \frac{P_m}{I_\mu^2} = \frac{3663,599}{30,858^2} = 3,847 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление в ветви намагничивания Т-образной схемы замещения трансформатора

$$X_m = \frac{E_1}{I_\mu} = \frac{525,3}{30,858} = 17,023 \text{ Ом.}$$

Главная индуктивность трансформатора

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f} = \frac{17,023}{2\pi \cdot 900} = 0,003 \text{ Гн.}$$



**Рис. 4.6. Характерная векторная диаграмма трансформатора
(произвольный масштаб)**

Выводы по главе 4

1. Представлена математическая модель однофазного трансформатора, в том числе многообмоточного.
2. Модель позволяет учитывать потери в стали и нелинейность кривой намагничивания.
3. Компьютерная реализация модели средствами *Pspice* предоставляет возможность её использования для составления модели трёхфазного группового трансформатора.

Практика моделирования предполагает учёт некоторых переменных и отказ от других.

Станислав Лем, «Сумма технологий»

Глава 5.

Способ учёта нелинейности кривой намагничивания при переменной частоте питающего напряжения

С целью получения более корректных математических моделей электрических машин и аппаратов необходимо учитывать нелинейность кривой намагничивания этих объектов. Достоверный учёт кривой намагничивания особенно важен в математических моделях АД и трансформатора ввиду широких пределов изменения тока намагничивания i_μ в динамических режимах, а также циклического прохождения i_μ через ноль с частотой питающего напряжения. Следует подчеркнуть, что ввиду сложной конфигурации магнитных систем, наличия в них стыков и зазоров правильно рассматривать не кривые намагничивания электротехнических сталей (кривые намагничивания вещества [54]), из которых изготовлены магнитные системы, а кривые намагничивания именно АД или трансформатора (кривые намагничивания тела [54]). Под кривой намагничивания в дальнейшем будем подразумевать основную (коммутационную) кривую намагничивания [54]. Кривая намагничивания может быть представлена в виде функциональных зависимостей: магнитной индукции от напряжённости магнитного поля $B = f(H)$, ЭДС холостого хода от тока намагничивания $E_0 = f(I_\mu)$. Задачей данной главы является отыскание удобного для использования в математических моделях АД и трансформатора, работающих при переменной частоте питающего напряжения, способа учёта нелинейности кривой намагничивания. Введем сокращение: математическая модель при переменной частоте (ММПЧ).

Так как при различных частотах питающего напряжения вышеупомянутые зависимости различаются и представляют целое семей-

ство кривых или, говоря иначе, выбранному базисному значению I_μ на каждой кривой намагничивания в абсолютных единицах соответствует разное значение ЭДС (см. зависимости $E_{0л} = f(I_\mu)$ на рис. 5.1 и рис. 5.2, где $E_{0л}$ - линейная ЭДС холостого хода), то для каждого значения частоты в ММПЧ следовало бы применять уникальную кривую намагничивания, что неудобно.

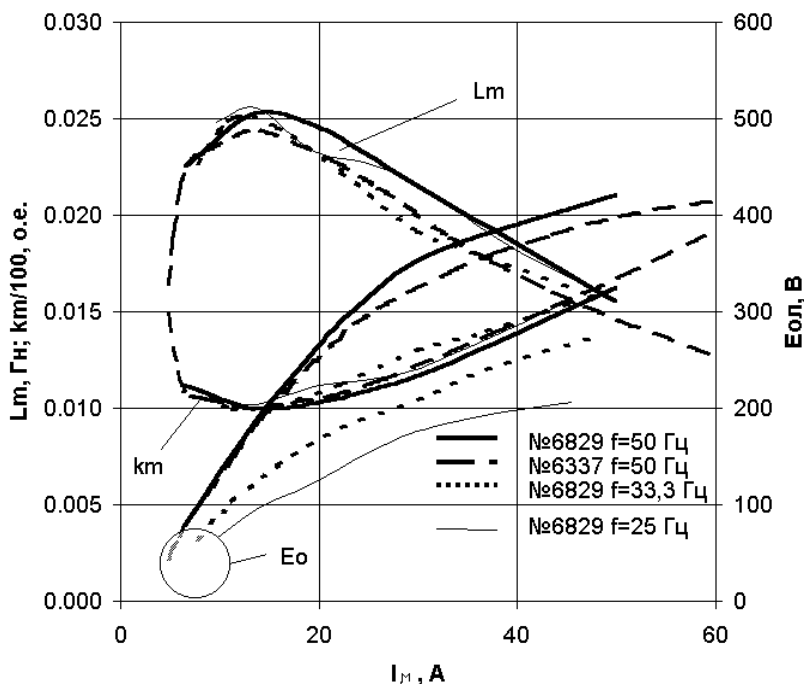


Рис. 5.1. Кривые намагничивания, главная индуктивность L_m и коэффициент насыщения k_m АД АЖВ250М2РУХЛ2 по данным опытов холостого хода для машины № 6829 и № 6337

Покажем, что в ММПЧ более удобно учитывать нелинейность кривой намагничивания параметрически - в виде зависимости главной индуктивности АД или трансформатора L_m от модуля тока намагничивания $|i_\mu|$. Главной индуктивностью L_m называют полную индук-

тивность фазы обмотки статора АД (или первичной обмотки трансформатора) от основного магнитного потока, учитывающую наличие токов в других фазах [14]. Использование $|i_\mu|$ обусловлено работой ММПЧ с мгновенными значениями токов и напряжений, знакопеременностью i_μ , допущением о симметрии ветвей кривой намагничивания и соображениями упрощения структуры ММПЧ. Анализ данных опытов холостого хода АД АЖВ250 и НТА350, проведённых для частот питающего напряжения в диапазоне 25-50 Гц и 20-90 Гц соответственно, позволяет говорить об отсутствии влияния в указанном диапазоне частоты питающего напряжения на форму зависимости $L_m = f(I_\mu)$ или положение её максимума (см. рис. 5.1 - 5.2).

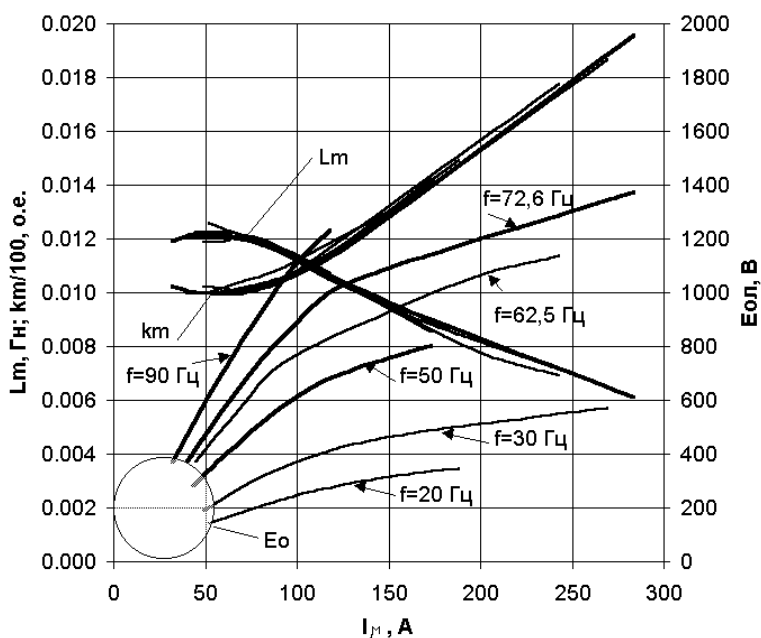


Рис. 5.2. Кривые намагничивания, главная индуктивность L_m и коэффициент насыщения k_m АД НТА-350 по данным опытов холостого хода согласно

Воспользуемся зависимостью $L_m^* = f(i_\mu^*)$ в относительных единицах. Относительное значение главной индуктивности определяем, основываясь на [55 (стр. 224)], по выражению:

$$L_m^* = X_m^* = \frac{X_m}{X_{\text{ном}}} = \frac{|e_0|/E_{0\text{ном}}}{|i_\mu|/I_{0\text{ном}}} = \frac{|e_0^*|}{|i_\mu^*|} = \frac{B^*}{i_\mu^*}, \quad (5.1)$$

где $I_{0\text{ном}}$ - ток холостого хода при номинальных величине и частоте питающего напряжения (считается приблизительно равным току намагничивания в номинальном режиме).

В (46) применительно к рассматриваемым в настоящем отчёте моделям следует иметь в виду $|e_{01}^*|$ для каждой из фаз.

В выражении (5.1) при работе с мгновенными значениями величин физически более корректно использовать в качестве базисных значений амплитуды: $I_{0\text{ном}}$ и $E_{0\text{ном}}$, так как значение коэффициента насыщения магнитной цепи k_m , получаемое при конкретном значении I_μ в опытах (рис. 5.1 - 5.2) является статическим. Оно характеризует насыщение при изменении мгновенных значений тока намагничивания в диапазоне размаха его колебаний от $+I_{\mu\text{м}}$ до $-I_{\mu\text{м}}$. Это замечание, впрочем, не влияет на правильность записи (5.1), но приводит к выводу о корректности использования в ММПЧ в качестве базисного значения $I_{0\text{ном}}$.

С другой стороны, в ММПЧ можно использовать и действующее значение $I_{0\text{ном}}$ в качестве базисного. Для этого следует использовать в модели $|i_\mu|/\sqrt{2}$ вместо $|i_\mu|$. Основанием такого подхода является представление основной кривой намагничивания как геометрического места вершин петель гистерезиса при циклическом перемагничивании при амплитудных значениях токов намагничивания, равных i_μ , и, естественно, им соответствуют действующие значения $|i_\mu|/\sqrt{2}$.

Коэффициент насыщения k_m магнитной цепи АД или трансформатора находим по формуле

$$k_m = \frac{\max L_m(I_\mu)}{L_m(I_\mu)}, \quad (5.2)$$

где $\max L_m(I_\mu)$ - наибольшее из значений множества $L_m(I_\mu)$.

В ММПЧ при отсутствии I_μ воспользуемся в (5.2) $|i_\mu|$.

Зависимость $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ удобно использовать, когда известно абсолютное значение главной индуктивности в условиях номинального режима работы $L_{\text{ном}}$, т.е. при номинальном коэффициенте насыщения. В этом случае принимаем $L_{\text{ном}}^* = 1$ о.е., как сделано в [55], и получаем слева от базисной точки с координатами (1; 1) на зависимости $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ значения L_m^* , большие единицы, а справа от базисной точки – значения, меньшие единицы.

Если мы располагаем абсолютным значением главной индуктивности без учёта насыщения, то логично воспользоваться зависимостью

$$L_m^{**} = \frac{L_m^* (|i_\mu^*|)}{\max L_m^* (|i_\mu^*|)} \quad (5.3)$$

и принять за $L_m^{**} = 1$ о.е. ненасыщенное значение главной индуктивности, т.к. оно является наибольшим [56]. В этом случае базисная точка зависимости будет максимумом. Заметим, что допущения о постоянстве на ненасыщенном участке кривой намагничивания главной индуктивности [55 (рис. 3.45 а)), 24] не вполне корректны ввиду некорректности понятия о линейности ненасыщенного участка кривой намагничивания. Кривая намагничивания имеет S-образную форму [54, 57, 58, 59 (стр.563)]. Ввиду прямой пропорциональной зависимости между индуктивностью L_m и магнитной проницаемостью μ , формы графиков этих величин в функции тока намагничивания (или напряжённости магнитного поля) повторяют друг друга, т.е. имеют начальное значение при $H=0$ и максимальное значение. Примеры зависимостей $\mu = f(H)$ ферромагнетиков показаны на рис. 28.5 [54], рис. 9-4 [57] и стр.293 [58]. Наличие максимума в зависимостях $L_m = f(i_\mu)$ подтверждается результатами опытов холостого хода АД АЖВ250 и НТА350 (рис. 5.1, 5.2).

Таким образом, если принять единую для различных частот питающего напряжения базисную величину тока намагничивания $|i_\mu^*| = 1$

о.е., то кривая $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ либо $L_m^{**} = \frac{L_m^* (|i_\mu^*|)}{\max L_m^* (|i_\mu^*|)}$ также будет един-

ственной, а значит универсальной для конкретного двигателя или трансформатора. В качестве базисной величины $|i_{\mu}^*| = 1$ о.е., целесообразно использовать ток намагничивания при номинальной частоте питающего напряжения, номинальной величине нагрузки и номинальном напряжении.

Рис. 5.3 иллюстрирует на примере АД АЖВ250М2РУХЛ2 идентичность кривых намагничивания в относительных единицах $E_0^* = f(I_{\mu}^*)$ и, как следствие, идентичность кривых $L_m^* = f(I_{\mu}^*)$, полученных при разных частотах питающего напряжения. Также показано взаимное положение кривых L_m^* и L_m^{**} .

Получить кривую $L_m = f(I_{\mu})$ по результатам опытов холостого хода, проведённых для нескольких значений напряжения U_0 при фиксированной частоте f , можно, пренебрегая влиянием активного сопротивления ветви намагничивания, воспользовавшись формулой

$$L_m = \frac{E_{0p}}{2\pi f I_{\mu}}, \quad (5.4)$$

где:

$E_{0p} \approx 0,95 U_0 \sin \varphi_0$ - реактивная составляющая ЭДС холостого хода, здесь коэффициент 0,95 учитывает приближённо падение напряжения в обмотке статора АД либо первичной обмотке трансформатора;

$I_{\mu} = I_0 \sin \varphi_0$ - ток ветви намагничивания в режиме холостого хода при заданном напряжении U_0 ;

I_0 - ток холостого хода.

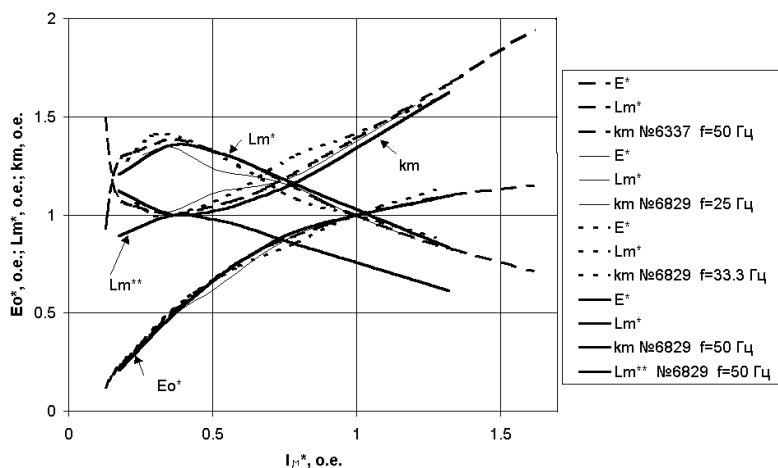


Рис.5.3. Кривые намагничивания, главная индуктивность L_m и коэффициент насыщения k_m АД АЖВ250М2РУХЛ2 в относительных единицах

Рассмотрение кривых намагничивания электротехнической стали в более широком частотном диапазоне показывает наличие зависимости L_m^* от частоты. За отсутствием других данных анализировались кривые намагничивания стали 1515 толщиной 0,35 мм при частотах 50, 400 и 1000 Гц, приведённые на рис. 2.37 [60]. При этом за базисное значение была выбрана величина $H_o = 100$ А/м. Как видно из рис. 5.4, величина максимума L_m^* уменьшается с ростом частоты, при этом максимум смещается вправо по оси абсцисс, т.е. в область больших значений напряжённости магнитного поля. В целом кривые L_m^* для существенно отличающихся друг от друга частот, рассмотренных на рис. 5.4, не совпадают. Таким образом, для моделирования устройств, работающих на частотах, например, 900 Гц, некорректно пользоваться кривой намагничивания, полученной при 50 Гц. Необходимо кривая намагничивания при частоте близкой к 900 Гц. Т.е. диапазон частот, в котором кривую L_m^{**} для данного объекта можно считать универсальной, ограничен интервалом приблизительно в 100 Гц, центрированным по частоте, на которой получены надёжные значения

кривой намагничивания. Ввиду уменьшения глубины проникновения магнитного потока при высоких частотах абсолютную величину главной индуктивности при высоких частотах предпочтительно определять по опытным кривым намагничивания устройств, например, по формуле (5.4).

В случае трёхфазных трансформаторов, используемых для питания вспомогательного привода электровозов от преобразователя частоты, отсутствуют данные для построения их кривых намагничивания. Воспользуемся приближёнными данными, а именно кривой намагничивания стали Э3413 толщиной 0,5 мм при частоте 50 Гц. Недостающий участок кривой, приходящий в начало координат, аппроксимируем отрезком прямой. В результате на рис. 5.5 – 5.6 получаем кривые L_m^{**} для трансформаторов разработки *ADTranz* (220 кВА) и ОАО «ВЭЛНИИ» (240 кВА). Данные об аппроксимации кривых намагничивания трансформаторов по пяти точкам, что является наиболее простым способом задания нелинейности при моделировании в САПР *OrCAD 9.2* (одним стандартным функциональным блоком *TABLE*), приводятся в табл. 5.1 и на рис. 5.6.

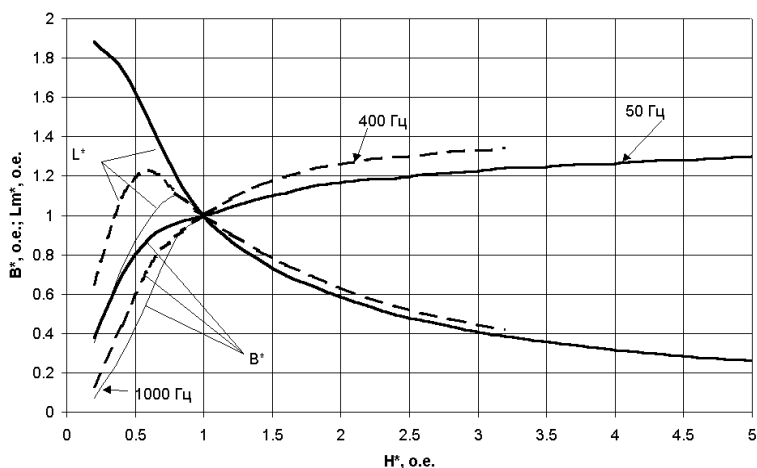


Рис.5.4. Кривые намагничивания и главная индуктивность L_m в относительных единицах для стали 1515 толщиной 0,35 мм по данным [60]

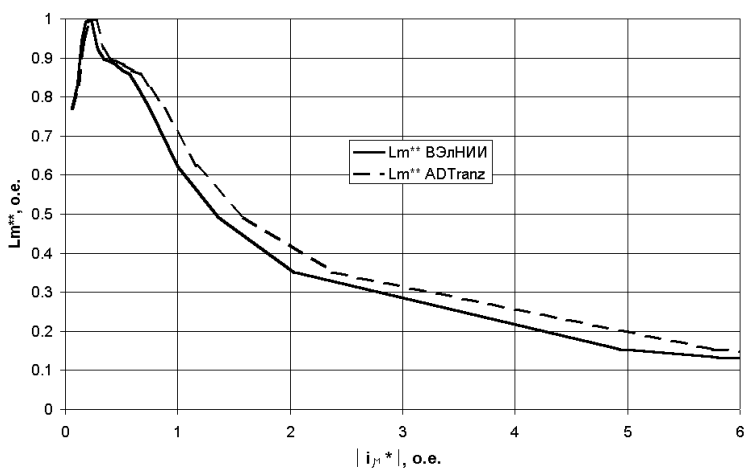


Рис. 5.5. Кривые L_m^{} , используемые для трансформаторов фирм *ADTranz* и ОАО «ВЭЛНИИ»**

Аналогично проведём аппроксимацию по пяти точкам кривой L_m^{**} для АД АЖВ250М2РУХЛ2 (см. табл. 5.2) по данным рис. 5.1, 5.3. За основу возьмём данные по АД № 6337, т.к. они получены в наибольшем диапазоне значений I_{μ} .

Таблица 5.1

Аппроксимация кривых L_m^{} для трансформаторов фирм *ADTranz* и ОАО «ВЭЛНИИ» по пяти точкам**

Трансформатор <i>ADTranz</i>		Трансформатор ВЭЛНИИ
$ i_{\mu}^* $, о.е.	L_m^{**} , о.е.	$ i_{\mu}^* $, о.е.
0	0,75	0
0,2712	1	0,2319
2,3729	0,351648	2,029
6,7797	0,134615	5,7971
67,7966	0,0153846	57,971

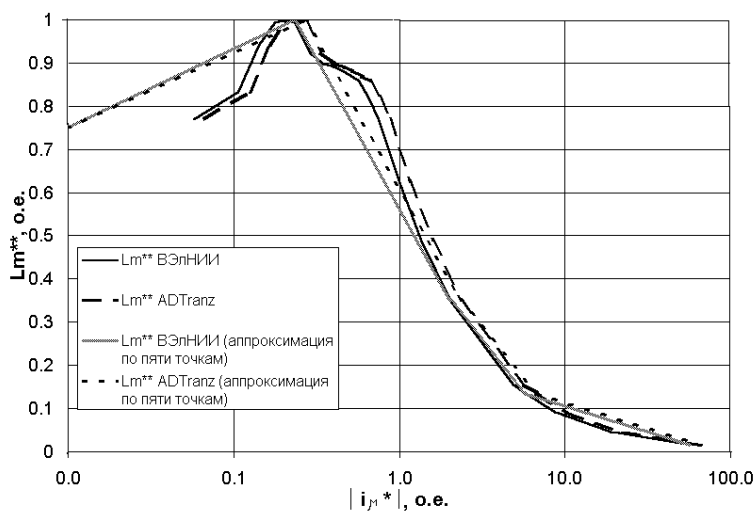


Рис. 5.6. Кривые L_m^{} , используемые для трансформаторов фирм *ADTranz* и ОАО «ВЭЛНИИ»**

Таблица 5.2

Аппроксимация кривой L_m^{} для АД АЖВ250М2РУХЛ2**

$ i_{\mu}^* , \text{о.е.}$	$L_m^{**}, \text{о.е.}$
0	0,6
0,128443	0,672347
0,189353	0,935853
0,375265	1
1,615996	0,514678

Выводы по главе 5

1. При моделировании трансформатора или АД для учёта нелинейности кривой намагничивания удобно и допустимо пользоваться одинаковыми для всех частот f кривыми $L_m^* = f(i_\mu^*)$ либо

$$L_m^{**} = \frac{L_m^*(i_\mu^*)}{\max L_m^*(i_\mu^*)}, \text{ если диапазон регулирования частоты питающего}$$

напряжения не превышает 100 Гц (такой случай типичен для электроприводов электровозов).

2. При изменении f в более широких пределах наблюдается явно выраженное наличие зависимости L_m^* от частоты. При высоких частотах (сотни Гц и более) L_m предпочтительно определять по опытным кривым намагничивания устройств.

3. Необходимо предоставление изготовителем магнитных материалов их кривых намагничивания при различных f .

Глава 6.

Математическая и компьютерная модели дросселя

Для более точного соответствия действительности результатов моделирования электропривода следует использовать модели элементов схем, возможно более полно описывающие физические процессы. Одним из наиболее распространенных элементов в электрических схемах, в том числе подвижного состава железных дорог, является катушка индуктивности в исполнениях с или без магнитного сердечника (смотри, например, ИШ на рис. 4.2). В зависимости от выполняемых функций она имеет различные наименования, из которых чаще других встречаются реактор и дроссель. В поисках точного названия объекта моделирования авторы [61] обратились к справочной литературе и выяснили следующее.

Реактором электрическим называют высоковольтный электрический аппарат (в виде катушки индуктивности) для ограничения тока короткого замыкания и поддержания достаточного напряжения на шинах распределительного устройства при коротком замыкании в сети [62, с. 1119].

Дросселем электрическим называют катушку индуктивности, которую включают в электрическую цепь для устранения (подавления) переменной составляющей тока, разделения или ограничения электрических сигналов различной частоты [62, с. 418].

Ввиду большей, на взгляд авторов, общности понятия «дроссель» именно оно использовано в дальнейшем в качестве наименования объекта моделирования. Как известно из [63], пренебрегая собственной ёмкостью обмотки и потерями в изоляции, можно представить эквивалентную схему дросселя в виде, показанном на рис. 6.1, где R_0 - сопротивление обмотки; $L(i_L)$ - индуктивность обмотки, зависящая от величины тока, т.е. с учётом насыщения; R_c - сопротивление потерь в магнитопроводе; i_L - ток в индуктивной ветви; i_R - ток через сопротивление R_c ; u - напряжение на зажимах дросселя.

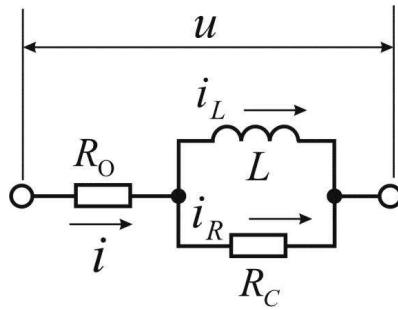


Рис. 6.1. Эквивалентная схема дросселя

Дифференциальные уравнения, математической модели дросселя можно записать в виде:

$$\begin{cases} u + \Delta L(i_L) \frac{di_L}{dt} = L_{\text{ненасыщ}} \frac{di_L}{dt} + (i_L + i_R) R_O; \\ R_C i_R = (L_{\text{ненасыщ}} - \Delta L(i_L)) \frac{di_L}{dt}, \end{cases} \quad (6.1)$$

где $L_{\text{ненасыщ}}$ - ненасыщенная (наибольшая) величина индуктивности дросселя; $\Delta L(i_L) = L_{\text{ненасыщ}} - L(i_L)$.

Слагаемое $\Delta L(i_L) \frac{di_L}{dt}$ в левой части первого уравнения системы (6.1) можно трактовать как некоторую добавку к приложенному к зажимам дросселя напряжению, возникающую за счёт уменьшения индуктивности ввиду явления насыщения. Учесть нелинейность кривой намагничивания магнитопровода можно по методу, изложенному в [19] (см. главу 5). Тогда уравнения (6.1) преобразуются к виду (6.2).

$$\begin{cases} u + L_{\text{ненасыщ}} (1 - L^{**}(i_L)) \frac{di_L}{dt} = L_{\text{ненасыщ}} \frac{di_L}{dt} + (i_L + i_R) R_O; \\ R_C i_R = L_{\text{ненасыщ}} L^{**}(i_L) \frac{di_L}{dt}. \end{cases} \quad (6.2)$$

Средствами OrCAD 9.2 составлена компьютерная модель дросселя в форме эквивалентной электрической схемы, имеющая вид, представленный на рис. 6.2.

Функции и обозначения элементов схемы на рис. 6.2 подробно описаны в [64]. ИНУТ H1 служит датчиком тока i_L . ИНУН E1 – дат-

чиком величины напряжения $L_{\text{ненасыщ}} \frac{di_L}{dt}$. ИНУН E2 вводит в схему напряжение $\Delta L(i_L) \frac{di_L}{dt}$. Нелинейность кривой намагничивания задана блоком TABLE. Сопротивления R2, R3 и R4 имеют большой номинал и выполняют функцию обеспечения устойчивой работы модели в случае подачи на зажимы дросселя импульсного напряжения u .

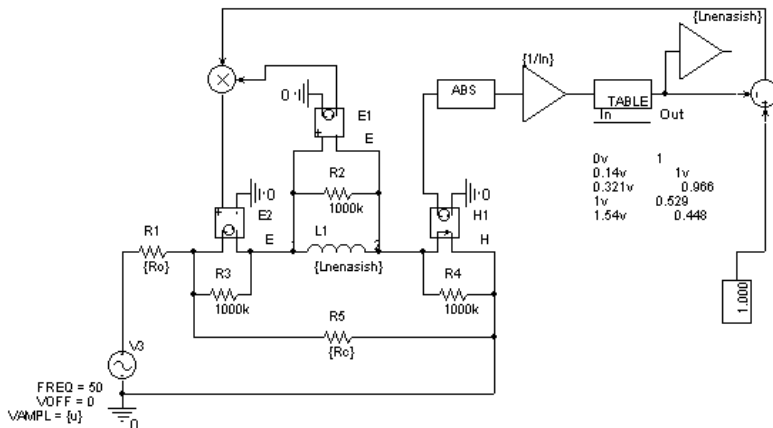


Рис. 6.2. Графическое изображение компьютерной модели дросселя в форме эквивалентной электрической схемы, выполненное в OrCAD 9.2

Составлена также компьютерная модель дросселя в форме структурной схемы, имеющая вид, представленный на рис. 6.3. Обе разработанные схемы дают идентичные результаты при моделировании при условии, что аргумент нелинейности TABLE охватывает все возможные значения сигнала на её входе.

Проведено моделирование изменения во времени индуктивности дросселя РС38 в функции протекающего через него тока i . Зависимость $L^{**}(i_L^{**})$ для РС38 аппроксимирована кусочно-линейно согласно [19] и показана на рис. 6.4. Принято, что $i_L \approx i$. За базисную при расчётах в относительных единицах принималась точка, соответствующая длительному току дросселя ($I_{\text{длит}} = 2860\text{A}$). На рис. 6.2 и 6.3 ве-

личине $I_{\text{длит}}$ соответствует обозначение I_n . В соответствии с паспортными данными индуктивность при переменном токе до 150 А (действующее значение) частоты 50 Гц составляет не менее 3,5 мГн, а при подмагничивании постоянным током 3270 А не менее 1,7 мГн. При расчёте кривой на рис. 6.4 необходимо учесть, что на переменном токе следует оперировать его амплитудными значениями [19] (см. главу 5). Выбор величины R_C произведён из условия равенства потерь в меди и потерь в стали при $I=150\text{A}$ при 50 Гц. Результаты моделирования (рис. 6.5) хорошо согласуются с паспортными данными РС38.

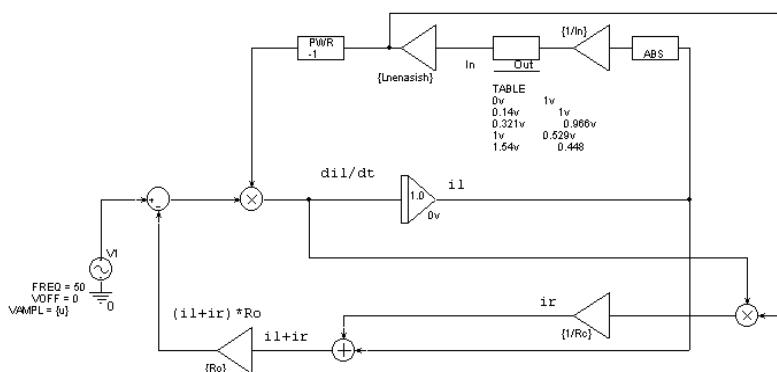


Рис. 6.3. Графическое изображение компьютерной модели дросселя в форме структурной схемы, выполненное в OrCAD 9.2

Выводы по главе 6

Предложены удобные для практического использования математическая и компьютерные модели дросселя с ферромагнитным сердечником, учитывающие потери в стали и нелинейность кривой намагничивания.

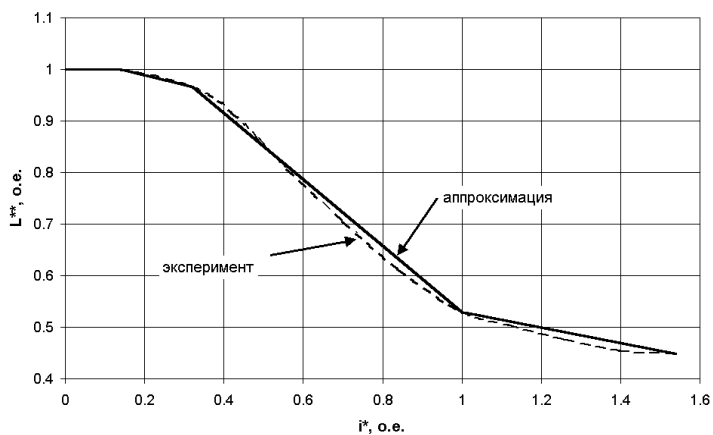


Рис. 6.4. Аппроксимация зависимости $L^{}(i_L^*)$ для дросселя РС38**

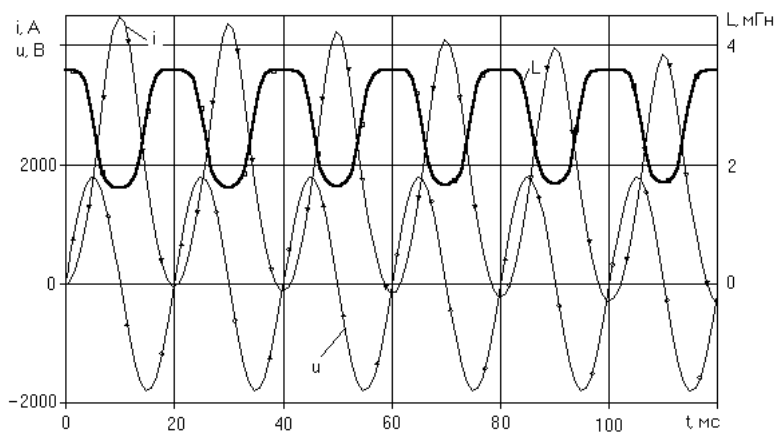


Рис. 6.5. Результаты моделирования дросселя РС38 при подаче на зажимы синусоидального напряжения

Глава 7.

Анализ потерь тягового трансформатора электровоза при параллельной работе четырёхквadrантных преобразователей

7.1. Состояние вопроса

В настоящее время для перспективных отечественных электровозов переменного тока принята концепция построения тягового привода из следующих узлов: тягового трансформатора (ТТ), входных четырёхквadrантных преобразователей (4QS) с широтно-импульсной модуляцией напряжения (ШИМ), автономных инверторов напряжения с ШИМ и асинхронных тяговых двигателей [65 - 68]. Высокие требования к качеству электрической энергии как для оборудования электровоза, так и для контактной сети (КС), внешней энергосистемы обуславливают необходимость параллельной работы 4QS.

Тяговый трансформатор (ТТ) является одним из наиболее ответственных элементов силовой цепи электровоза переменного тока с 4QS и относится к числу сложных электротехнических изделий.

Принципиальной особенностью такого ТТ является относительно высокая индуктивность рассеяния его обмоток, необходимая для нормальной работы входной (сетевой) части 4QS, в сочетании с высокой электромагнитной симметрией вторичных (тяговых) обмоток (ТО). При работе электроподвижного состава (ЭПС) с промышленной частотой индуктивность рассеяния каждой из тяговых обмоток (ТО) должна быть порядка 2,5 мГн, что соответствует напряжению короткого замыкания ТТ порядка 60...70 %.

ТТ работают в условиях, существенно отличающихся от работы силовых трансформаторов общего назначения:

- магнитная система ТТ должна допускать работу в режиме реверсирования;
- ТО ТТ питают статические преобразователи с управляемыми полупроводниковыми приборами и должны обеспечивать нормальную работу при несинусоидальных токах;
- ограничен ток включения ТТ на холостом ходу или при прохождении электровозом нейтральной вставки.

На рис.7.1 представлена структурная схема параллельно работающих $4QS$ электроподвижного состава с питанием от КС переменного тока через ТТ с многосекционной вторичной обмоткой (несколькими ТО). Нагрузкой преобразователей являются АИН для питания трёхфазных асинхронных тяговых двигателей.

Из [65] известно, что на электровозах с асинхронными тяговыми двигателями входные преобразователи выполняются в виде двух параллельно работающих на общее звено постоянного напряжения $4QS$, питающихся от отдельных обмоток ТТ. С целью уменьшения пульсаций сетевого тока i_1 , управление параллельно работающими $4QS$ осуществляется так, чтобы в пределах периода модулирующей частоты ШИМ максимум тока на входе одного $4QS$ соответствовал бы минимуму тока другого.

7.2. Способ организации параллельной работы $4QS$

В качестве развития последней идеи предлагается параллельную работу $4QS$ реализовать следующим образом [69]: каждым из преобразователей управляют с фиксированным фазовым сдвигом модуляции $\Delta\varphi$, исходя из количества параллельно работающих $4QS$. По командам системы управления тяговым электроприводом задаётся количество импульсов напряжения модуляции на входе $4QS$ за полупериод питающего напряжения. Для каждого полупериода питающего напряжения вычисляются длительности первого и центрального импульсов напряжения на входе преобразователя. Фазовые сдвиги преобразователей формируются, например, таким образом (см. табл. 7.1), что работа первого преобразователя осуществляется с нулевым фазовым сдвигом сетевого (потребляемого из ТО ТТ) тока, работа следующего (чётного) преобразователя осуществляется с отрицательным фазовым сдвигом сетевого тока относительно первого преобразователя. Работа следующего (нечётного) преобразователя осуществляется с положительным фазовым сдвигом сетевого тока относительно первого преобразователя. Работа каждого последующего чётного преобразователя осуществляется с отрицательным фазовым сдвигом сетевого тока относительно предыдущего сигнала задания фазы сетевого тока чётного преобразователя. Работа каждого последующего нечётного

преобразователя осуществляется с положительным фазовым сдвигом сетевого тока относительно предыдущего нечётного преобразователя.

В рассматриваемом алгоритме несинусоидальность тока, потребляемого ЭПС из контактной сети (сетевой ток ТТ), значительно снижается путём сложения сетевых токов каждого $4QS$, взаимно сдвинутых по фазе на значение длительности широтно-импульсно модулированного интервала (ШИМ-интервала), обратно пропорциональной количеству параллельно работающих преобразователей. В этом случае сетевой ток ТТ, формируемый векторной суммой токов всех параллельно работающих $4QS$, содержит меньше искажений, что приближает его к синусоидальной форме. Это, в свою очередь, способствует снижению потерь в ТТ.

Далее будем рассматривать параллельную работу двух, четырёх или шести $4QS$. Случай двух $4QS$ описан в [65-66]. При четырёх $4QS$ возможны следующие варианты: их параллельная работа на общее звено постоянного напряжения, в случае 4-х осного электровоза – работа каждого $4QS$ на отдельный АИН (см. рис. 7.1), в случае 6-ти осного электровоза – работа пары $4QS$ на общее звено постоянного напряжения, питающего три АИН.

7.3. Математическая модель ТТ. Схема постановки вычислительного эксперимента

Важным аспектом исследований параллельной работы $4QS$ является корректное математическое описание ТТ. ТТ электровоза является однофазным многообмоточным трансформатором. Схема замещения однофазного тягового многообмоточного трансформатора согласно [49] для варианта ТТ с максимальным количеством ТО представлена на рис. 2. Согласно рис. 7.2 ТТ имеет одну первичную обмотку – сетевую обмотку (СО), к которой приложено напряжение контактной сети u_1 , и семь вторичных обмоток, шесть из которых тяговые (ТО1 – ТО6), а одна отопительная (ОО).

Уравнения ТТ согласно рис. 7.2 и положениям, изложенным в [44], можно представить системой (7.1), где $e_1, e_{ТО1...e_{ТО6}}, e_{ОО}$ – Э.Д.С. фаз первичной, и соответствующих вторичных (тяговых и отопительной) обмоток.

Таблица 7.1

Величина фазового сдвига сетевого тока в зависимости
от количества параллельно работающих преобразователей

Нечётное количество преобразователей, находящихся в работе						
i - номер преобразователя						
	1	2	3	4	5	7
Фазовый сдвиг сетевого тока φ_i	$\varphi_1 = 0$	$\varphi_2 = \varphi_1 - \Delta\varphi$	$\varphi_3 = \varphi_1 + \Delta\varphi$	$\varphi_4 = \varphi_2 - \Delta\varphi$	$\varphi_5 = \varphi_3 + \Delta\varphi$	$\varphi_7 = \varphi_5 + \Delta\varphi$
Чётное количество преобразователей, находящихся в работе						
i - номер преобразователя						
	1	2	3	4	5	6
Фазовый сдвиг сетевого тока φ_i	$\varphi_1 = \Delta\varphi / 2$	$\varphi_2 = \varphi_1 - \Delta\varphi$	$\varphi_3 = \varphi_1 + \Delta\varphi$	$\varphi_4 = \varphi_2 - \Delta\varphi$	$\varphi_5 = \varphi_3 + \Delta\varphi$	$\varphi_6 = \varphi_4 - \Delta\varphi$

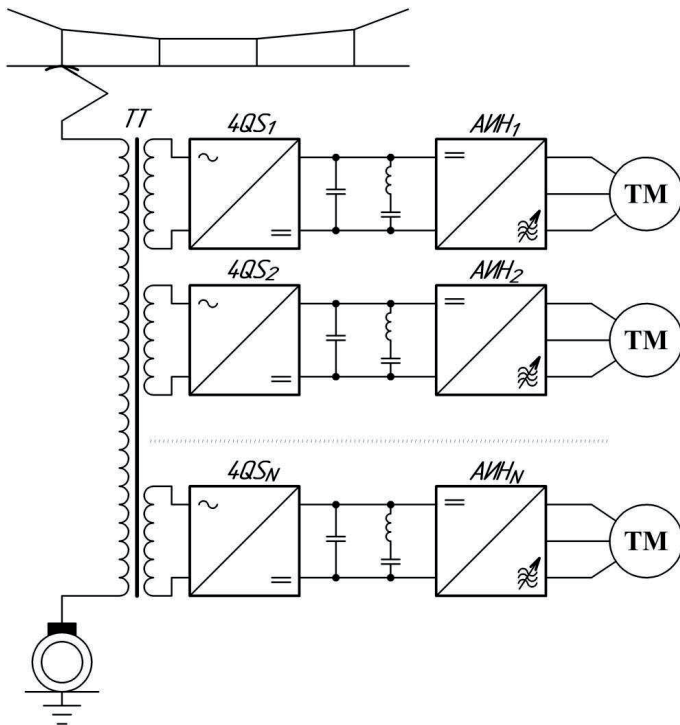


Рис. 7.1. Функциональная схема тягового электропривода с параллельно работающими преобразователями 4QS с питанием от контактной сети переменного тока.

ТМ – трёхфазный тяговый электродвигатель переменного тока.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 - r_1 i_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = u_{01} \\ e_{TO1} - r_{TO1} i_{TO1} = u_{TO1} \\ e_{TO2} - r_{TO2} i_{TO2} = u_{TO2} \\ e_{TO3} - r_{TO3} i_{TO3} = u_{TO3} \\ e_{TO4} - r_{TO4} i_{TO4} = u_{TO4} \\ e_{TO5} - r_{TO5} i_{TO5} = u_{TO5} \\ e_{TO6} - r_{TO6} i_{TO6} = u_{TO6} \\ e_{00} - r_{00} i_{00} = u_{00} \end{array} \right. , \quad (7.1)$$

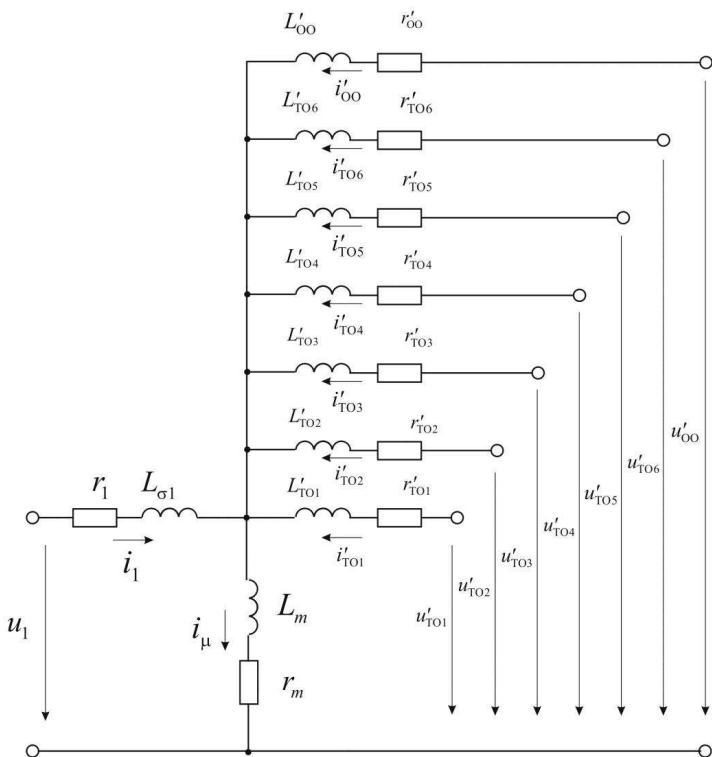


Рис. 7.2. Схема замещения ТТ

$$\begin{aligned}
 e_1 &= -\left(u_{01} + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt}\right); \\
 e_{TO1} &= \pm \left(\frac{w_{TO1}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO1} \frac{di_{TO1}}{dt}\right); \\
 e_{TO2} &= \pm \left(\frac{w_{TO2}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO2} \frac{di_{TO2}}{dt}\right); \\
 e_{TO3} &= \pm \left(\frac{w_{TO3}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO3} \frac{di_{TO3}}{dt}\right); \\
 e_{TO4} &= \pm \left(\frac{w_{TO4}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO4} \frac{di_{TO4}}{dt}\right);
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

$$\begin{aligned}
e_{TO5} &= \pm \left(\frac{w_{TO5}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO5} \frac{di_{TO5}}{dt} \right); \\
e_{TO6} &= \pm \left(\frac{w_{TO6}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO6} \frac{di_{TO6}}{dt} \right); \\
e_{OO} &= \pm \left(\frac{w_{OO}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma OO} \frac{di_{OO}}{dt} \right).
\end{aligned} \tag{7.2}$$

Падение напряжения в ветви намагничивания составляет

$$\begin{aligned}
u_{01} = L_m(i_\mu) & \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{w_{TO1}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO1}}{dt} + \frac{w_{TO2}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO2}}{dt} + \frac{w_{TO3}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO3}}{dt} + \frac{w_{TO4}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO4}}{dt} + \right. \\
& + \frac{w_{TO5}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO5}}{dt} + \frac{w_{TO6}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO6}}{dt} + \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot \frac{di_{OO}}{dt} \Big) + r_m \left(i_1 + \frac{w_{TO1}}{w_1} \cdot i_{TO1} + \frac{w_{TO2}}{w_1} \cdot i_{TO2} + \right. \\
& + \frac{w_{TO3}}{w_1} \cdot i_{TO3} + \frac{w_{TO4}}{w_1} \cdot i_{TO4} + \frac{w_{TO5}}{w_1} \cdot i_{TO5} + \frac{w_{TO6}}{w_1} \cdot i_{TO6} + \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot i_{OO} \Big) = L_m(i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu
\end{aligned}$$

Или же

$$\begin{aligned}
u_{01} &= L_m(i_\mu) \left(\frac{di_1}{dt} + \sum_{n=1}^6 \left(\frac{w_{TO_n}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO_n}}{dt} \right) + \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot \frac{di_{OO}}{dt} \right) + \\
r_m & \left(i_1 + \sum_{n=1}^6 \left(\frac{w_{TO_n}}{w_1} \cdot i_{TO_n} \right) + \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot i_{OO} \right) = L_m(i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu.
\end{aligned} \tag{7.3}$$

В правых частях выражений (7.2) для $e_{TO1} \dots e_{TO6}$, e_{OO} при группе соединения I/I – 0 следует выбирать знак «+», а при группе соединения I/I – 6 знак «-».

Компьютерная реализация математической модели ТТ выполнена в среде *OrCAD 9.2*, пренебрегая нелинейностью кривой намагничивания трансформатора (рис. 7.3).

Электромагнитные процессы в ТТ при параллельной работе 4QS тяговых преобразователей исследованы путём компьютерного моделирования (вычислительный эксперимент). Для наглядности результатов рассмотрен упрощённый вариант нагрузок ТТ, когда параллельно работают лишь два преобразователя, то есть на рис. 7.2 и в выражениях (7.1)-(7.3) исключены из рассмотрения элементы, относящиеся к ТО3 – ТО6 и ОО. Преобразователи 4QS являются нагрузкой для ТО. Заменяя преобразователи на источники тока, имитирующие форму тока через нагрузку, можно представить, что СО питается от источника синусоидального напряжения, а ТО1 и ТО2, соответственно, питаются от ис-

точников тока i_{TO1} и i_{TO2} заданной формы. Временной сдвиг идентичных по форме кривых тока двух преобразователей принят равным 1 мс (при пяти коммутациях каждого преобразователя за полупериод). Формы токов в тяговых обмотках задавались по результатам вычислений, произведённых с помощью [70]. В результате на клеммах TO1 и TO2 приложены напряжения u_{TO1} и u_{TO2} . Через СО протекает ток i_1 . Схема постановки вычислительного эксперимента при шести ТО показана на рис. 7.4. ОО нагружалась на сопротивление $Z_{OO} = R_{OO} \rightarrow \infty$, т.е. для неё имитировался режим холостого хода.

7.4. Анализ результатов компьютерного моделирования

Результаты моделирования токов и напряжений при параллельной работе двух преобразователей представлены на рис. 7.5, четырёх и шести преобразователей – соответственно на рис. 7.6 и рис. 7.7.

Одной из функций и важным полезным свойством 4QS является возможность получения заданного сдвига фазы тока ТО относительно напряжения ТО. Поскольку 4QS ведётся контактной сетью, то желательно обеспечить синфазность тока и напряжения в СО, т.е. чисто активный характер нагрузки. При реализации управления параллельной работой 4QS согласно [69] синфазность тока и напряжения СО может быть обеспечена подбором фазового сдвига токов ТО относительно напряжения СО. В первом приближении следует добиваться синфазности векторной суммы токов ТО (первой гармоники векторной суммы токов ТО) с напряжением контактной сети. При этом неизбежно сохраняется отставание тока СО от напряжения СО, обусловленное индуктивностями ТТ.

Для точной синхронизации необходимо скомпенсировать это отставание за счёт дополнительного сдвига фаз токов ТО.

Из анализа кривых на рис. 7.5 – 7.7 видно, что увеличение числа 4QS тяговых преобразователей ведёт к сглаживанию формы тока i_1 , а также повышению частоты с одновременным снижением амплитуды пульсаций напряжений в ТО ТТ.

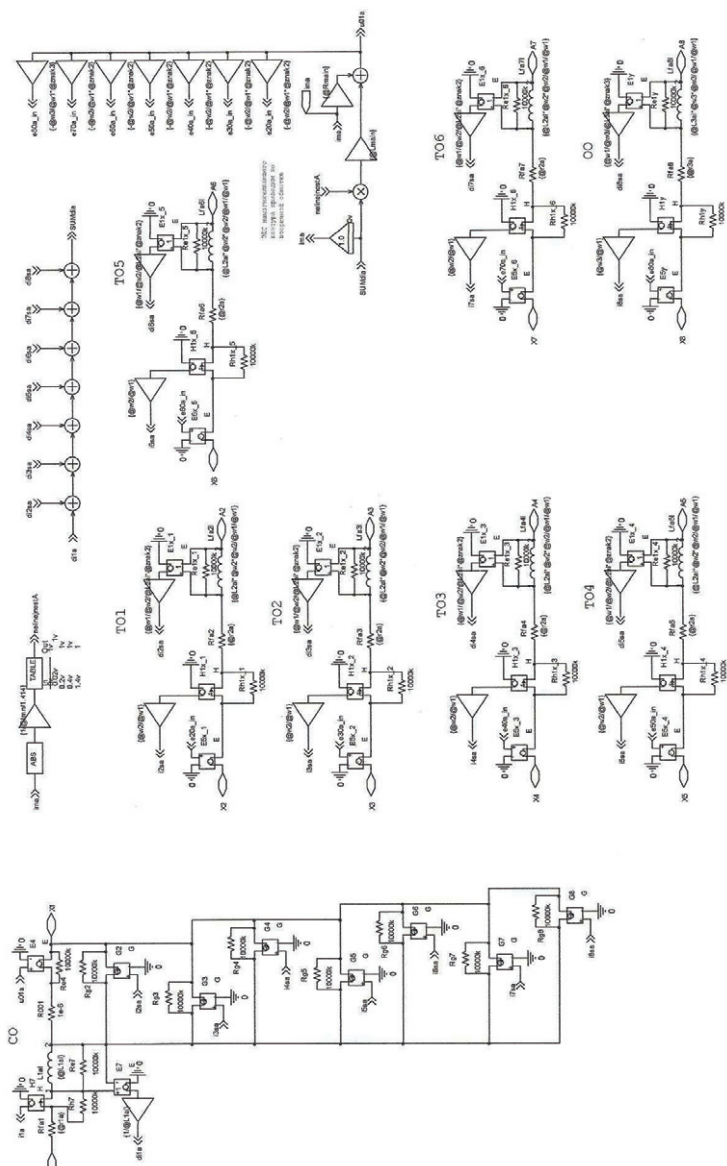


Рис. 7.3. Компьютерная модель ТТ согласно рис. 7.2, выполненная в среде OrCAD 9.2

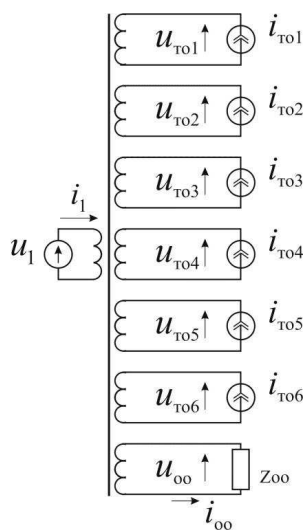


Рис. 7.4. Расчётная схема контуров ТТ для постановки вычислительного эксперимента при шести ТО и одной ОО

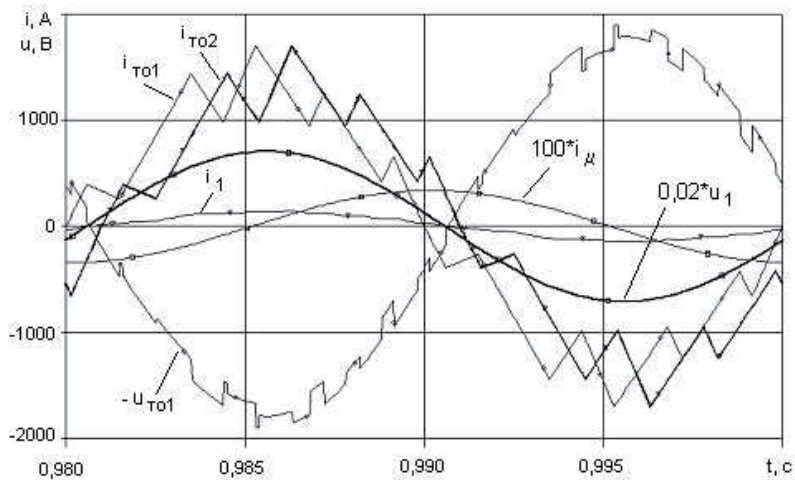


Рис. 7.5. Результаты моделирования токов и напряжений ТТ при параллельной работе двух 4QS

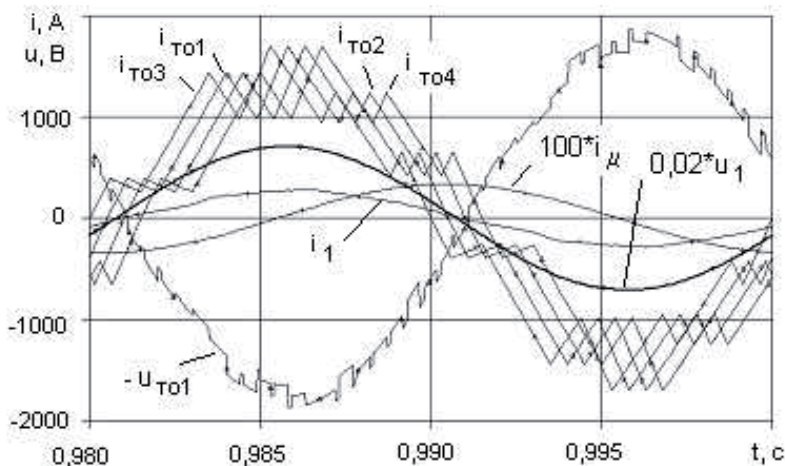


Рис. 7.6. Результаты моделирования токов и напряжений ТТ при параллельной работе четырёх 4QS

На рис.7.8 показаны экспериментальные временные зависимости токов 4QS и тока электроваза при параллельной работе двух 4QS с частотой модуляции каждого преобразователя 250 Гц (5 импульсов за полупериод промышленной частоты 50 Гц). Как видно из сравнения форм графиков на рис.7.5 и рис.7.8 результаты проведённых вычислительных экспериментов адекватны результатам экспериментальных поездок электроваза ЭП10.

Оценим отличие потерь в ТТ по сравнению с эталонным случаем синусоидальных токов и напряжений, когда токи во всех ТО синфазны между собой и с напряжением СО. Величина амплитуды синусоидальных токов i_{T01} и i_{T02} равна величине амплитуды первой гармоники тока преобразователя через тяговую обмотку, а именно: $I_{T01m} = I_{T02m} = I_{T03m} = I_{T04m} = I_{T05m} = I_{T06m} = 13523 \text{ A}$. По итогам моделирования в среде *OrCAD* потери мощности в ТТ рассчитывались с использованием стандартной функции $AVG(W)$, т.е. среднее значение потерь мощности на выбранном интервале времени [71]. Результаты сравнения потерь представлены в таблице 7.2.

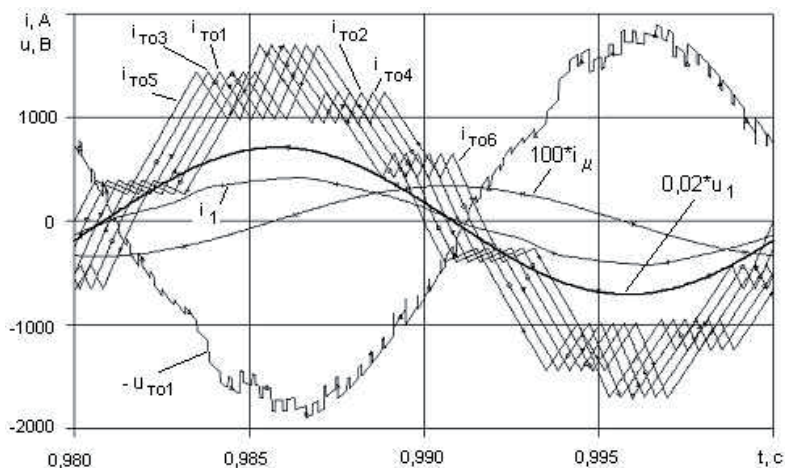


Рис. 7.7. Результаты моделирования токов и напряжений ТТ при параллельной работе шести 4QS

Как видно из таблицы 7.2, наиболее существенно снижаются при увеличении количества 4QS потери в СО. Суммарные потери в ТТ имеют тенденцию к уменьшению с ростом количества преобразователей. Снижение напряжения на ТО находится в допустимых пределах. Основные результаты таблицы 7.2 представлены в графической форме на рис. 7.9.

Поясним, каким образом в вычислительных экспериментах при несинусоидальных токах ТО получено уменьшение суммарных потерь в ТТ по сравнению с эталонным случаем. Несинусоидальность токов в ТО неизбежно приводит к увеличению потерь в ТО за счёт вклада высших временных гармоник (ВВГ) тока. Но при сдвиге фаз токов ТО амплитуда векторной суммы этих токов, в том числе первой гармоники, снижается по сравнению со случаем синфазных токов ТО. Это является причиной снижения первой гармоники сетевого тока и тока намагничивания.

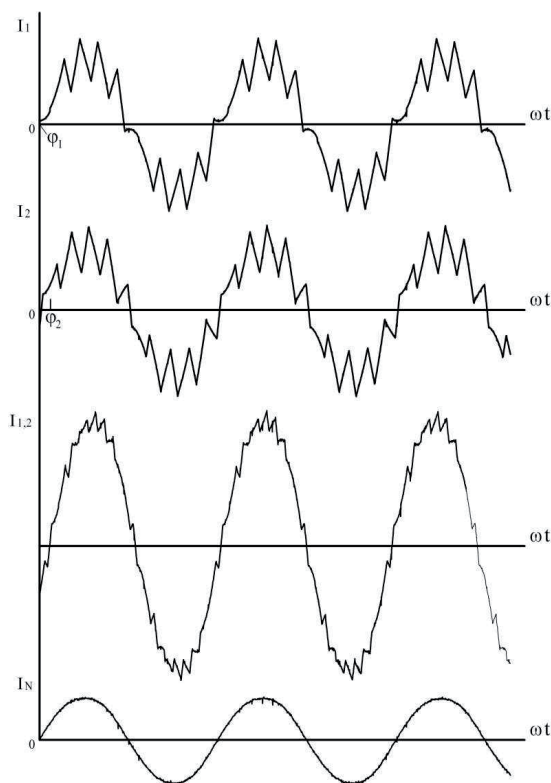


Рис. 7.8. Экспериментальные временные зависимости токов $4QS$ и тока электровоза ЭП10 на переменном токе, на участке Рязань-Рязжск с пассажирским составом из 20 четырёхосных вагонов массой 60 т в режиме тяги со скоростью 40 км/ч при параллельной работе двух $4QS$ с частотой модуляции каждого преобразователя 250 Гц (5 импульсов за полупериод промышленной частоты 50 Гц);

I_1 – ток на входе первого преобразователя;

I_2 – ток на входе второго преобразователя;

$I_{1,2}$ – ток двух преобразователей на вторичной стороне ТТ, образованный сложением токов первого и второго преобразователей.

I_N – ток на первичной (сетевой) стороне ТТ, сглаженный за счёт индуктивности ТТ.

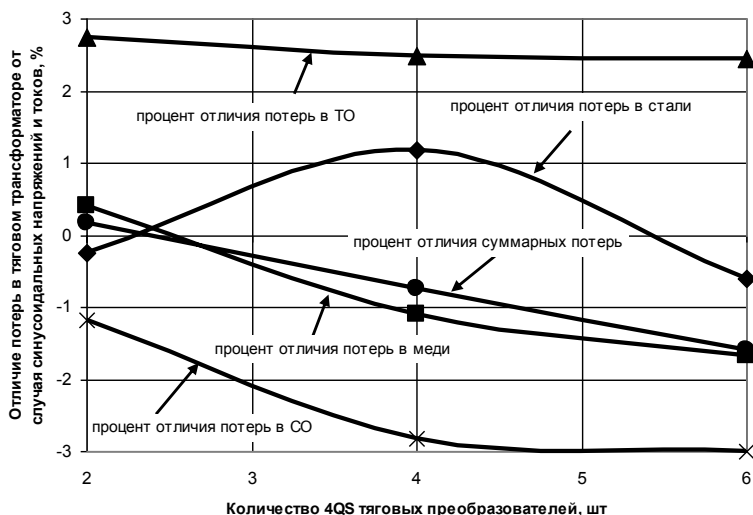


Рис. 7.9. Отличие потерь в тяговом трансформаторе при разном количестве параллельно работающих 4QS тяговых преобразователей от эталонного случая

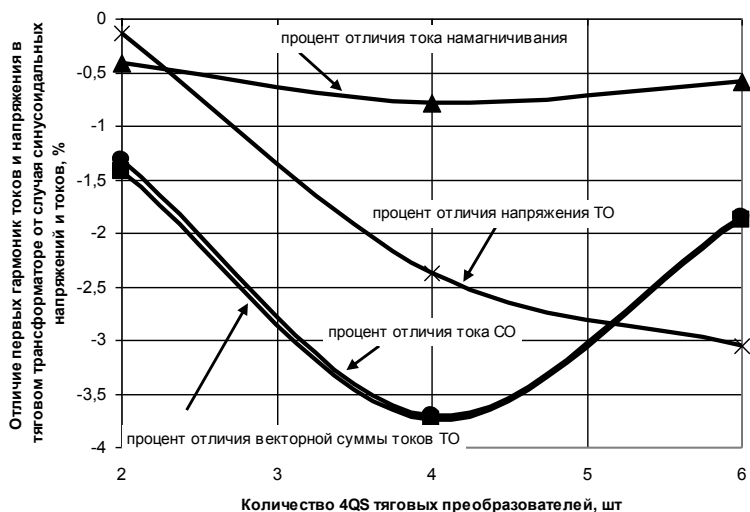


Рис. 7.10. Отличие первых гармоник токов и напряжения в тяговом трансформаторе при разном количестве параллельно работающих 4QS тяговых преобразователей от эталонного случая

Таблица 7.2

Результаты сравнения потерь в ТТ при параллельной работе 2-х, 4-х и 6-ти 4QS

Отличие потерь и напряжения по сравнению со случаем синусоидальных токов и напряжений, когда токи во всех ТО синфазны	суммарные в ТО	в СО	в меди	в стали	суммарные	1-я гармоника напряжения на ТО	
Две ТО, токи и напряжения синусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 18° эл., дополнительная компенсация отставания тока СО на 1,422° эл.	%	0,023	-2,611	-1,329	-0,298	-0,953	0,489
Две ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, сдвиг токов в ТО 1 мс	%	2,272	-2,144	0,006	-0,526	-0,188	-0,338
Две ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 1 мс, дополнительная компенсация отставания тока СО на 1,58° эл.	%	2,741	-1,811	0,405	-0,238	0,170	-0,135
Четыре ТО, токи и напряжения синусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 9° эл., дополнительная компенсация отставания тока СО на 0,702° эл.	%	-0,047	-3,136	-2,139	-0,274	-1,846	0,303
Четыре ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, сдвиг токов в ТО 0,5 мс	%	2,484	-2,703	-1,029	0,558	-0,779	-2,852
Четыре ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 0,5 мс, дополнительная компенсация отставания тока СО на 2,66° эл.	%	2,484	-2,817	-1,106	1,187	-0,746	-2,377
Шесть ТО, токи и напряжения синусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 6,0012° эл., дополнительная компенсация отставания тока СО на 0,468° эл.	%	-0,023	-3,250	-2,471	0,080	-2,251	-0,678
Шесть ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, сдвиг токов в ТО 0,333 мс	%	2,436	-2,937	-1,640	-1,694	-1,645	-1,984
Шесть ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 0,333 мс, дополнительная компенсация отставания тока СО на 2,34° эл.	%	2,436	-2,994	-1,683	-0,598	-1,589	-3,056

В вычислительном эксперименте ток СО снижается в той же пропорции, как и векторная сумма токов в ТО (см. рис. 7.10 согласно табл. 7.2 в случае дополнительной компенсации отставания тока СО). Таким образом, уменьшение потерь в меди в результате сдвига фаз токов ТО компенсирует увеличение потерь в меди, вызванное ВВГ токов ТО. Так как ток намагничивания практически всегда очень близок к синусоиде (значения ВВГ весьма малы ввиду высокой фильтрующей способности главной индуктивности), то увеличение потерь в стали от ВВГ практически не происходит.

Выводы по главе 7

1. Одним из способов снижения потерь энергии в ТТ при питании статических преобразователей, является обеспечение формы тока СО близкой к синусоидальной посредством программной реализации алгоритмов управления нагрузками.

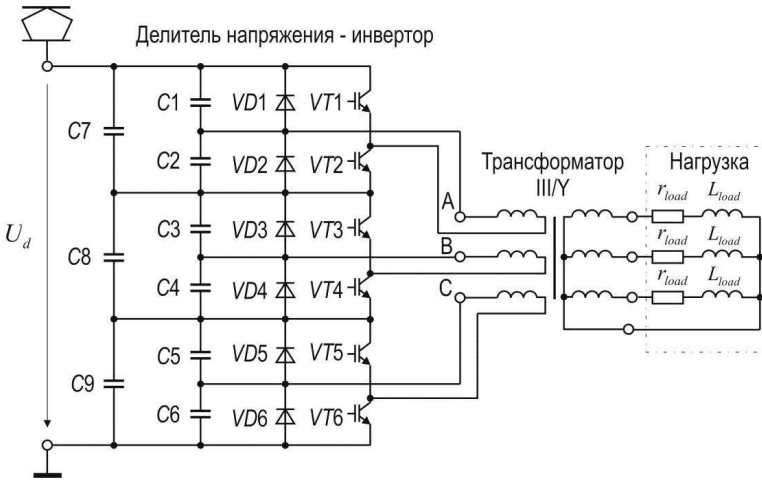
2. Значение суммарных потерь ТТ находится в обратной зависимости от количества параллельно работающих $4QS$ преобразователей.

3. Оптимальное количество параллельно работающих $4QS$ следует определять на основании серий вычислительных экспериментов с использованием единой математической модели тягового привода.

Глава 8.

Устройство для питания трёхфазных однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока и способы управления этим устройством

На рис. 8.1 предложена схема устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока.



**Рис. 8.1. Электрическая принципиальная схема устройства для
питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей
электровоза постоянного тока**

Устройство преобразует постоянное напряжение контактной сети в трёхфазное переменное напряжение, частота и величина которого может регулироваться. Каждая фаза первичной обмотки трёхфазного трансформатора (Т) подключена к ячейке преобразователя, представляющей собой однофазный полумостовой автономный инвертор напряжения. Например, фаза А подключена к ячейке, включающей в себя транзисторные ключи $VT1$ и $VT2$, диоды $VD1$ и $VD2$, конденсаторы $C1$ и $C2$. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ открываются поочерёдно на рав-

ные промежутки времени, формируя переменное напряжение на фазе A первичной обмотки T . Конденсатор $C7$ стабилизирует постоянное напряжение на входе ячейки преобразователя. Одновременно последовательно соединённые конденсаторы $C7$, $C8$ и $C9$ представляют собой ёмкостный делитель, разделяющий входное постоянное напряжение контактной сети U_d на три равные части (по количеству фаз T и ячеек преобразователя). Пары транзисторов в остальных двух фазах работают так же, как и в фазе A , но со сдвигом во времени на 120° эл. и 240° эл., образуя на обмотках T трёхфазную симметричную систему питающих напряжений. Фазы первичной обмотки T не имеют электрических соединений друг с другом (независимые обмотки [43]), то есть включены по открытой схеме. С целью наилучшего использования входного постоянного напряжения U_d следует использовать при формировании наибольшего по условиям эксплуатации напряжения на первичной обмотке T угол проводимости транзисторов $\Theta_{\Pi} = 180^\circ$ эл. Таким образом, получим кривую напряжения в форме меандра. Конденсаторы $C1$ и $C2$ дополнительно стабилизируют форму полу-волн меандра в фазе A . Для регулирования величины переменного напряжения можно в этом случае использовать прямоугольно-треугольную ШИМ: двуполярное напряжение несущей частоты треугольной формы, модулирующее напряжение в форме меандра (будем именовать это «Способ 1», см. рис. 8.2).

Основной недостаток вышеописанного способа формирования напряжения (способа управления преобразователем) следует из гармонического состава сигнала формы меандра: содержатся все гармонические составляющие нечётных порядков, относительная амплитуда гармоники убывает обратно пропорционально её номеру (относительная амплитуда 1-й гармоники равна 1, 3-й гармоники $1/3$, 5-й – $1/5$). Третья гармоника напряжения весьма велика, что определяет значительность третьей гармоники тока первичной обмотки T (в 2,18 раза превосходит 1-ю гармонику) и значительность дополнительных потерь от её протекания.

Для преодоления указанного недостатка предлагается в качестве модулирующего напряжения использовать форму сигнала «меандр с

паузой» при ширине импульса 120° эл. (будем именовать это «Способ 2», см. рис. 8.3).

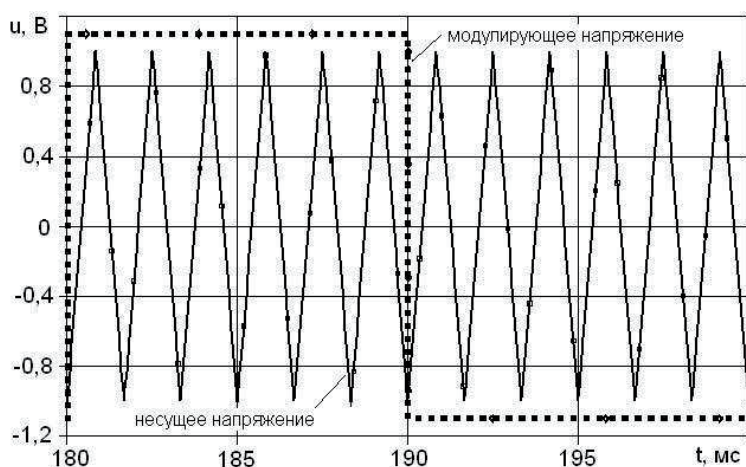


Рис. 8.2. Способ 1 осуществления ШИМ напряжения фазы

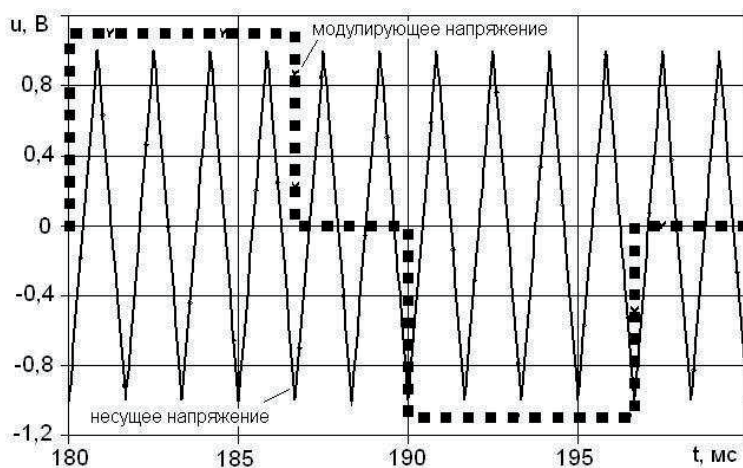


Рис. 8.3. Способ 2 осуществления ШИМ напряжения фазы

Для сравнения в качестве «Способа 3» используем алгоритм синусоидально-треугольной ШИМ с предмодуляцией синфазной с первой третьей гармоникой с амплитудой 0,167 от первой гармоники и перемодуляцией первой гармоники в $\pi/2$ раз (см. рис. 8.4).

Результаты компьютерного моделирования для сравнения трёх способов управления преобразователем сведены в таблицу 8.1. Использована компьютерная модель трёхфазного трансформатора, показанная на рис. 3.5 – 3.9 и в [48]. Во всех случаях параметры Т и нагрузки одинаковы. Нагрузка симметричная с $\cos \varphi = 0,88$. Частота модулирующего напряжения 50 Гц, несущая частота ШИМ 600 Гц. Все значения величин в таблице представлены в относительных единицах.

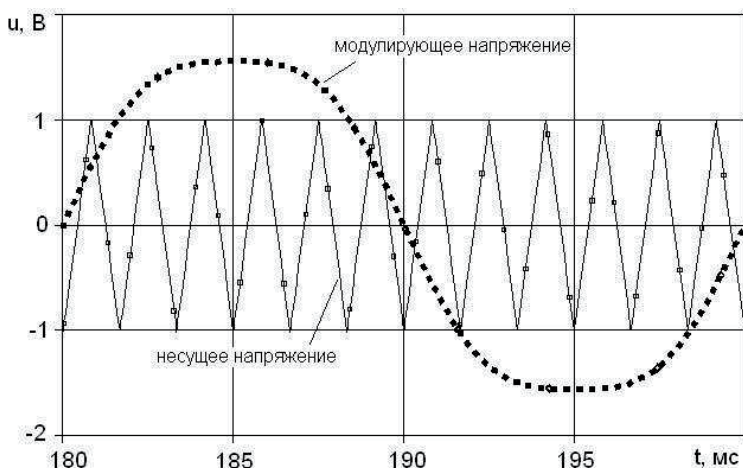


Рис. 8.4. Способ 3 осуществления ШИМ напряжения фазы

При любом из рассмотренных способов управления преобразователем отсутствуют или невелики гармоники с порядками, кратными трём, в фазном и линейном напряжениях вторичной обмотки Т. Это положительно сказывается на гармоническом составе тока вторичной обмотки. Потенциал нейтральной точки нагрузки, соединённой по схеме звезда, близок к нулю. В спектре напряжения фазы первичной обмотки Т наблюдаются чётные гармоники. Они присутствуют также

в напряжениях и токах фаз вторичной обмотки Т и линейном напряжении вторичной обмотки.

Таблица 8.1

Сравнительные результаты расчёта характеристик устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока при различных способах управления преобразователем

Наименование характеристик	Напряжение 1-й гармоники фазы первичной обмотки Т	Активная мощность на выходе Т	Коэффициент мощности на входе Т	КПД Т	$\eta_T \cdot \cos \varphi_1$	
1	2	3	4	5	6	7
Условное обозначение	$\dot{U}_{1\phi 1}$	P_2	$\cos \varphi_1$	η_T	K_E	$K_E \cdot \dot{U}_{1\phi 1}$
Способ 1	1,000 (733,6 В)	1,000 (73 кВт)	0,847	0,910	0,771	0,771
Способ 2	0,873	0,761	0,834	0,966	0,806	0,704
Способ 3	0,966	0,925	0,825	0,961	0,793	0,766

Способ 2 позволяет радикально уменьшить величину тока 3-й гармоники в первичной обмотке Т (до 7,15% от 1-й гармоники).

При Способе 3 3-я гармоника тока в первичной обмотке Т в 1,53 раза превосходит 1-ю. Расчётные кривые напряжения и токов показаны на рис. 8.5.

Проблема чётных гармоник решается подбором несущей частоты ШИМ. Увеличив её до 650 Гц, получим поворотную симметрию левой и правой половин изображения на рис. 8.2 – 8.4 и отсутствие в напряжениях и токах трансформатора чётных гармоник. То есть, с точки зрения гармонического состава предпочтительно, когда на периоде модулирующего напряжения укладывается нечётное количество периодов напряжения несущей частоты. Но при переменной частоте модулирующего напряжения возможны различные количества периодов несущей частоты на периоде модулирующей.

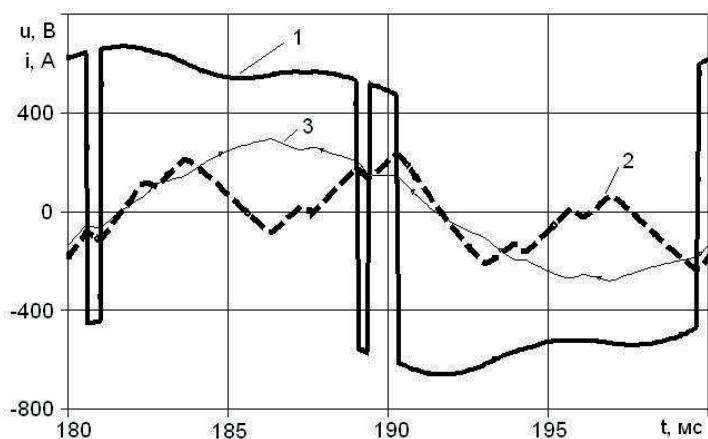


Рис. 8.5. Результат компьютерного моделирования токов и напряжения трансформатора при управлении преобразователем по Способу 3: 1 – напряжение фазы первичной обмотки; 2 – ток фазы первичной обмотки; 3 – ток фазы вторичной обмотки

Из данных таблицы 8.1 видно, что наивысшее значение K_E (энергетического фактора) показывает Способ 2. Однако он заметно проигрывает двум другим по использованию входного напряжения и, как следствие, по полезной мощности на выходе Т. Отсюда, по совокупности энергетических характеристик, то есть по значению произведения $\eta_T \cdot \cos \varphi_1 \cdot U_{1\phi}^*$ предпочтительнее Способ 3.

Выводы по главе 8

1. Предложена схема устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока.
2. Разработана компьютерная модель устройства и проанализированы различные способы управления им.
3. Достоинством рассмотренной схемы преобразователя является то, что к электродам коллектор – эмиттер каждого транзисторного ключа прикладывается примерно треть входного постоянного напряжения U_d .

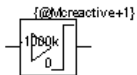
Глава 9.

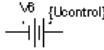
Моделирование нагрузки на валу и расчёт КПД электрической машины в среде *OrCAD* или других САПР, использующих *PSpice*

Для моделей узлов формирования момента нагрузки и КПД использованы типовые аналоговые компоненты системы *OrCAD* 9.2 (табл. 9.1) [72, 64, 16, 17].

Таблица 9.1

**Аналоговые компоненты (блоки) *OrCAD* 9.2,
использованные для набора модели**

Наименование блока	Графическое обозначение	Наименование Библиотеки	Назначение блока
1	2	3	4
<i>GAIN</i>		<i>ABM.SLB</i>	Усилитель, пропорциональное звено
<i>DIFF</i>		<i>ABM.SLB</i>	Вычитание напряжений
<i>SUM</i>		<i>ABM.SLB</i>	Суммирование напряжений
<i>MULT</i>		<i>ABM.SLB</i>	Перемножение напряжений
<i>PWRS</i>		<i>ABM.SLB</i>	Степенная функция
<i>CONST</i>		<i>ABM.SLB</i>	Источник постоянного напряжения
<i>ABS</i>		<i>ABM.SLB</i>	Абсолютная величина
<i>GLIMIT</i>		<i>ABM.SLB</i>	Усилитель - жёсткий ограничитель
<i>LIMIT</i>		<i>ABM.SLB</i>	Жёсткий ограничитель
<i>R</i>		<i>ANALOG.SLB</i>	Резистор

1	2	3	4
<i>Sbreak</i>	 $\text{V}^{\text{OFF}} = 0.0\text{V}$ $\text{V}^{\text{ON}} = 0.001\text{V}$	<i>BREAKOUT.SLB</i>	Ключ, управляемый напряжением
<i>Dbreak</i>		<i>BREAKOUT.SLB</i>	Диод
<i>VDC</i>		<i>SOURCE.SLB</i>	Источник постоянного напряжения

Следует использовать степенную функцию X^y , где X - величина сигнала на входе функционального блока вида *PWRS* согласно таблице 9.1. Выбор *PWRS* вместо *PWR* продиктован существенным отличием в их работе: при подаче сигнала отрицательного знака на вход блока *PWR* при любом значении показателя степени, в которую возводится значение входного сигнала, на выходе получим сигнал положительного знака; при подаче сигнала отрицательного знака на вход блока *PWRS* при любом значении показателя степени, в которую возводится значение входного сигнала, на выходе получим сигнал отрицательного знака. При положительном входном сигнале работа функциональных блоков *PWR* и *PWRS* абсолютно одинакова.

Блоки *Dbreak* использованы, так как идеально реализуют функцию односторонней проводимости (отсутствует напряжение пробоя и нет обратной проводимости).

9.1. Схемы формирования момента нагрузки

Разработанный узел формирования момента нагрузки *McM2* на валу электрической машины (ЭМ) (рис. 9.1) допускает комбинирование следующих составляющих: активного момента нагрузки *McactiveM2*, реактивного момента нагрузки постоянной величины, реактивного момента нагрузки типа вязкого трения *McventM2* и момента механических (вентиляционных) *MventlossesM2* потерь [73]. Окончание *M2* в вышеупомянутых обозначениях говорит о принадлежности величин к мотору, именуемому *M2* (аналогично далее по тексту *M1*). Практически задание баланса составляющих момента нагрузки выполняется путём изменения коэффициентов передачи усилителей для каждой составляющей (рис. 9.1).

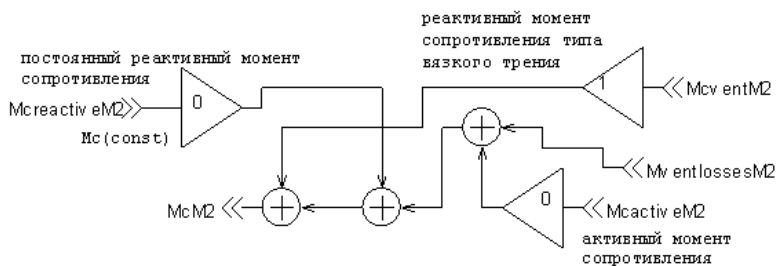


Рис. 9.1. Узел формирования момента нагрузки на валу ЭМ

Предлагаемые схемы формирования момента сопротивления на валу позволяют моделировать реверсивные режимы работы ЭМ. В случае, когда нагрузка на валу типа вязкого трения - момент сопротивления является функцией частоты вращения в степени X_0 , рекомендуется программировать модель следующим образом (рис. 9.2). Значение частоты вращения вала, об/мин, с учётом знака (положительное значение подразумевает вращение в прямом направлении, а отрицательное значение соответствует реверсивному направлению вращения вала) подаётся на два параллельно соединённых блока *PWRS*. Последовательно выходу одного из них подсоединён блок *ABS*. Пусть для этого блока *PWRS* показатель степени равен X_0 . Для другого блока *PWRS* зададим показатель степени 0 .

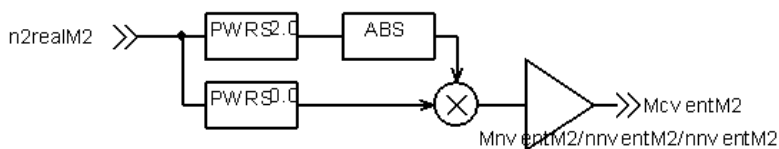


Рис. 9.2. Блок формирования реактивного момента сопротивления типа вязкого трения (вариант 1)

Для полноты картины заметим, что в случае зависимости величины реактивного момента нагрузки от частоты вращения в нечётной

степени достаточно всего одного блока *PWRS* без применения *ABS*. Так можно поступить в случае момента сопротивления от механических потерь, когда

$$M_C = \frac{P_{mexxx}}{n_{xx}} \left(\frac{n_2}{n_{xx}} \right)^{1,7}, \quad (9.1)$$

где: P_{mexxx} - механические потери в ЭМ на холостом ходу, Вт;

n_{xx} - частота вращения вала ЭМ на холостом ходу, об/мин;

n_2 - текущее значение частоты вращения вала ЭМ, об/мин, для которого определяется момент.

Формула (1) следует из формулы для механических потерь в ЭМ:

$$P_{mex} = P_{mexxx} \left(\frac{n_2}{n_{xx}} \right)^n, \text{ Вт}, \quad (9.2)$$

где показатель степени n зависит от способа вентиляции машины (при принудительной вентиляции $n = 2$, при самовентилиации $n = 2,7$).

Более универсальный блок формирования реактивного момента нагрузки типа вязкого трения позволяет задать для прямого и реверсивного направления вращения вала ЭМ различные зависимости момента от частоты вращения (в различной степени частоты, с различным коэффициентом пропорциональности), изменяя коэффициенты передачи усилителей на входах сумматора на рис. 9.3.

Реализованная в модели (рис. 9.4) зависимость реактивного статического момента M_C постоянной величины от частоты вращения вала n_{2real} не имеет разрыва при отсутствии вращения вала, чем не вполне соответствует идеализированным теоретическим зависимостям [72]. Схема формирования реактивного момента нагрузки постоянной величины не позволяет получить на самом деле заданную постоянную величину момента сопротивления в любой момент времени, так как при коммутации управляемого ключа сигнал на входе блока

GLIMIT изменяется не мгновенно, и некоторое время *GLIMIT* работает в усилительном режиме.

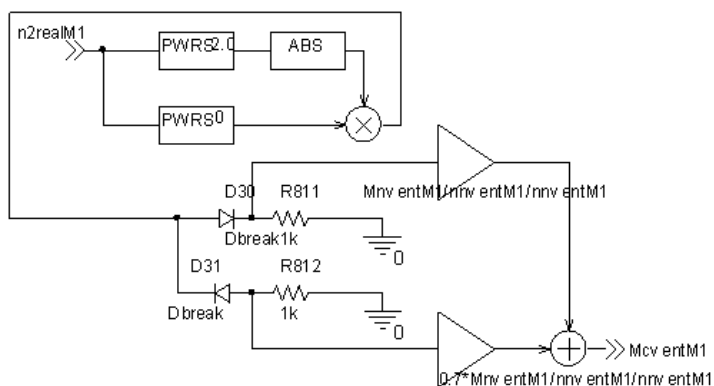


Рис. 9.3. Блок формирования реактивного момента сопротивления типа вязкого трения (вариант 2)

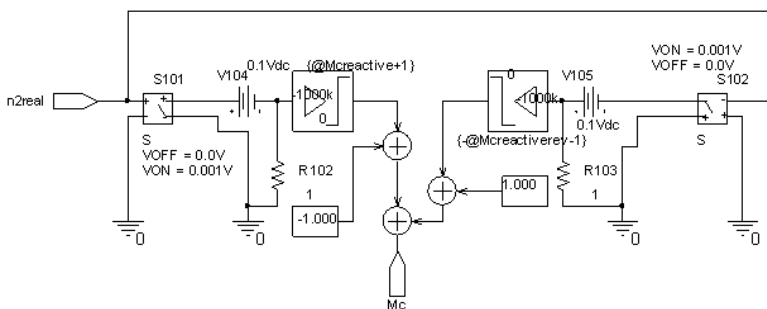


Рис. 9.4. Блок формирования реактивного момента сопротивления постоянной величины

Устойчивое состояние покоя привода при отсутствии вращения вала для всей схемы формирования постоянного реактивного момента достигается при нулевой частоте вращения (это состояние сохраняется до достижения частотой вращения вала порогового значения, ко-

торое задано в модели равным 0,001 об/мин, позволяющего замкнуть в зависимости от знака входного сигнала один из управляемых ключей *Sbreak*). До замыкания одного из управляемых ключей на выходе схемы формируется нулевое значение момента сопротивления.

Блоки *CONST* на рис. 9.4 предназначены для компенсации потенциала, подаваемого через блоки *GLIMIT* на выход схемы при разомкнутых ключах *Sbreak*. Задавая неодинаковые значения для пределов (верхнего *Mcreactive* на левом блоке *GLIMIT* и нижнего *Mcreactive**rev* на правом блоке *GLIMIT*), можно получить разную величину момента сопротивления для разных направлений вращения вала ЭМ.

Активный момент задаётся блоком *CONST* (рис. 9.5).

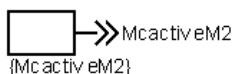


Рис. 9.5. Блок формирования активного момента сопротивления

9.2. Схема вычисления КПД

КПД ЭМ определяется как мгновенный. Корректное определение величины КПД возможно как в двигательном, так и в генераторном режимах (но не в режимах динамического торможения или торможения противовключения). КПД определяется по модулю. Коэффициент полезного действия в любой момент времени вычисляется как (см. рис. 9.6):

$$\text{КПД} = \left| \frac{P_2}{P_1} \right| + \left| \frac{P_1}{P_2} \right| - 1, \text{ о.е.} \quad (9.3)$$

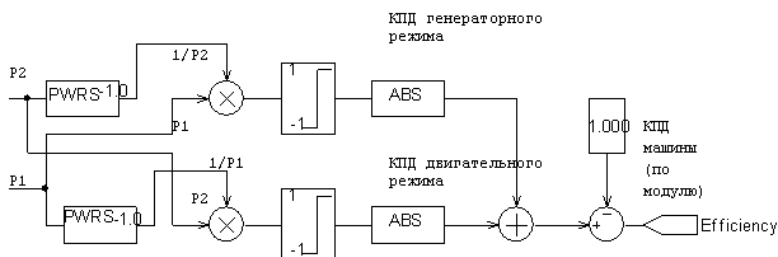


Рис. 9.6. Блок вычисления КПД ЭМ

Учитывая что первое слагаемое в (9.3) – КПД двигательного режима, а второе слагаемое – КПД генераторного режима. Причём, схема составлена так, что в двигательном режиме, когда первое слагаемое ≤ 1 , второе равно 1, а в генераторном режиме, когда второе слагаемое ≤ 1 , первое равно 1.

В окрестностях (в пределах максимально допустимого заданного для текущего *Simulation Profile* шага по времени между соседними точками вычислений) точки перехода от двигательного режима к генераторному или наоборот от генераторного режима к двигательному замечена неточность определения КПД, вызванная неидеальностью нелинейной характеристики блоков *LIMIT* вблизи точек перегиба («скругление» колена нелинейной характеристики).

Если использовать выражение (9.4), то по знаку при значении КПД будет видно, какому режиму он принадлежит. Если «-», то режим генераторный, если «+», то двигательный.

$$\text{КПД} = \left(\left| \frac{P_2}{P_1} \right| + \left| \frac{P_1}{P_2} \right| - 1 \right) \cdot \text{sign}(M_{\text{ЭМ}} \cdot \omega_r), \quad (9.4)$$

КПД при динамическом торможении или торможении противовключением определяется как

$$\text{КПД}_{\text{тормоза}} = \left(1 - \frac{|P_2|}{|P_1| + |P_2|} \right) \cdot \text{sign}(M_{\text{ЭМ}} \cdot \omega_r), \text{ о.е.} \quad (9.5)$$

Выводы по главе 9

Предложены схемы для компьютерного моделирования моментов нагрузки на валу электрических машин и для вычисления КПД в различных режимах, построенные по принципу структурных схем, а также при сочетании структурных схем и схемотехнического подхода.

Однако следует заметить, что в настоящее время 75 – 80% электроприводов являются нерегулируемыми, в основном, из-за того, что нет в этом технологической необходимости, если не считать условий пуска и защиты.

Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик, «Регулируемые электроприводы переменного тока»

Глава 10.

Компьютерное моделирование асинхронного электропривода с гидромуфтой

Гидромуфты (ГМ) нашли широкое применение в силовых приводах ленточных, цепных скребковых и пластинчатых конвейеров, элеваторов, осевых вентиляторов и дымососов, в приводах питательных насосов и газовых турбин, дробилок и мельниц различных типов, роторных экскаваторов, дорожных катков, бетономесителей, барабанных сушилок и центрифуг, в составе гидромеханических коробок передач тепловозов, автомобилей, тракторов. Использование ГМ в составе силового привода даёт следующие преимущества:

- улучшение статических и пусковых характеристик машины;
- защита привода от динамических перегрузок при резкой остановке, например, заклинивании рабочего органа машины;
- ограничение крутящего момента заданной величиной в режимах пуска и торможения, что предохраняет двигатель, привод и рабочий орган машины от недопустимых перегрузок;
- демпфирование и снижение амплитуды крутильных колебаний в приводах, возникающих при работе машины.

В ряде случаев ГМ является здесь связующим звеном между силовым валом АД и приводимого механизма. При этом ГМ обеспечивает плавность разгона механизма передачи энергии и облегчение условий прямого пуска АД на холостом ходу и с нагрузкой. Математическое описание совокупности приводимого механизма и ГМ мож-

но воспринимать как более сложную математическую модель нагрузки на валу АД по сравнению с описанными в главе 9. Сведения о конструкции, принципе действия и характеристиках ГМ можно почерпнуть, например, в [74, 75].

Уравнения математической модели трёхфазного АД приведены в главе 1.

В качестве примера для рассмотрения [12, 76] принята следующая кинематическая схема механической части привода: вал АД - повышающий редуктор – вал насоса – ГМ – вал турбины, к которому присоединена механическая нагрузка. Уравнение движения для вала АД имеет вид:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(M_{\text{ЭМ}} - \frac{M_{\text{насоса ГМ}}}{j_p} - \frac{P_{\text{мех 0}}}{\omega_{r0}} \left(\frac{\omega_r}{\omega_{r0}} \right)^{1,7} - k_{\text{сопр.Н}} \omega_r \right). \quad (10.1)$$

Здесь J - момент инерции вращающихся частей ротора, редуктора и насоса с рабочей жидкостью;

передаточное отношение j_p редуктора – это отношение частоты вращения ротора АД к частоте вращения насоса ГМ

$$j_p = \omega_r / \omega_{\text{насоса}}; \quad (10.2)$$

$M_{\text{насоса ГМ}} / j_p$ - вращающий момент на валу привода насоса ГМ, приведённый к валу ротора АД;

$$\frac{P_{\text{мех 0}}}{\omega_{r0}} \left(\frac{\omega_r}{\omega_{r0}} \right)^{1,7} - \text{ момент механических потерь АД при способе}$$

вентиляции электрической машины «самовентиляция» [32];

$P_{\text{мех 0}}$ - механические потери АД в режиме идеального холостого хода;

ω_{r0} - частота вращения АД в режиме идеального холостого хода;

$k_{\text{сопр.Н}} \omega_r$ - момент сил сопротивления вращению валов насоса ГМ и редуктора, приведённый к валу ротора АД.

Мгновенное значение полезной мощности P_2 на валу АД:

$$P_2 = \omega_r M_{\text{насоса ГМ}} / j_p. \quad (10.3)$$

За основу модели ГМ взята физическая и математическая модель ГМ постоянного заполнения, описанная в [77]. Вращающий момент на валу привода насоса ГМ

$$M_{\text{насоса ГМ}} = \rho(\omega_{\text{насоса}} r_2^2 - \omega_{\text{турбины}} r_1^2) Q, \quad (10.4)$$

где Q , м³/с - расход рабочей жидкости в ГМ, равный

$$Q = \frac{900 g b_2 D^4 \omega_{\text{насоса}} \lambda(\varepsilon)}{\pi^2 r_1^2 \left[1 - \frac{r_1^2}{r_2^2} (1 - \varepsilon) \right]}; \quad (10.5)$$

ε - относительное скольжение рабочих колёс ГМ, равное

$$\varepsilon = 1 - (\omega_{\text{турбины}} / \omega_{\text{насоса}}); \quad (10.6)$$

$\lambda = f(\varepsilon)$, с²/м - опытная статическая характеристика ГМ.

Использование в *OrCAD* аппроксимации опытной статической характеристики ГМ $\lambda = f(\varepsilon)$, с²/м, [77] аналитической функцией не позволило получить устойчивое решение, поэтому использовано задание $\lambda = f(\varepsilon)$ суммой табличных функций, формирующих нелинейность кусочно-линейного вида. Для корректного моделирования быстропротекающих динамических процессов последовательно $\lambda = f(\varepsilon)$ включено апериодическое звено с постоянной времени 0,022 с, как рекомендовано в случае больших ускорений (до 2100 1/с²) вращающихся частей механизма в [78].

Уравнение движения для вала турбины ГМ имеет вид:

$$\frac{d\omega_{\text{турбины}}}{dt} = \frac{M_{\text{насоса ГМ}} - k_{\text{сопр.Г}} \omega_{\text{турбины}} - M_{\text{нагрузки}}}{J_{\text{турбины}} + J_{\text{ж.Т}} + J_{\text{нагрузки}}}. \quad (10.7)$$

В числителе правой части (10.7): первое слагаемое - вращающий момент на валу привода насоса ГМ (смотри (10.4)); второе слагаемое - момент сил сопротивления вращению валов турбины ГМ и нагрузки; третье слагаемое - вращающий момент на силовом валу механизма внешней нагрузки.

В (10.1) момент инерции J является суммой составляющих:

$$J = \delta J_r + (J_{\text{насоса}} + J_{\text{ж.Н}}) / j_p^2. \quad (10.8)$$

Значения параметров и характеристик, использованных для моделирования ГМ, приведены в табл. 10.1.

Таблица 10.1

**Значения параметров, использованные при моделировании
силового электрогидродинамического привода**

№ п.п.	Наименование параметра	Обозначение параметра	Числовое значение	Единица измерения
1	2	3	4	5
1	Передаточное отношение редуктора	j_p	1/1,2	-
2	Момент инерции колеса насоса	$J_{\text{насоса}}$	0,5	кг·м ²
3	Момент инерции жидкости насоса	$J_{\text{ж.н}}$	0,033	кг·м ²
4	Коэффициент, учитывающий увеличение момента инерции ротора АД за счёт приведённого момента инерции редуктора	δ	1,2	-
5	Момент инерции колеса турбины	$J_{\text{турбины}}$	0,5	кг·м ²
6	Момент инерции жидкости турбины	$J_{\text{ж.т}}$	0,033	кг·м ²
7	Момент инерции нагрузки	$J_{\text{нагрузки}}$	2,4	кг·м ²
8	Коэффициент пропорциональности между частотой вращения вала АД ω_r и моментом сил сопротивления вращению валов насоса ГМ и редуктора, приведённым к валу ротора АД	$k_{\text{сопр.н}}$	0,0095	-
9	Коэффициент пропорциональности между частотой вращения вала турбины $\omega_{\text{турбины}}$ и моментом сил сопротивления вращению валов турбины ГМ и нагрузки	$k_{\text{сопр.т}}$	0,0095	-
10	Ускорение свободного падения	g	9,81	м/с ²
11	Плотность рабочей жидкости ГМ	ρ	850	кг/м ³
12	Активный диаметр ГМ	D	0,363	м
13	Малый радиус расчётного круга циркуляции (на средней струйке) колёс ГМ	r_1	0,054	м

1	2	3	4	5
14	Большой радиус расчётного круга циркуляции (на средней струйке) колёс ГМ	r_2	0,154	м
15	Ширина кольца выходного сечения канала ведущего колеса ГМ	b_2	0,054	м

Чтобы придать моделируемой ГМ свойства ГМ со статическим самоопоражнением (тяговой) [79], то есть ограничить момент, передаваемый ГМ, некоторой известной величиной, удобно в компьютерной модели ограничить, используя нелинейность типа «насыщение», результат расчёта $M_{\text{насоса ГМ}}$ по (10.4) .

Для придания свойств ГМ с динамическим самоопоражнением (предельной) [79], когда опоражнение или заполнение рабочего объёма ГМ жидкостью начинается при переходе через критическое значение частоты вращения насоса ГМ $\omega_{\text{насоса КР}}$, удобно воспользоваться переходом с одной характеристики $\lambda = f(\epsilon)$ на другую в зависимости от степени заполнения ГМ жидкостью. Упрощённо принимая, что характеристики $\lambda = f(\epsilon)$ при любом заполнении ГМ подобны по форме, можно домножать мгновенное значение, полученное на основной (при наибольшем коэффициенте заполнения ГМ жидкостью) характеристике $\lambda = f(\epsilon)$, на текущее значение коэффициента заполнения. Плавное изменение последнего при переходе через $\omega_{\text{насоса КР}}$ получим, полагая процесс опоражнения или заполнения жидкостью апериодическим с постоянной времени 0,2 – 0,3 с.

При моделировании $M_{\text{нагрузки}}$ в случае ГМ со статическим самоопоражнением использовался кусочно-постоянный сигнал, изменяющийся ступенчато (холостой ход, нагрузка, перегрузка). В случае ГМ с динамическим самоопоражнением $M_{\text{нагрузки}}$ формировался как сумма реактивного момента вязкого трения (вентиляторного) и момента постоянной величины, действующего только в начальной стадии пуска, то есть до некоторой малой частоты вращения (момент трогания). На рис. 10.1 показан способ формирования реактивного момента вязкого трения, использованный в описываемой компьютер-

ной модели (аналогичен изображённому на рис. 9.3). Служебные сопротивления r_{serv} имеют большие значения (не менее 1 кОм).

Результаты компьютерного моделирования динамики силового привода показаны для ГМ со статическим самоопоражнением на рис. 10.2. Здесь кривая 1 - частота вращения вала турбины $\omega_{турбины}$, 1/с. Кривая 2 – частота вращения вала насоса ГМ $\omega_{насоса}$, 1/с. Последовательно показаны режимы разгона и работы на холостом ходу, работы под нагрузкой, особенности работы в условиях перегрузки на валу турбины.

Динамическая характеристика $\lambda = f(\epsilon)$, полученная в результате моделирования привода с ГМ со статическим самоопоражнением, показана на рис. 10.3.

Для ГМ с динамическим самоопоражнением результаты моделирования приведены на рис. 10.4, где график 1 - частота вращения турбины $\omega_{турбины}$, график 2 – частота вращения насоса ГМ $\omega_{насоса}$, график 3 – момент нагрузки на валу турбины $M_{нагрузки}$, график 4 – момент на валу насоса ГМ $M_{насосаГМ}$. Сценарий в этом случае следующий: пуск АД производится при незаполненном жидкостью рабочем объёме ГМ. Процесс заполнения ГМ рабочей жидкостью начинается при достижении валом насоса частоты вращения 90% от номинальной, то есть достижении $\omega_{насосаКР}$, – это начало разгона нагрузки и турбины. Привод выходит на устойчивый установившийся режим работы. В момент времени $t_{off} = 10$ с происходит отключение питания АД. Вследствие этого привод переходит в режим «выбега». При снижении частоты вращения вала насоса до 90% от номинальной начинается процесс самоопораживания ГМ, по окончании которого ротор АД и нагрузка разъединяются, совершая далее «выбег» независимо друг от друга.

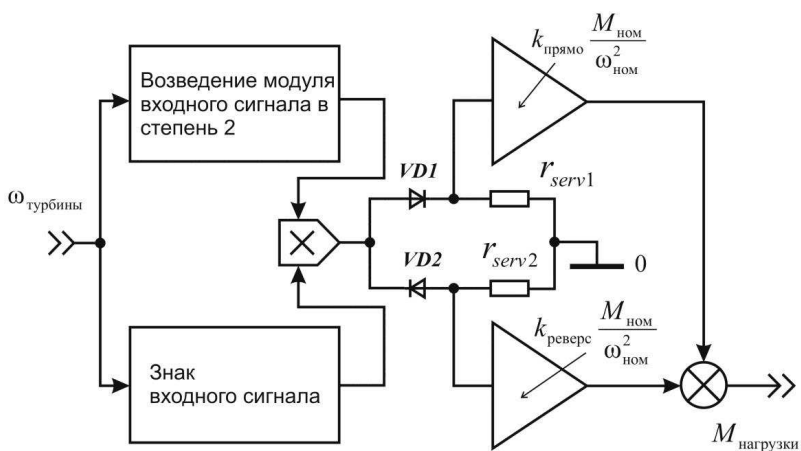


Рис. 10.1. Графическое изображение компьютерной модели способа формирования реактивного момента вязкого трения

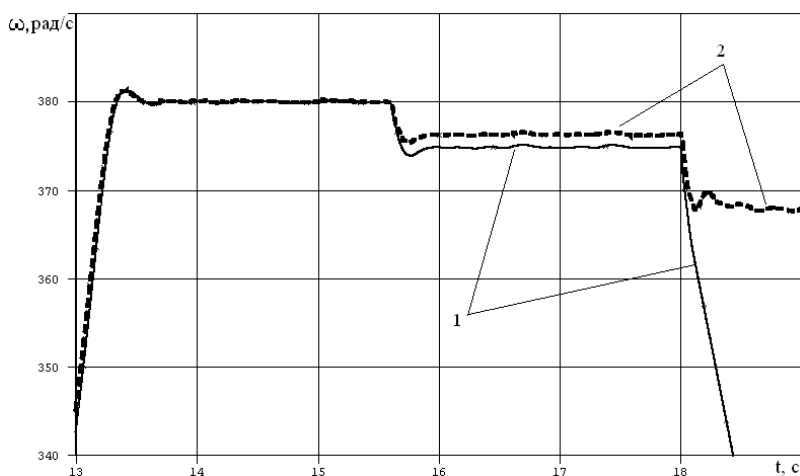


Рис. 10.2. Результаты компьютерного моделирования динамики привода для ГМ со статическим самоопоразниванием

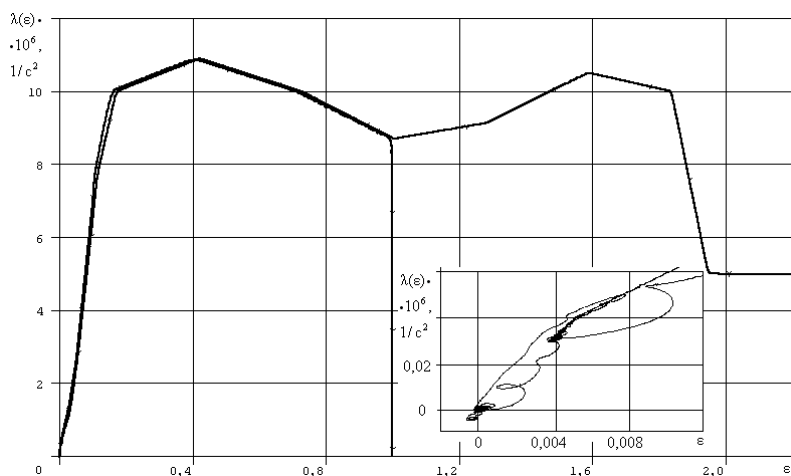


Рис. 10.3. Динамическая характеристика $\lambda = f(\varepsilon)$, полученная в результате моделирования привода с ГМ со статическим самоопораживанием при параметрах согласно табл. 1.1 и 10.1

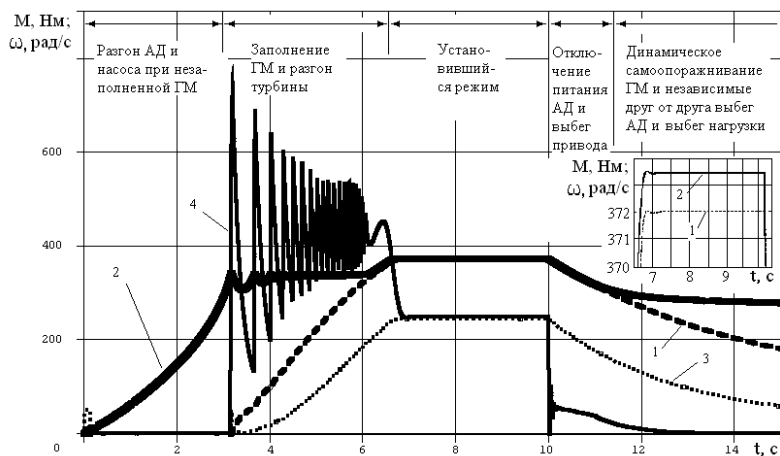


Рис. 10.4. Результаты компьютерного моделирования динамики привода при ГМ с динамическим самоопораживанием

Выводы по главе 10

Результаты компьютерного моделирования электрогидродинамического привода адекватно отражают сущность реальных физических процессов [75], происходящих на динамических и статических режимах асинхронного электропривода с ГМ. Использование ГМ с динамическим самоопораживанием позволяет осуществить присоединение нагрузки к уже разогнавшемуся АД, существенно облегчая процесс его пуска [75], рис. 10.4.

Глава 11.

Особенности формирования потенциалов в двухуровневном автономном инверторе напряжения.

Потенциал нейтральной точки нагрузки и токи утечки в тяговом асинхронном электроприводе электровозов постоянного тока

В [80] описана схема автономного инвертора напряжения (АИН), представленная на рис. 11.1, то есть с заземлённой средней точкой входного источника постоянного напряжения, а также даны эпюры потенциалов и напряжений и алгоритм работы ключей АИН для этого случая.

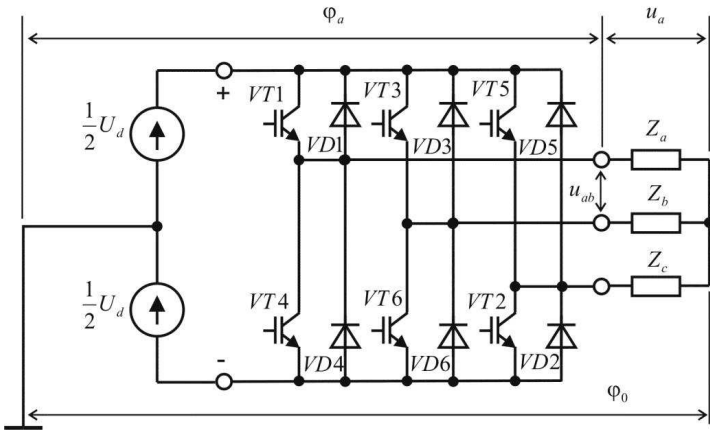


Рис. 11.1. Вариант схемы АИН с заземлённой средней точкой входного источника постоянного напряжения

Приняв условные обозначения аналогично [80], запишем основные соотношения для напряжений АИН: φ_c , φ_b , φ_a - потенциалы относительно земли выходных клемм соответствующих фаз АИН; u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} - линейные (междуфазные) напряжения на нагрузке; φ_0 - потенциал нейтральной точки нагрузки, соединённой по схеме «звезда», относительно земли; U_d - входное постоянное напряжение АИН; u_a ,

u_b, u_c - фазные напряжения на нагрузке; Z_a, Z_b, Z_c - комплексные сопротивления фаз нагрузки; $VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6$ - транзисторные ключи АИН; $VD1, VD2, VD3, VD4, VD5, VD6$ - встречно-параллельные диоды АИН.

$$u_{ab} = \varphi_a - \varphi_b; \quad (11.1)$$

$$u_{bc} = \varphi_b - \varphi_c; \quad (11.2)$$

$$u_{ca} = \varphi_c - \varphi_a; \quad (11.3)$$

$$\varphi_0 = (\varphi_a + \varphi_b + \varphi_c)/3; \quad (11.4)$$

$$u_a = \varphi_a - \varphi_0; \quad (11.5)$$

$$u_b = \varphi_b - \varphi_0; \quad (11.6)$$

$$u_c = \varphi_c - \varphi_0. \quad (11.7)$$

Возможен другой вариант исполнения головной части схемы АИН, когда у входного источника постоянного напряжения заземлена минусовая клемма (рис. 11.2). Такая схема использована на тяговых преобразователях промышленного электровоза постоянного тока НПМ2 [81], эксплуатируемого на Магнитогорском металлургическом комбинате, и магистрального электровоза постоянного тока 2ЭС10: клемма «+» присоединена к контактному проводу, а клемма «-» присоединена к рельсу.

Выражения (11.1) – (11.7) универсальны для описания потенциалов и напряжений схем на рис. 11.1 и 11.2, что сделано соответственно на рис. 11.3 а) и б) для одноимпульсной формы выходного напряжения АИН. Очевидно, что разница между схемами по рис. 11.1 и 11.2 при формировании потенциалов фаз АИН относительно земли заключается в том, что в схеме на рис. 11.1 при открытии верхнего транзистора фазы формируется потенциал величиной $0,5U_d$, а при открытии нижнего транзистора потенциал величиной $-0,5U_d$. В случае же схемы на рис. 11.2 при открытии верхнего транзистора фазы формируется потенциал величиной U_d , а при открытии нижнего транзистора потенциал величиной 0. Это обстоятельство приводит к существенной разнице в величине и форме φ_0 в рассматриваемых двух случаях.

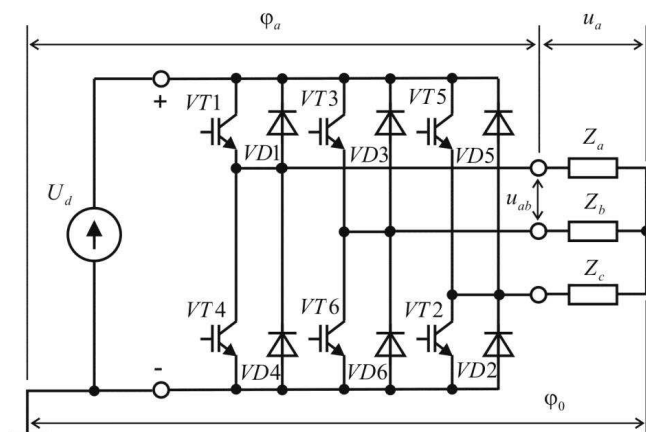


Рис. 11.2. Вариант схемы АИН с заземлённой минусовой клеммой входного источника постоянного напряжения

Для схемы на рис. 11.1 потенциал φ_0 составляют исключительно нечётные гармонические составляющие порядок которых кратен трём: 3, 9, 15, 21, ... Эти гармонические составляющие относятся к нулевой последовательности. Для схемы на рис. 11.2 к указанному гармоническому составу добавляется постоянная составляющая. При этом фазные и линейные напряжения для рассматриваемых вариантов схем АИН формируются идентично.

Токи утечки протекают через ёмкости между обмоткой статора и корпусом асинхронного двигателя (АД), статором и ротором, жилами кабеля, экраном и заземлением. Экспериментально суммарный ток утечки может быть определен как векторная сумма трёх фазных токов, поделённая на три. Вследствие наличия φ_0 и тока утечки на ротор АД формируется напряжение вала u_{shaft} . Оно приводит к протеканию токов через подшипники на землю, если подшипники неизолированные. При этом происходит интенсивная электрокоррозия поверхностей катания подшипников, следствием чего будет их повреждение и разрушение. Во избежание протекания подшипниковых токов на всех российских локомотивах с асинхронным тяговым электроприво-

дом (включая НПМ2) используются тяговые АД с двумя изолированными подшипниками.

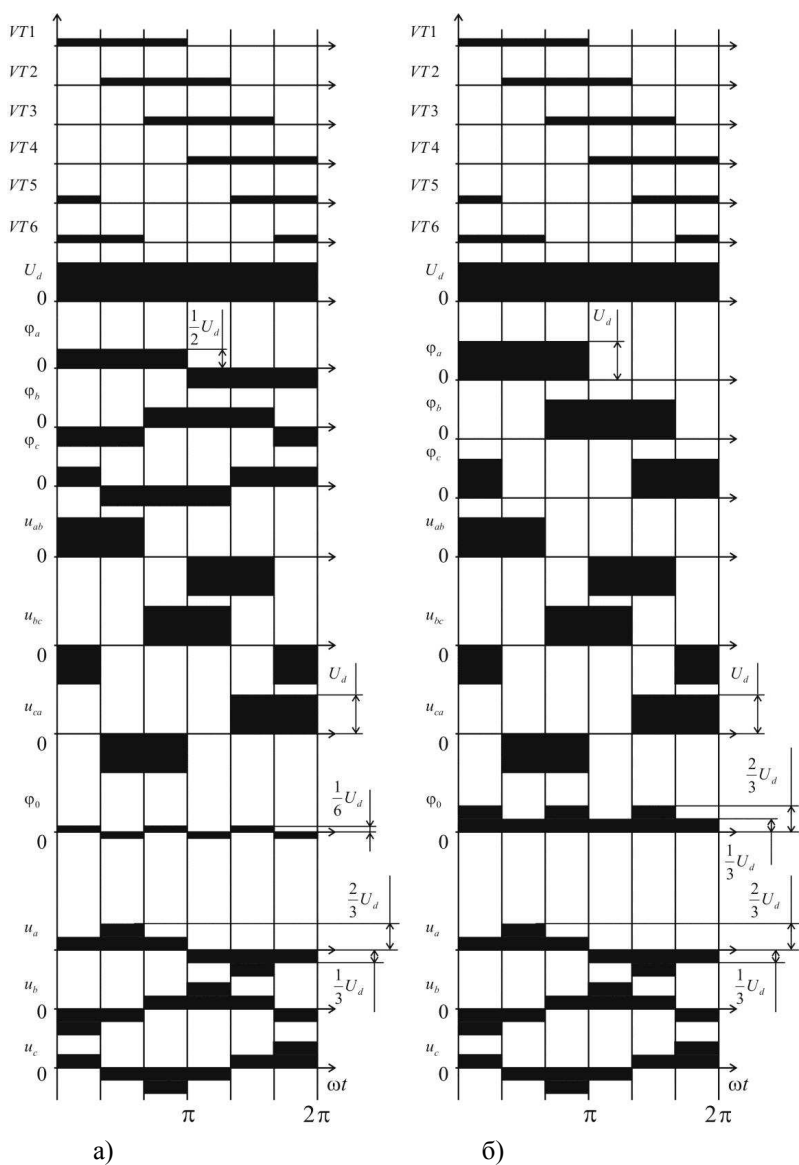


Рис. 11.3. Эпюры потенциалов и напряжений АИН:
а) по варианту рис. 11.1; б) по варианту рис. 11.2

Проведено компьютерное моделирование токов утечки для тягового асинхронного двигателя ДТА-350М электровоза НПСМ2 с использованием уравнений и модели АД, представленных в главе 1. Для формирования питающих напряжений выбран алгоритм синусоидальной ШИМ с предмодуляцией, реализуемый в тяговом приводе НПСМ2 до частоты основной гармоники питающего напряжения $f_1=30$ Гц [82]. В [83] приведена одна из простых схем для учёта путей протекания токов утечки в тяговом АД, возникающих из-за высокочастотной ШИМ напряжения АИН. Использованный при моделировании вариант схемы согласно [83] с одной дополнительной ёмкостью (ёмкость между лобовыми частями обмотки статора и корпусом машины C_{ewf} через изоляцию и воздух) показан на рис. 11.4. Элементы схемы на рис. 11.4 описаны в таблице 11.1.

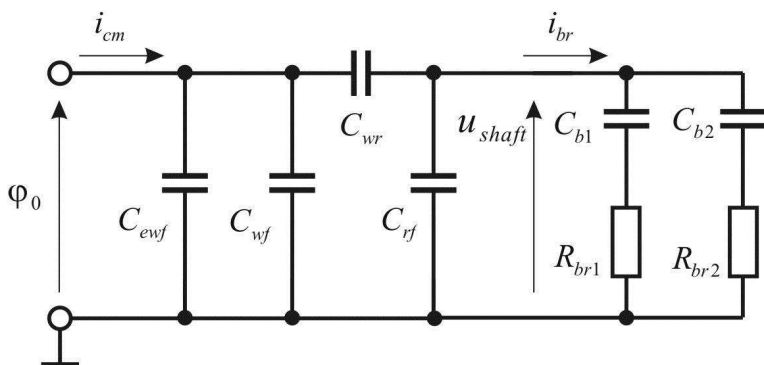


Рис. 11. 4. Схема для моделирования путей протекания суммарного тока утечки i_{cm} и тока через подшипники i_{br} в тяговом АД

Для ёмкости между обмоткой статора (пазовой её частью) и корпусом машины площадь обкладок равна суммарной площади поверхности пазов статора, исключая площадь соприкосновения с пазовыми клиньями. Расстояние между обкладками – это суммарная толщина изоляции в пазу статора на одну сторону.

Таблица 11.1

**Элементы схемы для учёта путей протекания
токов утечки (рис. 11.1)**

Наименование параметра	Обозначение	Численное значение
Ёмкость между обмоткой статора (пазовой её частью) и корпусом машины (через изоляцию между медью и железом статора через многослойную изоляцию на дне и стенках пазов)	C_{wf}	49,469 нФ
Ёмкость между обмоткой статора (пазовой её частью) и ротором (через многослойную изоляцию, клин и воздушный зазор)	C_{wr}	0,703 нФ
Ёмкость между ротором и статором (через воздушный зазор)	C_{rf}	2,948 нФ
Ёмкость между лобовыми частями обмотки статора и корпусом машины через изоляцию и воздух	C_{evf}	57,665 пФ
Ёмкости подшипников, удерживающих вал машины	C_{b1}, C_{b2}	Параметры при моделировании ДТА350М из схемы исключены, так как подшипники изолированные
Активные сопротивления подшипников, удерживающих вал машины	R_{br1}, R_{br2}	

Для ёмкости между обмоткой статора (пазовой её частью) и ротором площадь обкладок определяется как суммарная площадь шлицов пазов статора, обращённая в воздушный зазор. Расстояние между

обкладками заполнено тремя слоями диэлектрика: воздух зазора, пазовый клин статора, изоляция между медью и пазовым клином статора.

Ёмкость между ротором и статором предусматривает, что обкладками конденсатора являются коаксиальные поверхности статора и ротора, обращённые к воздушному зазору. Расстояние между обкладками – это воздушный зазор.

Ёмкость между лобовыми частями обмотки статора и корпусом машины через изоляцию и воздух предусматривает, что обкладками конденсатора являются поверхность лобовых частей обмотки статора, обращённая к корпусу, и равная по площади часть внутренней поверхности корпуса. В первом приближении поверхности принимаются коаксиальными. Ввиду большой величины воздушного промежутка между лобовыми частями и корпусом значение C_{ewf} гораздо меньше остальных ёмкостей схемы на рис. 11.4 (см. таблицу 11.1).

Результаты компьютерного моделирования для тягового АД ДТА-350М в установившемся режиме при $f_1=30$ Гц показаны на рис. 11.5 и 11.6. Принято $U_d = 1,5$ кВ. В результате компьютерного моделирования получено: u_{shaft} достигает 50 % от φ_0 по амплитуде; в процессе частотного разгона тягового АД пики суммарного тока утечки i_{cm} достигают 239 А.

Выводы по главе 11

Результаты компьютерного моделирования показывают, что способ подключения АИН электровозов постоянного тока к питающей сети создаёт специфические потенциальные условия, когда амплитуда потенциала нейтральной точки обмотки статора тягового АД равна амплитуде напряжения фазы, что способствует возможности протекания значительных токов утечки. Это может негативно влиять на электромагнитную совместимость асинхронного тягового привода. При выборе изоляции подшипников тягового АД следует принимать во внимание значительную величину напряжения вала.

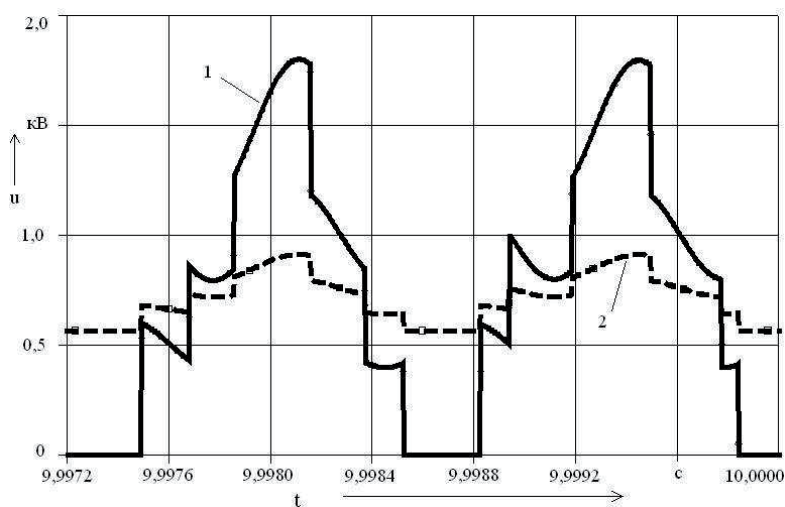


Рис. 11.5. Результаты моделирования потенциала φ_0 (график 1) и напряжения u_{shaft} (график 2)

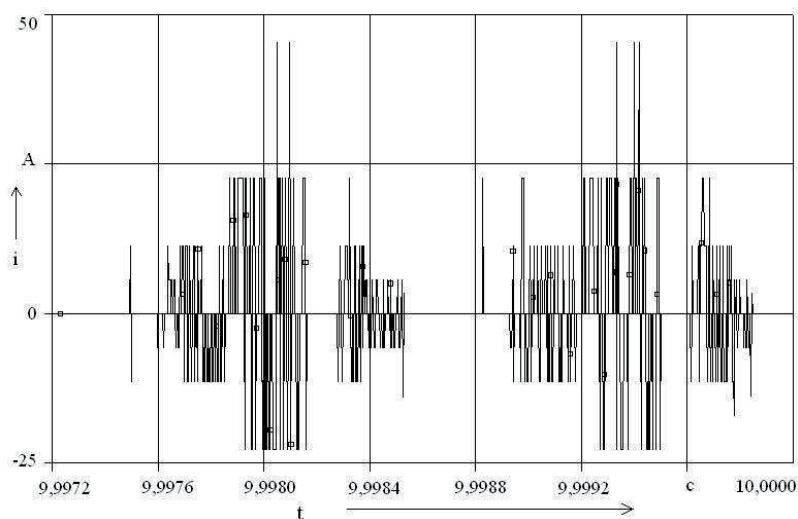


Рис. 11.6. Результаты моделирования суммарного тока утечки i_{cm}

Глава 12.

Частотный пуск мотор-компрессора с асинхронным двигателем

В настоящей главе показана проверка осуществимости и выявление характеристик частотного пуска, а также факторов, на них влияющих, асинхронного двигателя АНЭ200L6У2 мотор-компрессора электровоза с начальным моментом нагрузки на валу $M_c = 540$ Нм [84].

Момент сопротивления M_c составляет в начале пуска $2,5M_n$, с началом вращения он падает до $0,28M_n$, достигая значения $0,66M_n$ при 100 об/мин, далее момент сопротивления увеличивается незначительно и достигает $M_n = 214$ Нм при частоте вращения 980 об/мин, как показано на рис. 12.1.

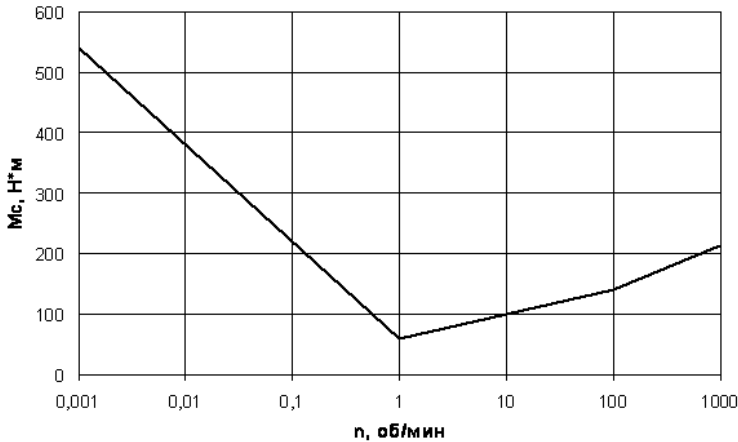


Рис. 12.1. Момент нагрузки на валу мотор-компрессора

Для определения наиболее выгодной для пуска частоты f_1 питающего напряжения рассчитаем, при какой f_1 будем иметь критическое скольжение $s_{кр} = 1$. Воспользуемся выражением для $s_{кр}$ и данными табл. 12.1 для номинального режима, полагая, что пусковая частота питающего напряжения лежит в области единиц герц:

$$s_{\text{кр}} = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_2')^2}}, \quad (12.1)$$

$$\text{где } c_1 \approx 1 + \frac{L_{\sigma 1}}{L_m}.$$

Таблица 12.1

**Параметры Т-образной схемы замещения
АНЭ200L6У2 для различных режимов**

f_1 , Гц	50	33	25	16	50
режим	пусковой				номинальный
$L_{\sigma 1}$, Гн	0,00124				
r_1 , Ом	0,157				
L_m , Гн	0,0523				
L_2' , Гн	0,00161	0,00171	0,00177	0,00187	0,002235
r_2' , Ом	0,266	0,249	0,238	0,221	0,159

$$c_1 \approx 1 + \frac{0,00124}{0,0523} = 1,0237.$$

Перепишем (12.1) для $s_{\text{кр}} = 1$ через индуктивности Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя:

$$1 = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_2')^2}} = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (2\pi f_1)^2 (L_{\sigma 1} + c_1 L_2')^2}}.$$

Вычислим f_1 , наиболее выгодную для пуска:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_1^2 r_2'^2 - r_1^2}{(L_{\sigma 1} + c_1 L_2')^2}} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1,0237^2 \cdot 0,159^2 - 0,157^2}{(0,00124 + 1,0237 \cdot 0,002235)^2}} = 1,94 \text{ Гц}. \end{aligned}$$

При $f_1 = 1,94$ Гц и $s_{\text{кр}} = 1$ частота скольжения составит $f_2 = sf_1 = 1,94$ Гц, что сопоставимо с частотой скольжения в номинальном режиме: $f_2 = sf_1 = 0,02 \cdot 50 = 1$ Гц. При таких частотах эффект вытеснения тока практически не проявляется, т.о. для расчёта вращающего момента асинхронного двигателя при частотном пуске воспользуемся его параметрами для номинального режима (табл. 12.1). Выражение для пускового момента:

$$M_{\Pi} = \frac{3pU_{\Phi 1}^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + c_1 r_2')^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_2')^2]} \cdot \quad (12.2)$$

Определим линейное напряжение при пуске $U_{\text{лп}}$ по основному закону частотного регулирования для $M_c = \text{const}$:

$$\frac{U_{\text{л}}}{f_1} = \text{const}; \quad \frac{380}{50} = \frac{U_{\text{лп}}}{1,94}; \quad U_{\text{лп}} = 14,7 \text{ В},$$

откуда фазное напряжение при пуске при схеме соединения обмотки статора «звезда» $U_{\Phi \Pi} = U_{\text{лп}} / \sqrt{3} = 14,7 / \sqrt{3} = 8,5 \text{ В}$. При этом напряжении пусковой момент составляет по (12.2) $M_{\Pi} \approx 83 \text{ Нм}$, что явно недостаточно для пуска АНЭ200L6У2 с $M_c = 540 \text{ Нм}$. Так как M_{Π} прямо пропорционален квадрату приложенного напряжения, то методом пропорций скорректируем до необходимого для гарантированного (с запасом 10-20% по моменту двигателя) пуска значение линейного питающего напряжения (см. таблицу 12.2).

Для обеспечения пуска с $M_{\Pi}/M_c = 1,2$ для случая питания с $f_1 = 2 \text{ Гц}$ $U_{\text{лп}}$ определяем из соотношения:

$$\frac{U_{\text{лп1}}}{f_{11}} = \frac{U_{\text{лп2}}}{f_{12}} = \text{const}, \quad \text{тогда} \quad U_{\text{лп2}} = \frac{f_{12}}{f_{11}} U_{\text{лп1}}. \quad \text{Т.е. для } f_1 = 2 \text{ Гц}$$

$$U_{\text{лп}} = \frac{2}{1,94} 41,1 = 42,4 \text{ В. Без коррекции значение напряжения } U_{\text{лп}} = 42,4 \text{ В}$$

соответствовало бы частоте питающего напряжения

$$f_1 = \frac{42,4 \cdot 50}{380} = 5,6 \text{ Гц.}$$

Таблица 12.2

**Характеристики, гарантированно обеспечивающие пуск
АНЭ200L6У2 при $M_c = 540 \text{ Нм}$ и $f_1 = 1,94 \text{ Гц}$**

Характеристика	M_{Π}/M_c	
	1,1	1,2
M_{Π} , Нм по (12.2)	594	648
$U_{\text{лп}}$, В	39,4	41,1

Моделирование в OrCAD 9.2 [85] (использовался один из ранних вариантов компьютерной модели АД, описанной в главе 1) подтвердило, что при скорректированных по пусковому моменту $U_{\text{лп}}$ си-

нусоидальной формы двигатель АНЭ200L6У2 с нагрузкой на валу согласно рис. 12.1 гарантированно запускается (см. табл. 12.3).

Таблица 12.3

Результаты моделирования пуска АНЭ200L6У2
при синусоидальном напряжении

f_1 , Гц	$U_{\text{лп}}$, В	J , кг·м ²	$i_{\text{Пmax}}$, А	$I_{\text{устП}}$, А	n_c , ОБ/МИН	s , о.е.
1,94	40	0,5	117,1	57,4	38,8	0,561
2	43		124,5	51,3	40	0,41
		5	125,3	51,4		0,409

В таблице 12.3: J - момент инерции вращающихся масс, приведённый к валу двигателя; $i_{\text{Пmax}}$ - максимальное мгновенное значение пускового тока двигателя; $I_{\text{устП}}$ - действующее значение тока фазы двигателя в установившемся режиме, достигнутом в результате пуска; s - скольжение в установившемся режиме; n_c - синхронная частота вращения двигателя при заданной f_1 . Следует отметить, что задача выбора характеристик гарантированного пуска решена аналитически, то есть для простого случая, который предусматривает постоянство момента нагрузки на валу ($M_c = 540 \text{ Нм} = \text{const}$). Вообще, при сложной зависимости момента нагрузки от частоты вращения (рис. 12.1) эта задача не имеет аналитического решения. То есть необходимо моделирование процесса пуска численными методами. Принципиально, трогание с нагрузкой, соответствующей рис. 12.1, осуществимо и при меньших значениях $U_{\text{лп}}$. Значит, существует потенциальная возможность снижения пускового тока.

Так как питание мотор-компрессора осуществляется от АИН с широтно-импульсным регулированием напряжения (ШИР) (принцип тот же, что для прямоугольно-треугольной ШИМ в главе 8) с числом импульсов выходного напряжения за период первой гармоники $\varepsilon = 24$ (см. рис. 12.2), то определим коэффициенты заполнения K_3 , необходимые для получения значений первой гармоники $U_{\text{лп1}} = 40 \text{ В}$ и $U_{\text{лп1}} = 43 \text{ В}$. Амплитуда первой гармоники фазного напряжения на выходе АИН при 180-градусном законе регулирования

$$U_{\phi 1m} = \frac{2U_d}{\pi} K_3. \quad (12.3)$$

При напряжении звена постоянного напряжения АИН $U_d = 648\text{ В}$ и $K_3 = 1$: $U_{\phi 1m} = \frac{2U_d}{\pi} = \frac{2 \cdot 648}{\pi} = 412,739\text{ В}$. Таким образом,

$$\frac{U_{\phi 1m\Pi}}{K_3} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} U_{\text{лп\Pi}}}{K_3} = 412,739, \quad K_3 = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} U_{\text{лп\Pi}}}{412,739}.$$

Для $U_{\text{лп\Pi}} = 40\text{ В}$ и $U_{\text{лп\Pi}} = 43\text{ В}$ ко-

эффициент заполнения, соответственно, составляет $K_3 = 0,0791$ и $K_3 = 0,085$. Результаты моделирования, представленные в таблице 12.4, показывают, что импульсный характер питающего напряжения приводит к заметному росту мгновенных значений тока двигателя и увеличению скольжения, что делает условия пуска для преобразователя достаточно тяжёлыми.

Таблица 12.4

Результаты моделирования пуска АНЭ200L6Y2
при ШИР напряжении

$f_1, \text{ Гц}$	$U_{\text{лп\Pi}}, \text{ В}$	$J, \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	$i_{\text{Пmax}}, \text{ А}$	$I_{\text{устП}}, \text{ А}$	$i_{\text{Ппуст}}, \text{ А}$	$s, \text{ о.е.}$
2	40	5	242,6	61,3	211,4	0,691
	43		258,3	56,9	211,3	0,482

Для величин в таблице 12.4 индекс 1 обозначает принадлежность к первой гармонике выходного напряжения АИН. $i_{\text{Ппуст}}$ - амплитуда тока фазы двигателя в режиме, установившемся в результате пуска.

Следует отметить, что величина J практически не влияет на пусковой ток двигателя, так как его пиковое значение приходится на момент времени, когда трогание ещё не произошло.

Проверим возможность пуска при частотах питающего напряжения 16, 25, 33 и 50 Гц при условии $\frac{U_{\text{л}}}{f_1} = \frac{380}{50}$ Гц. Значения пускового момента АНЭ200L6Y2, вычисленные по (12.2) с учётом данных таблицы 12.1, приведены в таблице 12.5. Номинальное действующее значение тока двигателя $I_{\text{н}} = 47\text{ А}$.

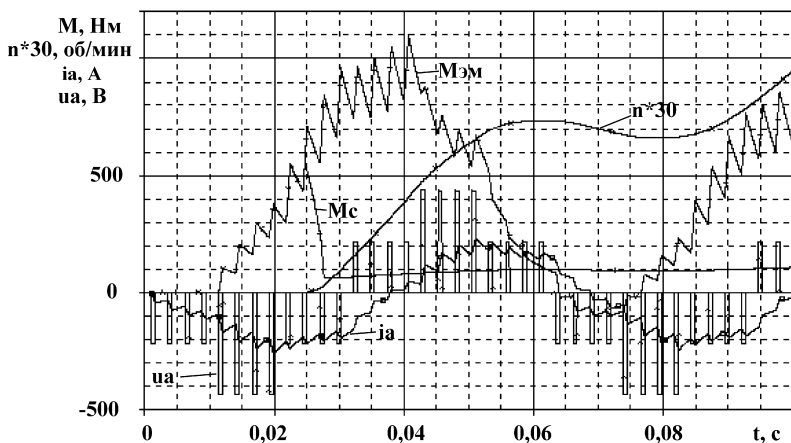


Рис. 12.2. Пример моделирования пуска мотор-компрессора с АНЭ200L6У2 при питании от АИН с ШИР

Таблица 12.5

**Расчётные пусковые моменты
и кратности пиковых пусковых токов АНЭ200L6У2**

f_1 , Гц	16	25	33	50
M_{Π} , Нм	394	420	409	364
при синусоидальном питающем напряжении				
$i_{\Pi\max} / I_H$	4,7	6,1	7,1	8,7
при питании от АИН с ШИР				
$i_{\Pi\max} / I_H$	5,6	6,8	7,5	8,6

Близкие значения M_{Π} получены при моделировании в *OrCAD* 9.2, что не обеспечивает пуска с $M_c = 540$ Нм. Необходимо иметь в виду, что применяемая модель асинхронного двигателя [85], как и (12.2) и другие традиционно применяемые методы расчёта M_{Π} , в том числе модели, упомянутые в [86], дают заниженные (часто – существенно заниженные) значения момента на неустойчивой ветви механической характеристики по сравнению с опытом (согласно ТУ АНЭ200L6У2 обеспечивает 50 Гц пусковой момент не менее 535

Нм). Согласно [2], увеличение M_{Π} обеспечивается протеканием токов в стали ротора между стержнями беличьей клетки.

Моделирование пуска мотор-компрессора показало следующее. При заданном значении момента инерции J поведение привода (будет ли он разгоняться или нет) определяется темпом снижения момента сопротивления на валу с возрастанием частоты вращения, то есть значением частоты вращения, при котором достигается номинальный или минимальный момент нагрузки. Электромагнитный момент двигателя имеет характер затухающих колебаний в начальный период после включения напряжения. Пики электромагнитного момента превышают начальный момент сопротивления. Наблюдается колебательная зависимость частоты вращения привода от времени. То есть даже при состоявшемся трогании колебания скорости могут либо затухнуть до нуля – разгона привода не будет, либо скорость будет нарастать до установившегося ненулевого значения – разгон состоится. Теоретически существует граничное состояние, когда частота вращения неограниченно долго могла бы иметь незатухающие колебания вокруг малого среднего значения. На практике (даже в модели) такое граничное состояние, видимо, не может быть достигнуто. Анализ средних за время моделирования значений электромагнитного момента и момента сопротивления показал, что решающим для того, будет ли привод разгоняться или нет, является даже весьма малое различие средних значений. Таким образом, для заданного значения J существует некоторое граничное значение частоты вращения, при которой достигается номинальное (либо меньшее) значение момента нагрузки. Иначе это можно интерпретировать как граничный темп снижения момента нагрузки в процессе разгона $\frac{dM_c}{dn_2}$. Со снижением J уменьшается и граничное $\frac{dM_c}{dn_2}$.

Ещё одной задачей моделирования пускового режима было выяснение влияния на величину пусковых токов фаз двигателя (инвертора) способа формирования напряжения на выходе инвертора. В качестве альтернативных способов рассматривались ШИР с кратностью несущей и модулирующей частот $\varepsilon = 24$ и амплитудный способ фор-

мирования напряжения при зоне проводимости ключа $\Theta_{\Pi} = 180^\circ$ эл. Предпочтительным с точки зрения величины питающего напряжения является вариант пуска, при котором фазное напряжение остаётся неизменным при некотором снижении частоты. Например, имели $f_1 = 48,4$ Гц и, соответственно, $U_{\phi 1m} = 253$ В [86]. Для пуска мотор-компрессора снизим частоту до $f_1 = 45$ Гц. Следует отметить, что даже без пуска мотор-компрессора снижение частоты при неизменной величине напряжения вызовет увеличение тока уже работающего мотор-вентилятора и АИН.

Определим в случае ШИР K_3 для заданных значений $U_{\phi 1m}$ и U_d , а для амплитудного способа регулирования для заданных значений $U_{\phi 1m}$ и $K_3 = 1$ определим величину U_d . Зависимость между этими тремя величинами устанавливается при выбранных способах регулирования соотношением (12.3). Результаты расчётов при $J = 5$ кг·м² сведены в таблице 12.6. Начальные фазы напряжений во всех вычислительных экспериментах оставались одинаковыми. Таким образом, величина отношения $i_{\Pi \max} / I_{\Pi}$ при $f_1 = 45$ Гц и ШИР доходит до 7,6.

Следует отметить, что если на рис. 12.1 отсутствует провал момента нагрузки ниже M_n , то при приведённых в табл. 12.6 параметрах питающего напряжения, для $f_1 = 45$ Гц разгон становится невозможен. При этом максимальное значение пускового тока не изменяется, так как соответствует самому началу пуска, когда ротор неподвижен.

Бросок пускового тока при амплитудном способе регулирования напряжения ниже, чем при выбранном способе ШИР. Но при $f_1 = 45$ Гц разница в величинах токов составляет всего 2,8%, что несущественно (за базовую взята величина броска тока при амплитудном регулировании напряжения). Зато при $f_1 = 2$ Гц разница составила уже 133,4%.

Нужно также принять во внимание, что по данным [85, 86], моделирование даёт некоторое расхождение с опытом в части мгновенных значений тока. Это видно, например, из рис. 12.3 и 12.4, где показаны опытная и расчётная кривые тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 (в этом случае в качестве исходных данных для расчётов использовались опытные осциллограммы фазного напряже-

ния на АД при питании от АИН с ШИР, см. также опытные осциллограммы в [87]).

Таблица 12.6

**Результаты моделирования пуска мотор-компрессора
с нагрузкой на валу, соответствующей рис. 12.1**

$U_{\text{флм}},$ В	$K_3,$ о.е.	$U_d, \text{В}$	Состоялся ли разгон	Наибольшее мгновенное значение фаз- ного тока при пуске, А (индексы А и В указывают на принадлеж- ность к соот- ветствующей фазе)
$f_1 = 45 \text{ Гц}$				
218,7	1,0	343,5	нет	-
253,0	1,0	397,4	да	$i_{\text{АПmax}} = -348,3$
	0,613	648,0	да	$i_{\text{АПmax}} = -357,9$
$f_1 = 2 \text{ Гц}$				
35,11	1,0	55,2	да	$i_{\text{АПmax}} = -114,2$
	0,085	648,0	да	$i_{\text{ВПmax}} = 266,5$

Опытный ток быстрее нарастает и спадает при коммутациях фазного напряжения. Вероятной причиной «большей мобильности» опытного тока является неучёт в математических и компьютерных моделях АД [11, 85, 86] насыщения магнитной цепи по путям рассеяния, то есть отличные от фактических значения индуктивностей рассеяния статора и ротора (на весомость этого фактора для некоторых

АД указано в [1]). Впрочем, аналогичная разница в поведении токов присуща существенно более сложным моделям АД [88, 89].

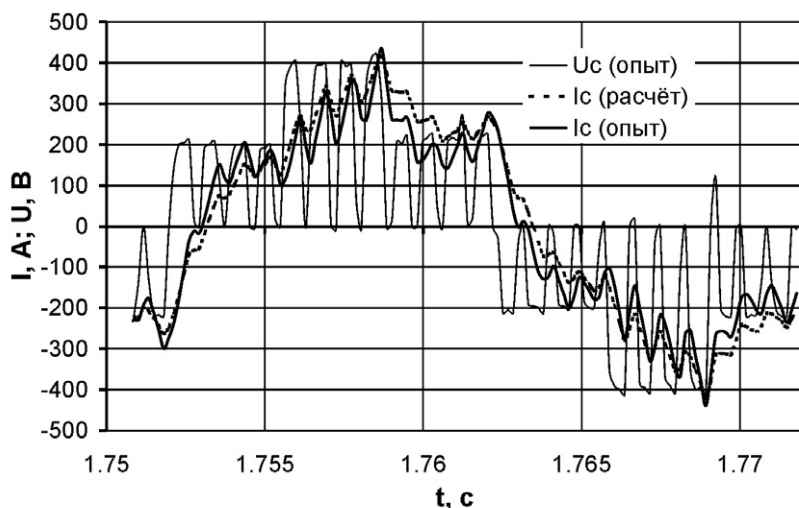


Рис. 12.3. Иллюстрация характера различия опытной и расчётной кривых тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 при питании от АИН при $f_1 = 48,4$ Гц

В целом, отклонение расчётного тока АЖВ250М2РУХЛ2 от опытного не велико и признаётся при уровне значимости 0,05 по одностороннему критерию Фишера [90] незначимым за исключением случая $f_1 \approx 33$ Гц. Средние квадратические отклонения σ , приведённые в таблице 12.7, нормированы к опытному наибольшему мгновенному значению тока фазы при соответствующей f_1 на рассматриваемом фрагменте осциллограммы продолжительностью в один период питающего напряжения.

Таблица 12.7

Средние квадратические отклонения расчётного тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 от опытного

f_1 , Гц	16	25	33	50
σ , %	4,97	6,89	9,48	7,78

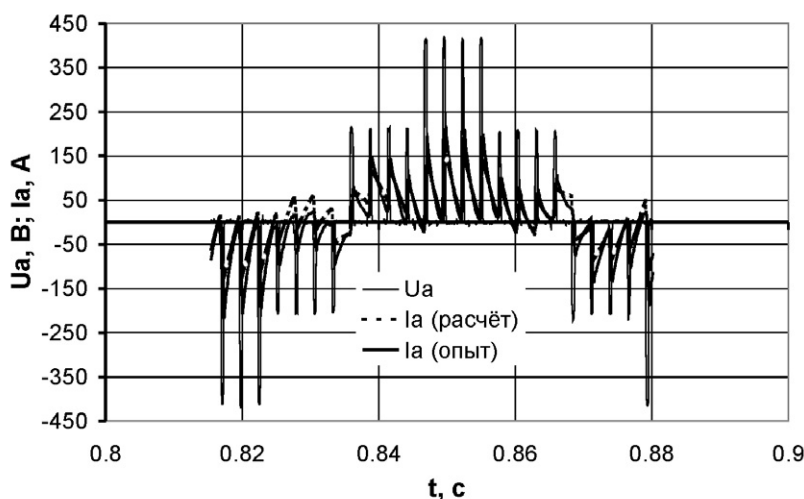


Рис. 12.4. Иллюстрация характера различия опытной и расчётной кривых тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 при питании от АИН при $f_i = 15,394$ Гц

Выводы по главе 12

Следует признать, что с точки зрения величины тока пуск с большим начальным моментом сопротивления является самым тяжёлым режимом работы мотор-компрессора. Дополнительный рост величины мгновенных значений тока обусловлен импульсным характером питающего напряжения. Нужно также принять во внимание, что по данным [85, 86], моделирование даёт некоторое расхождение с опытом в части мгновенных значений тока. Опираясь на сравнение данных опыта и моделирования для мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 [85, 86], можно рекомендовать домножить амплитуду тока, полученного в результате моделирования, на коэффициент, равный 1,3 – 1,35 с целью учёта «большей мобильности» опытного тока. Эти факторы должны учитываться при проектировании преобразователя собственных нужд электровоза.

Глава 13.

Прямой пуск асинхронного двигателя с двухступенчатой компенсацией реактивной мощности в составе вспомогательного привода электровоза

Схема питания трехфазных АД вспомогательных нужд электровоза от электромеханических фазорасщепителей предусматривает прямой пуск как мотор-вентиляторов, так и мотор-компрессоров (МК) [91].

Современная идеология построения статических преобразователей собственных нужд (ПСН) электровозов предусматривает наличие нескольких параллельно работающих каналов [92]. Основой канала является преобразователь частоты на базе АИН. Одной из причин многоканальности ПСН является наличие различных по характеру нагрузок на борту электровоза. Например, частотное регулирование частоты вращения АД вентиляторов в зависимости от перегрева или тока тяговых электродвигателей дает значительную экономию электроэнергии [93]. МК работает с постоянной частотой вращения, имеет значительный пусковой момент (особенно при поршневом компрессоре [91]). Для упрощения системы управления ПСН и сокращения числа каналов силовой части (всего два канала: регулируемый и нерегулируемый) допустимо подключение МК к нерегулируемому каналу с фиксированной выходной частотой и величиной напряжения, то есть прямой пуск МК.

Прямой пуск АД сопряжен со значительными пусковыми токами, кратно превышающими номинальное значение. Пусковые токи потребляются от фазорасщепителя или от ПСН. Установленная мощность этих устройств должна позволять выдерживать пуски АД, в том числе затяжные (при пониженном напряжении в контактной сети, при низкой температуре окружающей среды). Ток АД, особенно при пуске, содержит значительную реактивную (индуктивную) составляющую, компенсация которой позволила бы облегчить условия работы питающего преобразователя, уменьшить его установленную мощность.

Одним из относительно простых способов компенсации реактивной составляющей тока АД является установка в схеме питания трехфазных конденсаторных батарей. Величина реактивной мощности, подлежащая компенсации, различна в пусковом и номинальном режимах, поэтому следует применять либо компенсацию только в режиме пуска, либо двухступенчатую компенсацию, меняя величину подключенной емкости в зависимости от режима работы.

Пусть АД, приводящий во вращение МК, получает питание от нерегулируемого канала ПСН, принципиальная схема силовой части которого изображена на рис. 13.1 [94].

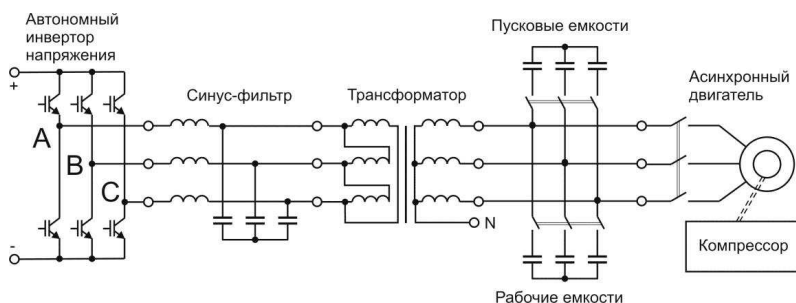


Рис. 13.1. Принципиальная схема силовой части нерегулируемого канала ПСН

В состав ПСН входят двухуровневый АИН с жесткой коммутацией, синус-фильтр, трехфазный трансформатор. Ко вторичной обмотке трансформатора подключен АД и параллельно последнему - две трехфазные батареи конденсаторов, которые обеспечивают процесс прямого пуска АД с двумя ступенями компенсации реактивной мощности. В нашем случае конденсаторы синус-фильтра емкостью 450 мкФ на фазу соединены по схеме «звезда», индуктивности синус-фильтра составляют 2 мГн на фазу, обмотки трансформатора имеют схему соединения Δ/Y (для возможности подключения однофазных потребителей на вторичной обмотке выведена нейтраль), конденсаторы в каждой трехфазной батарее соединены по схеме «звезда». В дальнейшем расчете и при компьютерном моделировании использо-

ваны параметры АД типа НВА-55, характеристики которого для номинального режима представлены в таблице 13.1.

Таблица 13.1

Сравнение расчетных и опытных характеристик номинального режима работы АД НВА- 55

$U_{\text{л}}$, В	$I_{\text{ф}}$, А	P_1 , кВт	P_2 , кВт	$P_{\text{м1}}$, Вт	$P_{\text{м2}}$, Вт	$P_{\text{ст}}$, Вт	КПД, %	$\cos \varphi$, о.е.	n_2 , об/мин	M , Нм
Линейное напряжение	Ток фазы статора	Активная потребляемая мощность	Мощность на валу	Потери в меди статора	Потери в меди ротора	Потери в стали	Коэффициент полезного действия	Коэффициент мощности	Частота вращения ротора	Момент на валу
Согласно протоколу испытаний ОАО «ВЭЛНИИ», г. Новочеркасск										
379	116	62,2	55,8	1930	2310	1600	89,7	0,817	1441,5	369,8
Согласно расчету (моделированию) в САПР OrCAD 9.2										
380	113	58,9	55,0	1635	2229	1531	93,4	0,792	1442,4	364,4

Емкость фазы конденсаторной батареи рабочей ступени рассчитывается по формуле [94, 95]:

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{P_{\text{ф ном}}}{2\pi f U_{\text{ф ном}}^2} (\text{tg}\varphi_{\text{исх}} - \text{tg}\varphi_{\text{жел}}), \quad (13.1)$$

где $\text{tg}\varphi_{\text{исх}} = 0,75$ - исходное значение коэффициента реактивной мощности (соответствует значению коэффициента мощности $\cos \varphi = 0,8$);

$\text{tg}\varphi_{\text{жел}} = 0$ - желаемое значение коэффициента реактивной мощности (соответствует значению коэффициента мощности $\cos \varphi = 1,0$);

$P_{\text{ф ном}} = 21000$ Вт – принятое значение номинальной активной мощности, потребляемой одной фазой АД НВА-55 в номинальном режиме;

$U_{\text{ф ном}} = 220 \text{ В}$ – действующее значение номинального фазного напряжения;

$f = 50 \text{ Гц}$ – частота первой гармоники питающего напряжения.

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{21000}{2\pi \cdot 50 \cdot 220^2} (0,75 - 0) = 0,001 \text{ Ф} = 1000 \text{ мкФ}.$$

Выражение (13.1) может быть записано иначе:

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{1}{2\pi f U_{\text{ф ном}}^2} (Q_{\text{ф ном исх}} - Q_{\text{ф ном жел}}), \quad (13.2)$$

где $Q_{\text{ф ном исх}}$ и $Q_{\text{ф ном жел}}$ – исходное и желаемое значения реактивной мощности.

При соединении компенсирующих конденсаторов по схеме «треугольник» формула (13.1) записывается так:

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{P_{\text{ф ном}}}{2\pi f U_{\text{л ном}}^2} (\text{tg}\varphi_{\text{исх}} - \text{tg}\varphi_{\text{жел}}), \quad (13.3)$$

где $U_{\text{л ном}}$ – действующее значение номинального линейного напряжения.

Значение фазных емкостей пусковой ступени выбирается по критерию минимизации тока фазы вторичной обмотки трансформатора в процессе пуска АД и составило в нашем случае 7000 мкФ на фазу. Обратным счетом по формуле (13.2) можно подсчитать, что при включении обеих ступеней емкостного компенсатора (по 8000 мкФ на фазу) компенсируемая реактивная мощность фазы составляет около 122 кВАр. Момент времени отключения пусковой батареи конденсаторов выбирается так, чтобы ток в фазе вторичной обмотки трансформатора был меньше тока фазы АД в течение всего времени пуска.

В САПР *OrCAD 9.2* [71] была составлена компьютерная модель, имитирующая работу схемы, представленной на рисунке 13.1. Вопросы синтеза компонентов модели подробно освещены в работах [11, 44, 47 – 48, 85, 96 – 98], а также в главах этой книги. Нагрузка на валу поршневого МК двойного действия смоделирована с учётом зависимости от угла поворота ротора. В первом приближении использована выпрямленная синусоида, домноженная на характеристику реактивного момента, подобную представленной на рис. 12.1. Результаты моделирования прямого пуска АД НВА-55, приводящего во вращение поршневой компрессор двойного сжатия, с двухступенчатой компен-

сацией реактивной мощности показаны на рисунках 13.2 – 13.5. На рисунке 13.2 показан процесс разгона АД. Начало процесса разгона представлено на рис. 13.3.

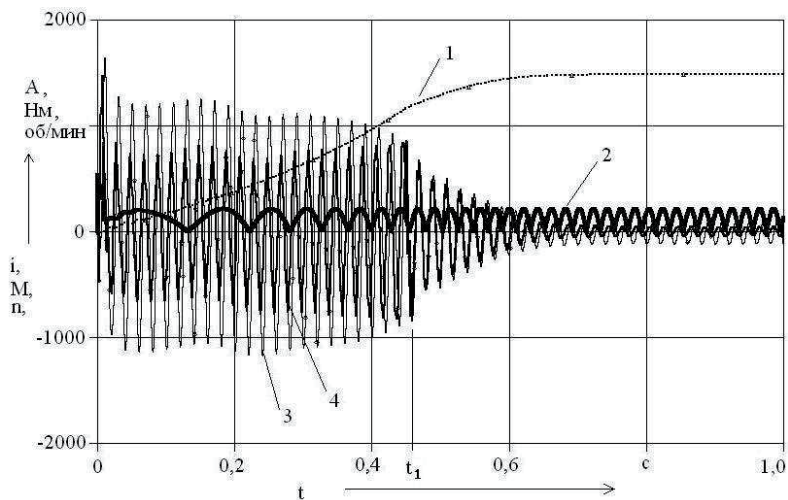


Рис. 13.2. Процесс разгона АД. t_1 – момент времени отключения пусковой ступени емкости

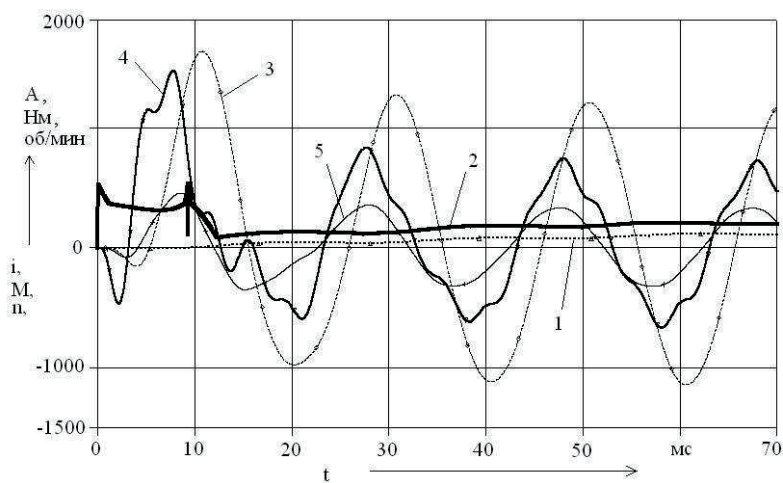
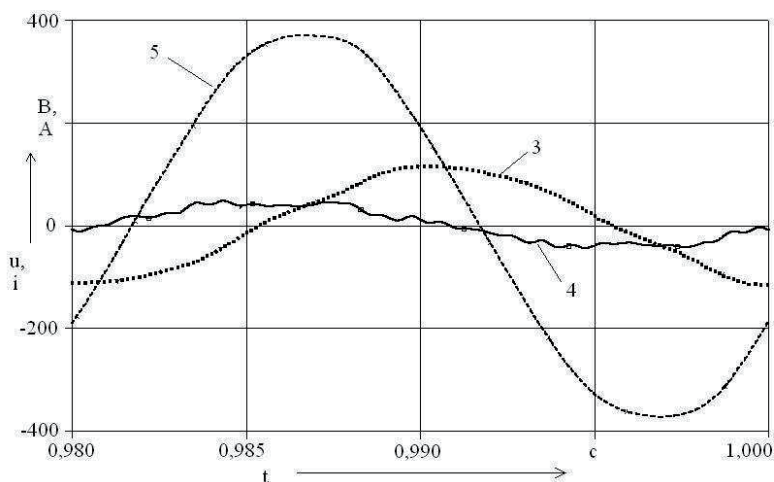


Рис. 13.3. Начальный участок процесса разгона АД

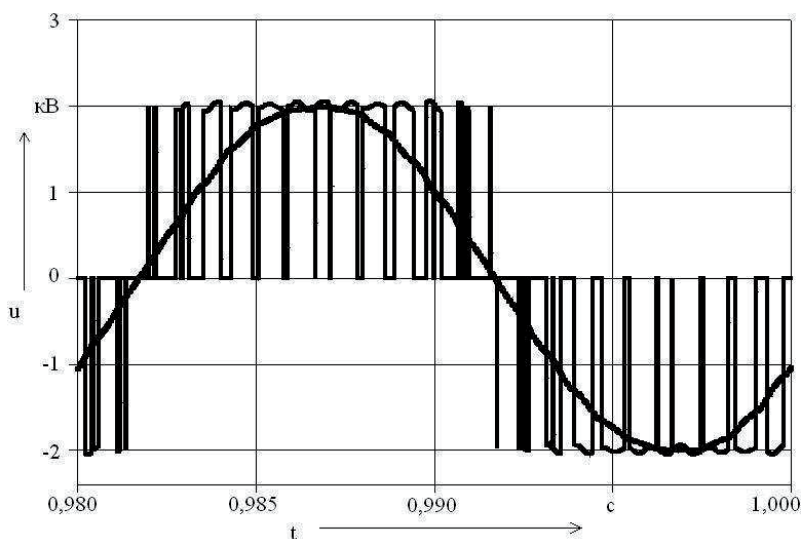
На рисунках 13.2 и 13.3 обозначено: 1 – частота вращения ротора АД; 2 – момент нагрузки на валу АД; 3 – ток фазы статора АД; 4 – ток фазы вторичной обмотки трансформатора; 5 – напряжение фазы АД.

Установившийся режим по окончании процесса пуска показан на рисунке 13.4, сопутствующие графики линейных напряжений на синус-фильтре приведены на рисунке 13.5.

Результаты компьютерного моделирования свидетельствуют об эффективности использования емкостной компенсации реактивной мощности при прямом пуске и в установившемся режиме работы асинхронного двигателя, в том числе в случае питания от ПСН электровоза. В установившемся режиме первая гармоника тока вторичной обмотки трансформатора составляет около 38 % от первой гармоники тока АД, в ходе разгона АД эта доля составляет примерно 65 - 70%.



**Рис. 13.4. Установившийся режим АД
по окончании процесса пуска**



**Рис. 13.5. Линейное напряжение на входе (импульсы)
и на выходе (синусоида) синус-фильтра**

Отметим, что в нашем вычислительном эксперименте в установившемся режиме АД наиболее выраженная 5-я временная гармоника тока вторичной обмотки трансформатора составляет 10% от первой, в спектре тока фазы АД 5-я гармоника равна 4% от первой. В этой связи нужно иметь в виду, что на гармонический состав токов и напряжений рассматриваемого вспомогательного электропривода значительное влияние оказывают параметры синус-фильтра.

Например, уменьшение индуктивности синус-фильтра до 0,85 мГн на фазу было бы вполне допустимо при отсутствии в схеме конденсаторных батарей компенсации реактивной мощности, но при наличии возникают значительные искажения формы кривых токов и напряжений. Так в установившемся режиме АД 5-я гармоника тока вторичной обмотки трансформатора составит уже 147% от первой, для тока фазы АД аналогичное соотношение составит 60%.

Из рисунка 13.5 видно, что ток вторичной обмотки трансформатора имеет несколько опережающий по отношению к напряжению фазы АД фазовый сдвиг. Имеет место перекомпенсация реактивной

мощности АД, емкость рабочей ступени конденсаторов несколько завышена. Это произошло потому, что мощность МК ниже номинальной мощности НВА-55, в то время как расчет емкости рабочей ступени конденсаторов произведен для номинального режима.

Выводы по главе 13

Рассмотрены электромагнитные процессы в асинхронном электроприводе мотор-компрессора электровоза, питаемого от АИН, при двухступенчатой компенсации реактивной мощности батареями конденсаторов. Подтверждена эффективность компенсации за счёт уменьшения тока, потребляемого от преобразователя.

Важной тенденцией в развитии регулируемого электропривода переменного тока является замена специальных асинхронных двигателей (с повышенным пусковым моментом, с повышенным скольжением и т.д.) стандартными двигателями, питаемыми от преобразователей частоты. Причина этого чисто экономическая: специальный асинхронный двигатель со своим управлением теперь становится дороже стандартного АД, управляемого преобразователем частоты.

Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик, «Регулируемые электроприводы переменного тока»

Глава 14.

Моделирование электромагнитных процессов в частотно-регулируемом асинхронном приводе с длинным питающим кабелем

В настоящей главе на основе компьютерного моделирования выясняется влияние быстродействия электронных ключей АИН на характер напряжения на зажимах АД, соединённого с АИН через длинный питающий кабель, в составе привода собственных нужд электровоза [99].

Тема исследования влияния АИН с ШИМ на характеристики надёжности (аварии подшипников, пробой изоляции статорной обмотки, высокочастотные помехи) питаемых двигателей переменного тока широко обсуждалась в зарубежной (преимущественно США) научной печати в 1990-х гг., например в [100-103]. Время заинтересованности данной темой не случайно – оно отражает, с одной стороны, рост количества неисправностей в течение срока эксплуатации 1-6 месяцев приводов переменного тока с ШИМ [100]. С другой стороны, 1990-е гг. – это период широкого внедрения *IGBT*-транзисторов как элементной базы преобразователей и постоянного снижения времени их коммутации. Нужно отметить, что в российской научно-технической литературе авторами на 2003 год были найдены лишь две

(абсолютно идентичные по содержанию) публикации по данной проблематике [104-105]. Интерес представляет более поздняя работа на тему эффекта длинной линии в частотно-регулируемом электроприводе [106] авторов из Польши и Украины.

Завод ВЭМЗ (г. Владимир) выпускает для приводов станков АД (серии АИР, 5А) специализированного исполнения для работы при питании от АИН с ШИМ, отличающиеся усиленной изоляцией и независимой вентиляцией. Аналогичная по назначению серия АД была разработана в США к середине 1990-х гг. Цена специализированных АД производства ВЭМЗ превосходит цену общепромышленных аналогов, например, производства СП «Нодвиг» (г. Полоцк), более чем в 17 раз.

Проблема соответствия времени коммутации ключей и длины кабеля между АИН и АД состоит в неравенстве волнового сопротивления кабеля Z_0 и сопротивления АД Z_2 , являющегося нагрузкой кабеля. Обычно $Z_2 > Z_0$, что приводит к возникновению отражённых волн напряжения. Встречаясь со следующей падающей волной, отражённая векторно складывается с ней. Если фазы совпадают, то волны усиливают друг друга, вызывая перенапряжения, способные привести к пробое изоляции АД. Исходя из положений теории длинной линии [107], на зажимах АД вследствие сложения падающей и отражённой волны возникает напряжение

$$u_{\text{АД}} = u_{\text{АИН}} (1 + \dot{\Gamma}_{0\text{max}}) \approx u_{\text{АИН}} (1 + \Gamma_{0\text{max}}), \quad (14.1)$$

где: $u_{\text{АИН}}$ - напряжение на выходе АИН (для двухуровневого АИН величина импульсов $u_{\text{АИН}}$ составляет $\frac{2}{3}U_d$ и $\frac{1}{3}U_d$, где U_d - напряжение на входе АИН);

$\dot{\Gamma}_{0\text{max}} = \Gamma_{0\text{max}} e^{j\varphi_0}$ - коэффициент отражения на конце линии;

φ_0 - сдвиг фаз между напряжениями отражённой и падающей волн напряжения, за малостью величины, примем $\varphi_0 = 0$.

$$\Gamma_{0\text{max}} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}. \quad (14.2)$$

В пределе при $Z_2 \rightarrow \infty$ (линия разомкнута на конце) имеем $\Gamma_{0\text{max}} = 1$, т.е. $u_{\text{АД}} = 2u_{\text{АИН}}$. Это режим стоячих волн.

Согласно [101], если длина кабеля L превышает критическую $l_{кр}$, то при высокой частоте ШИМ отражённая волна не успевает затухнуть до нулевого значения к моменту подхода следующей падающей, поэтому могут существовать условия комплексного взаимодействия нескольких падающих и отражённых волн, при которых возможно $u_{АД} \leq 3u_{АИН}$. Наиболее подробно вопрос возникновения перенапряжений на клеммах АД, превышающих $2u_{АИН}$, рассмотрен в [102]. Среди факторов, ответственных за это явление, перечисляются: затухание кабеля; частота собственных колебаний кабеля; длительность импульса напряжения, формируемого АИН; техника модуляции; несущая частота ШИМ; нагрузка двигателя. Причём, согласно [104], при $L > l_{кр}$ первостепенное значение играет частота следования импульсов напряжения, а не длительность фронта импульса. Авторами [104] приводится схематический сценарий возникновения перенапряжений на клеммах АД, превышающих $2u_{АИН}$. Пусть в начальный момент времени $t = t_0$ кабель был в полностью заряженном состоянии, т.е. линейные напряжения АИН и АД: $u_{ЛАД}(t_0) = u_{ЛАИН}(t_0) = U_d$. Время задержки сигнала в линии составляет T_D . Коммутация ключей АИН (для упрощения дальнейшего описания примем, что она происходит мгновенно) приводит к разряду кабеля приблизительно на время $4T_D$ - это время, в течение которого линейное напряжение, подаваемое с АИН, равно нулю (длительность паузы). Иначе говоря,

$u_{ЛАИН}(t_0 + T_D) = u_{ЛАИН}(t_0 + 2T_D) = u_{ЛАИН}(t_0 + 3T_D) = 0$. Пусть при этом характеристики кабеля таковы, что длительность паузы линейного напряжения на выходе АИН меньше времени затухания колебательного переходного процесса напряжения на клеммах АД. Примем, что $\Gamma_0 \approx 1$. Т.о., пришедшая от АИН отрицательная волна напряжения отражается от конца линии и напряжение на зажимах АД изменяется до $u_{ЛАД}(t_0 + T_D) = u_{ЛАД}(t_0) - U_d(1 + \Gamma_0) \approx -U_d$. Для прохода от АД к АИН и обратно отражённой волне ($-\Gamma_0 U_d$) требуется время $2T_D$. Прежде, чем придёт отражённая волна, напряжение на зажимах АД сохраняется на уровне $u_{ЛАД}(t_0 + 2T_D) \approx u_{ЛАД}(t_0 + T_D)$. При коэффициенте отражения АИН

$\Gamma_{0\text{АИН}} \approx -1$ отражённая волна достигает зажимов АД, где формирует напряжение

$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 3T_D) = u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 2T_D) - U_d \Gamma_{0\text{АИН}} \Gamma_0 (1 + \Gamma_0) \approx U_d$. Новая отражённая волна ($-\Gamma_{0\text{АИН}} \Gamma_0^2 U_d$) проходит от АД к АИН, где отражается и снова отсылается назад к АД: $-\Gamma_{0\text{АИН}}^2 \Gamma_0^2 U_d$. В этот момент времени $u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 4T_D) \approx u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 3T_D)$. Кроме того, одновременно с прибытием на зажимы АД отражённой волны, туда же прибывает очередной импульс напряжения управления с АИН: $u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + 4T_D) = U_d$. При отражении этого нового импульса напряжения от АД на зажимах последнего возникает пиковое перенапряжение:

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 5T_D) = u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 4T_D) - (\Gamma_{0\text{АИН}}^2 \Gamma_0^2 U_d) + u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + 4T_D) \cdot (1 + \Gamma_0)$$

При $\Gamma_0 < 1$ имеем $u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 5T_D) > 2U_d$. Такое явление получило в англоязычной литературе наименование «двойной импульс при заряженном кабеле».

Согласно [104-105] для практически применяемых в электроприводах монтажных проводов и кабелей Z_0 лежит в пределах 100-200 Ом, причём для усреднённых погонных параметров кабеля $C_K = 50$ пФ/м и $L_K = 1$ мкГн/м, рассматривая его как линию без потерь, получим [107]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-12}}} = 141,421 \text{ Ом.}$$

«Длинным» считается кабель, длина которого соизмерима с длиной волны λ . Критическая длина кабеля [100]

$$l_{\text{кр}} = \frac{\lambda}{2} = \frac{v_f t_{\text{rise}}}{2}, \quad (14.3)$$

где: v_f - скорость распространения волны в кабеле, для линии без потерь [107]

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}} = \frac{1}{\sqrt{1 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} = 141,421 \cdot 10^6 \text{ м/с;}$$

t_{rise} - длительность переднего фронта импульса фазного напряжения на выходе АИН. По данным [100-105] для *IGBT* $t_{\text{rise}} = (0,05-0,4)$ мкс (речь, видимо, идёт об относительно низковольтных *IGBT*, т.к. в

зарубежных публикациях исследуется случай питания от АИН с $U_d = 600 \text{ В}$).

Говоря иначе, $l_{кр}$ - это минимальная длина кабеля, при которой может происходить полное отражение волны напряжения от конца линии, т.е. может иметь место $u_{АД} = 2u_{АИН}$.

Время задержки сигнала в линии (время прохождения фронта импульса от выхода АИН к зажимам АД)

$$T_D = \frac{L}{v_f} = \frac{25}{141,421 \cdot 10^6} = 0,177 \text{ мкс.}$$

Эквивалентная круговая частота фронта импульса напряжения

$$\omega_f = 2\pi F = \frac{2\pi}{t_{rise}} = \frac{2\pi}{(0,05 \div 0,4) \cdot 10^{-6}} = (125,663 \div 15,708) \cdot 10^6 \text{ рад/с, соответствен-}$$

$$\text{но, } F = \frac{1}{t_{rise}} = \frac{1}{(0,05 \div 0,4) \cdot 10^{-6}} = (20,0 \div 2,5) \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Таким образом, по (3) длина волны составит

$$\lambda = v_f t_{rise} = 141,421 \cdot 10^6 \cdot (0,05 \div 0,4) \cdot 10^{-6} = (7,071 \div 56,568) \text{ м.}$$

Критическая длина кабеля, соответственно,

$$l_{кр} = (3,536 \div 28,284) \text{ м, что хорошо согласуется с данными [100].}$$

Другое выражение для определения $l_{кр}$ используется в [101]:

$$l_{кр} = \frac{\lambda}{4}, \quad (14.4)$$

где длина волны рассчитывается как

$$\lambda = \frac{v_f}{F} = \left(\frac{c}{\sqrt{\epsilon}} \right) \left(\pi t_{rise} \right). \quad (14.5)$$

В выражении (14.5): эквивалентная частота импульса $F = \frac{1}{\pi t_{rise}}$;

c - скорость света в вакууме; ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость изоляции кабеля. Согласно (14.4), при той же v_f будем иметь $l_{кр} = (5,554 \div 44,4) \text{ м}$.

На перспективных электровозах длина питающего кабеля между ПСН и питаемыми АД мотор-вентилятора (АЖВ250М2РУХЛ2) и баллистического фильтра (АЖВ112М4У2) доходит до $L = (20 \div 25) \text{ м}$, что соответствует $l_{кр}$.

Элементной базой АИН, входящего в состав ПСН, являются высоковольтные *IGBT* типа *MBN1200D33*, время коммутации которых при стандартной схеме включения приведено в табл. 14.1. Время коммутации является величиной, сопоставимой с t_{rise} .

Таблица 14.1

Время коммутации транзисторов *MBN1200D33*

Время коммутации, мкс	при включении	при выключении
типовое	1,2	2,4
максимальное	1,7	3,4

Высоковольтные *IGBT* (*HVIGBT*) и *IGBT* разделены в классификации, приведённой для силовых полупроводниковых ключей в [108].

Для $t_{rise} = (1,2 \div 2,4)$ мкс будем иметь, согласно (14.3):

$$\lambda = (170 \div 340) \text{ м};$$

$$F = (0,833 \div 0,417) \cdot 10^6 \text{ Гц};$$

$$\omega_f = (5,234 \div 2,62) \cdot 10^6 \text{ рад/с};$$

$I_{кр} = (85 \div 170) \text{ м}$ по (14.3) и $I_{кр} = (133 \div 267) \text{ м}$ по (14.4), что существенно больше L в обоих случаях, поэтому, с точки зрения длины кабеля на электровозе не стоит ожидать значительных перенапряжений на АД в приводе с АИН на базе *HVIGBT*. При $T_D < t_{rise}$ коэффициент отражения рассчитывается как [104-105]

$$\Gamma_0 = \Gamma_{0\max} \frac{T_D}{t_{rise}}. \quad (14.6)$$

Рассчитаем по (14.2) и (14.6), соответственно, $\Gamma_{0\max}$ и Γ_0 для АД АЖВ250М2РУХЛ2 мощностью 110 кВт и АЖВ112М4У2 мощностью 4 кВт. Z_2 определим упрощённо из параметров Т-образной схемы замещения АД, полагая, что для высших временных гармоник АД работает в режиме короткого замыкания и его индуктивные сопротивления гораздо больше активных:

$$Z_2 = \omega_f (L_{\sigma 1} + L'_2).$$

Результаты расчётов сведены в таблице 14.2.

Таблица 14.2

Коэффициент отражения на зажимах АД

Тип АД	Элементная база АИН			
	<i>IGBT</i>		<i>HVIGBT</i>	
	$t_{rise} = (0,05-0,4) \text{ мкс}$		$t_{rise} = (1,2 \div 2,4) \text{ мкс}$	
	$Z_2, \text{ кОм}$	$\Gamma_{0\text{max}} (\Gamma_0)$	$Z_2, \text{ кОм}$	$\Gamma_{0\text{max}} (\Gamma_0)$
АЖВ250	358÷44,8	0,999÷0,994 (0,44)	15÷7,5	0,981÷0,963 (0,145÷0,071)
АЖВ112	1377÷172	1÷0,998 (0,442)	57,4÷28,7	0,995÷0,99 (0,147÷0,073)

Данные табл. 14.2 подтверждают, что не следует ожидать значительных перенапряжений на АД во вспомогательном приводе с АИН на базе *HVIGBT*.

Проверим правильность аналитических выкладок компьютерным моделированием АД при питании от АИН через длинную линию без потерь. Длинная линия без потерь в *OrCAD 9.2* представлена блоком *T*, параметрами которого являются [64]: волновое сопротивление Z_0 , задержка сигнала в линии T_D , электрическая длина линии $NL = \frac{L}{\lambda}$ на частоте F . При описании линии задаётся параметр T_D либо параметры NL и F . Было проведено моделирование напряжений с ШИР на выходе АИН и клеммах асинхронных двигателей АЖВ250М2РУХЛ2 и АЖВ112М4У2 при их параллельной работе при частоте основной гармонике питающего напряжения $f_1 = 48,4 \text{ Гц}$, коэффициенте заполнения импульса $K_3 = 0,613$ и величине напряжения звена постоянного напряжения на входе АИН $U_d = 648 \text{ В}$. Ключи силовой схемы АИН представлены в модели ключами *Sbreak*, управляемыми напряжением [64]. Они обеспечивают $t_{rise} = 0,05-0,1396 \text{ мкс}$, что соответствует характеристикам *IGBT*. Пики фазных напряжений на зажимах АД, ввиду наличия эффектов отражения в длинных линиях, составили $u_{\text{АД}} = (2,133 \div 2,396) u_{\text{АИН}}$, т.е. до 1000-1050 В. При меньшей длительности переднего фронта импульса напряжения имеем больший пик напряжения. Результаты вышеописанного моделирования показаны на рис. 14.1-14.2.

С целью получения наиболее близких к реальным результатов моделирования, в том числе: длительностей фронтов нарастания и спада напряжений, задержки включения очередного транзистора после выключения предыдущего t_d построена усовершенствованная (более приближенная к реальному АИН) модель АИН, в которой вместо $Sbreak$ использованы модели $HVIGBT$. Так как в библиотеках моделей элементов *OrCAD* 9.2 отсутствуют приборы *MBN1200D33*, то были использованы имеющиеся модели $HVIGBT$ типа *CM1000HA-24H* [108]. Сопротивления, последовательно включённые в цепь затвора силовых ключей, выбраны из расчёта, что каждый ключ состоит из лишь одного $HVIGBT$.

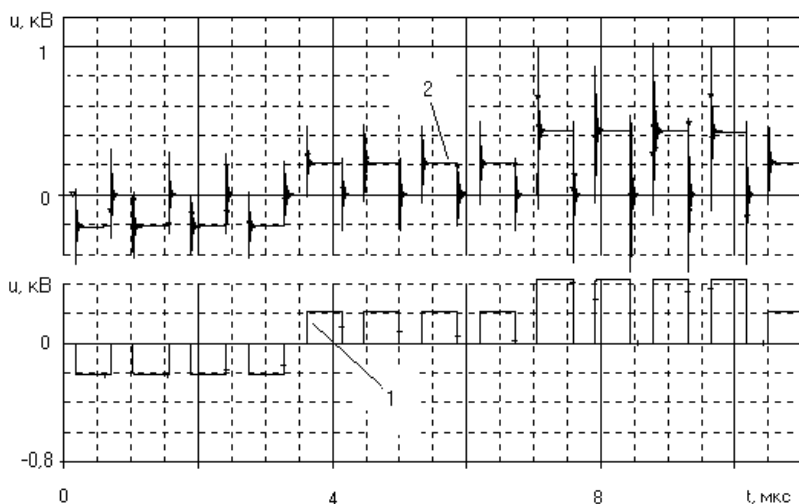
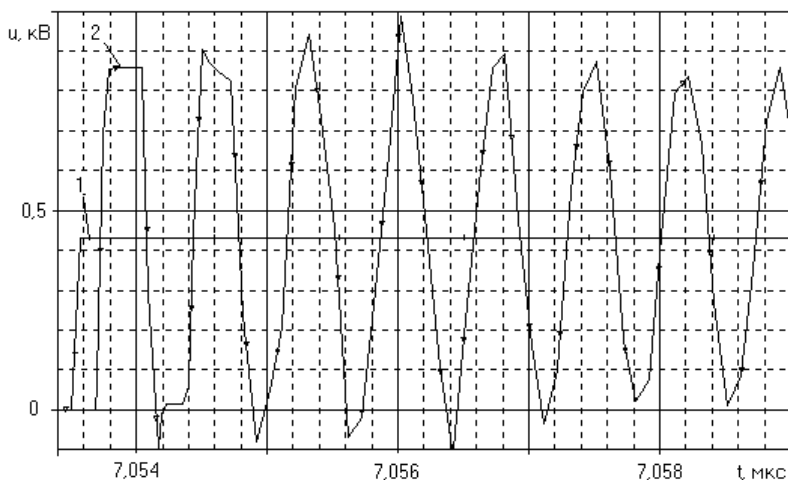


Рис. 14.1. Результаты моделирования напряжения фазы:

1 – на выходе АИН ($u_{\text{АИН}}$);

2 – на зажимах АД ($u_{\text{АД}}$)



**Рис. 14.2. Результаты моделирования напряжения фазы
(передний фронт одного из импульсов ШИР):**

1 – на выходе АИН ($u_{\text{АИН}}$);

2 – на зажимах АД ($u_{\text{АД}}$)

Задержка $t_d=20$ мкс (сигнал на открытие следующего транзистора поступает лишь спустя 20 мкс после поступления сигнала на закрытие предыдущего) необходима для исключения или снижения до приемлемого уровня сквозных токов через вертикальные (в одной фазе) пары ключей АИН. В модели она реализована путём раздельного формирования сигналов на закрытие и открытие транзисторов за счёт наличия двух треугольных сигналов развёртки, один из которых имеет задержку во времени относительно другого на 20 мкс. При этом модулирующие напряжения являются одинаковыми для обоих сигналов развёртки. Такой подход сравнительно просто реализуется и позволяет сохранить использовавшуюся в более ранних моделях с ключами *Sbreak* структуру системы управления (задания режима работы) АИН. Так как задержка времени включения транзисторов вызывает снижение K_3 , то необходимо его скомпенсировать. При кратности несущей и модулирующей частот ШИР $\varepsilon = 24$ суммарное уменьшение длитель-

ности импульсов напряжения за период выходного напряжения АИН составляет в нашем случае $t_d \cdot \varepsilon = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 24 = 0,00048$ с, что при $f_1 = 48,4$ Гц и, соответственно, периоде напряжения 0,020661 с составляет уменьшение K_3 на 0,0232321 о.е. Таким образом, к вычисленному $K_3 = 0,613$ необходимо прибавить 0,0232321. В результате чего получим исправленный $K_3 = 0,636232$.

С целью уменьшения затрат машинного времени на моделирование с АИН на элементной базе *СМ1000НА-24Н* в качестве нагрузки инвертора использована модель АД АЖВ250М2РУХЛ2, построенная на основе Т-образной трехфазной схемы замещения для избранного установившегося режима вместо более полной модели на основе структурной схемы [85]. Модель АД на основе схемы замещения является более частным случаем, но содержит гораздо меньше составляющих элементов и позволяет быстрее достигать установившегося режима. В частности, это обусловлено тем, что легко задаются нулевые начальные значения токов фаз, например параметр *IC* [64] в индуктивности рассеяния статора. К сожалению, следует отметить, что при подключении между АД и АИН линии без потерь для получения корректных результатов моделирования следует устанавливать нулевые начальные значения токов, что уменьшает выигрыш во времени.

На модели получены средние длительности фронтов напряжения коллектор-эмиттер: при включении 2,6 мкс, при выключении 2,5 мкс. Им соответствуют средние длительности фронтов импульсов фазного напряжения при включении 4,3 мкс, при выключении 2,8 мкс, то есть средняя длительность фронта фазного напряжения $t_{rise} = 3,5$ мкс. Отметим, что на моделях с ключами *Sbreak* не удавалось получить $t_{rise} > 0,2$ мкс.

При величинах t_{rise} , обеспечиваемых *HVIGBT*, эффекты импульсного возрастания напряжения на зажимах АД при коммутациях АИН не оказывают существенного влияния в рассматриваемом вспомогательном приводе, составляя не более 80-90 В свыше напряжения, формируемого АИН, что соответствует $u_{АД} = (1,185 \div 1,208)u_{АИН}$.

Задача моделирования работы асинхронного вспомогательного привода электровоза с учётом длинной линии входит в число наибо-

лее ресурсоёмких из решавшихся на основе модели [85]. Ввиду малых значений t_{rise} , достаточной величиной максимального шага дискретности вычислений оказалась 0,1 мкс, что резко увеличило затраты машинного времени по сравнению с моделированием процессов при отсутствии длинной линии, где при ШИР напряжения достаточен максимальный шаг дискретности 1 мкс, а при $\kappa_3 = 1 - 10$ мкс.

Выводы по главе 14

При помощи компьютерного моделирования подтверждены аналитические расчёты увеличения напряжения на зажимах АД при заданном удалении от АИН и скорости переключения транзисторов. Показано, что при использовании современных *HVIGBT* длина кабеля на электровозе не доходит до критического значения, то есть не возникают значительные перенапряжения по этой причине и могут не использоваться специальные меры для согласования волновых сопротивлений АД и питающего кабеля в виде трёхфазных *RC* или *RLC* оконечников на клеммах АД [106].

При умеренных требованиях к динамическим показателям и диапазону регулирования скорости, что характерно для большинства промышленных механизмов, использование скалярных систем частотного управления АД является разумным техническим решением.

Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик, «Регулируемые электроприводы переменного тока»

Глава 15.

Расчёт параметров и компьютерное моделирование синусного фильтра для преобразователя собственных нужд электровоза

Согласно современной концепции, ПСН электровоза должен иметь выходное переменное трёхфазное напряжение. Для ряда потребителей на борту электровоза предпочтительно регулирования выходного напряжения ПСН по величине и частоте, например, для мотор-вентиляторов и мотор-компрессоров с приводом от АД. Таким образом, в составе ПСН обязательно наличие преобразователя частоты (ПЧ) на базе трёхфазного АИН. Большинство современных АИН подразумевают формирование выходного напряжения способом ШИМ с жёсткой коммутацией. В частности, привлекательной ввиду относительной простоты является схема ПСН, в которой высоковольтный двухуровневый АИН питает низковольтные трёхфазные потребители через понижающий трансформатор [109].

Использование в современных ПЧ импульсной технологии формирования напряжения на клеммах асинхронного двигателя привело к принципиально иной по сравнению с питанием от источника синусоидального напряжения ситуации в отношении количественных уровней электромагнитных помех. Вклад в проблему вносят:

- собственно несинусоидальная (импульсная) форма напряжения на выходе преобразователя, что особенно критично для двухуровневых автономных инверторов напряжения с жёсткой коммутацией;

- малое время коммутации полупроводниковых ключей с тенденцией дальнейшего уменьшения;

- длинные кабели между АИН и потребителем [99].

Эти условия способствуют возникновению явления коронного разряда, способствующего постепенному разрушению электрической изоляции [110].

Выделяют проблемы, связанные с синфазной помехой (*common mode*), а также с противофазной помехой (*differential mode*) [111]. Доступная русскоязычная трактовка терминов дана в [112, 113].

Применительно к симметричной трёхфазной электрической цепи (незаземлённой или с заземлённой средней точкой) кондуктивная противофазная помеха появляется в виде симметричных напряжений, вызываемых разностью потенциалов на фазных проводах кабеля соединений ПЧ с нагрузкой. Противофазная помеха замыкается через междуфазные ёмкости фильтра на выходе инвертора, например, синусного фильтра (СФ), в котором конденсаторы соединены по схеме Δ . Отметим, что напряжения нулевой последовательности (*common mode*), неизбежно формируемые АИН, практически не подавляются посредством СФ [114].

15.1. Описание СФ

На СФ возложена задача сглаживания выходного напряжения ПЧ до возможно близкой к синусоидальной формы, что создаёт наиболее благоприятные условия работы для двигателей и трансформаторов. СФ является реактивным фильтром нижних частот, который состоит из трёх фазных реакторов и трёх конденсаторов, включённых каждый либо между двумя фазами, как показано на рис. 15.1 (схема треугольник), либо между фазой и нейтральной точкой (схема звезда). Напряжения с частотами f ниже резонансной частоты f_p пропускаются этим фильтром почти без уменьшения амплитуд. Напряжения с частотами $f > f_p$ затухают пропорционально $1/f^2$ [114]. Параметры СФ рассчитываются из следующих соображений: резонансная частота f_p должна быть гораздо выше частоты основной гармоники напряжения f_1 , формируемой АИН. С другой стороны, f_p должна быть гораздо ниже частоты переключений инвертора или несущей частоты

ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$. При расчёте параметров можно задаваться либо индуктивностью, либо ёмкостью.

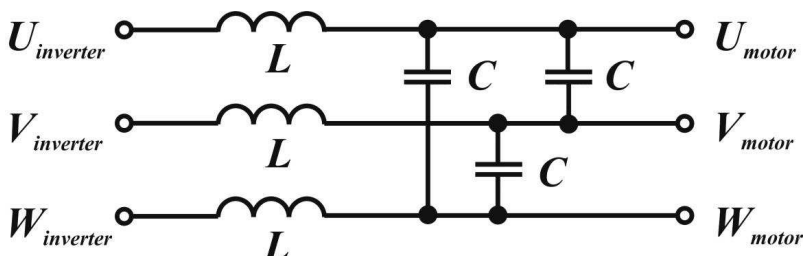


Рис. 15.1. Вариант схемы СФ

15.2. Расчёт синусного фильтра от индуктивности

Для надёжного выполнения функции сглаживания напряжения рекомендуется выбирать резонансную частоту СФ из соотношения

$$f_p \leq f_{\text{ШИМ}}/5. \quad (15.1)$$

Должно, по меньшей мере, соблюдаться условие: $f_{\text{ШИМ}} > 2f_p$. Желательно, чтобы падение напряжения основной частоты f_1 на продольной ветви, содержащей индуктивность, последовательно соединённую с активным сопротивлением реактора СФ, не превышало 5 % от значения номинального напряжения. По f_p и L , то есть индуктивности СФ, рассчитывается ёмкость фильтра:

$$C = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{2\pi f_p} \right)^2, \quad (15.2)$$

где значение C берётся для случая соединения конденсаторов по схеме «звезда».

Для случая соединения конденсаторов по схеме «треугольник», когда каждый конденсатор подключён к линейному напряжению, ёмкости будут в три раза меньше. Естественно, чем больше $f_{\text{ШИМ}}$, тем меньшая ёмкость требуется.

15.3. Расчёт синусного фильтра от ёмкости

Сначала выбирается конденсатор из условия компенсации всей реактивной мощности нагрузки на основной частоте $f_1 = 50 \text{ Гц}$.

Для случая соединения конденсаторов по схеме «звезда» ёмкость Г-образного синусного фильтра C , Ф:

$$C = \frac{S}{3} \cdot \frac{1}{2\pi f_1 U_1^2} \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2}, \quad (15.3)$$

где S , ВА – суммарная мощность нагрузки, подключённой после СФ;

$\cos \varphi$, о.е. – коэффициент мощности нагрузки;

U_1 , В – действующее значение первой гармоники напряжения на ёмкости Г-образного синусного фильтра;

По f_p , выбираемой из условия (1), и C , которая здесь берётся для случая соединения конденсаторов по схеме «звезда», рассчитывается индуктивность фильтра:

$$L \geq \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2\pi f_p} \right)^2. \quad (15.4)$$

В любом случае для СФ необходимо придерживаться небольшой величины активного сопротивления ветвей с ёмкостями. Не более 0,01...0,1 Ом. В [115] на основании результатов моделирования по критерию качества сглаживания напряжения сделаны выводы, что для синус-фильтров при мощности АД 4 кВт можно рекомендовать последовательно ёмкости $R \leq 1 \text{ Ом}$, 55 кВт — $R \leq 0,2 \text{ Ом}$; 110 кВт — $R \leq 0,1 \text{ Ом}$. Однако, эти значения следует дополнительно проверять по величине потерь на сопротивлениях.

15.4. Компьютерное моделирование ПСН с СФ

Сценарий моделирования следующий. От ПСН пускаются два мотор-компрессора с АД НВА-55 от частоты $f_1 = 5 \text{ Гц}$ до 50 Гц. Время набора частоты задано равным 1,7 с. Параметры АД и компрессоров несколько различны. Компьютерная модель содержит: трёхфазный высоковольтный АИН – трёхфазный СФ, конденсаторы которого соединены по схеме Y – трёхфазный трансформатор со схемой соединения обмоток Δ/Y – включённые параллельно два четырёхполюсных

АД НВА-55 номинальной мощностью 55 кВт каждый на номинальное линейное напряжение 380 В, нагруженные на компрессоры. Расчёты проводились для $f_{\text{ШИМ}} = 1000 \text{ Гц}$. Были приняты следующие параметры СФ: $L = 2 \text{ мГн}$; $C = 450 \text{ мкФ}$; активное сопротивление, включённое последовательно ёмкости, $r = 0,05 \text{ Ом}$. Некоторые результаты моделирования показаны на рис. 15.2 и 15.3.

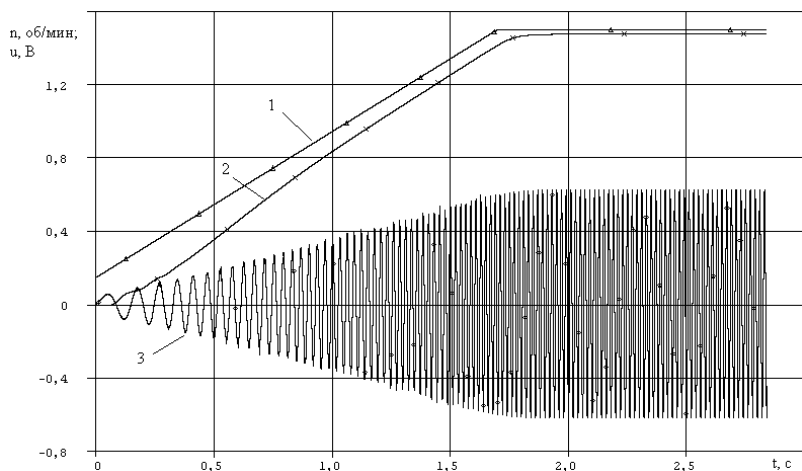


Рис. 15.2. Результаты моделирования частотного пуска АД НВА-55 от ПСН: 1 – задание на частоту вращения ротора, об/мин; 2 – фактическая частота вращения ротора, об/мин; 3 – линейное напряжение между фазами *A* и *B* АД НВА-55, В

Выводы по главе 15

СФ с выбранными по изложенной методике параметрами демонстрирует удовлетворительное качество сглаживания формы выходного напряжения ПЧ для всех значений его основной частоты f_1 . Качество сглаживания не зависит от того, соединены ли конденсаторы СФ по схеме Y или Δ .

Параметры СФ, рассчитанных от индуктивности, предпочтительнее для выбранной $f_{\text{ШИМ}} = 1000 \text{ Гц}$ и ниже, так как обеспечивают меньшее падение напряжения основной частоты на индуктивности

СФ; меньшее содержание 5-й и 7-й гармоник в спектре напряжения при основной частоте $f_1 = 50$ Гц [116].

При $f_{\text{ШИМ}} \geq 1250$ Гц использование метода расчёта параметров СФ от ёмкости даёт значение индуктивности, обеспечивающее падение напряжения основной частоты на продольной ветви СФ менее 10%. Целесообразность использования этого метода расчёта по критерию минимизации падения напряжения основной частоты на продольной ветви СФ возрастает с увеличением несущей частоты ШИМ.

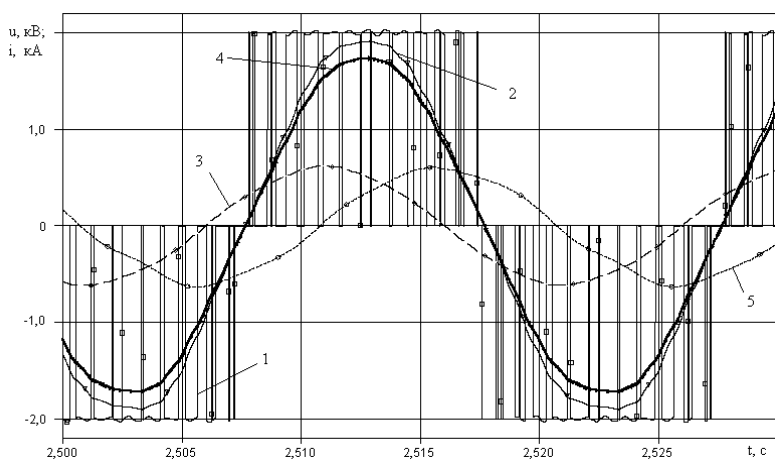
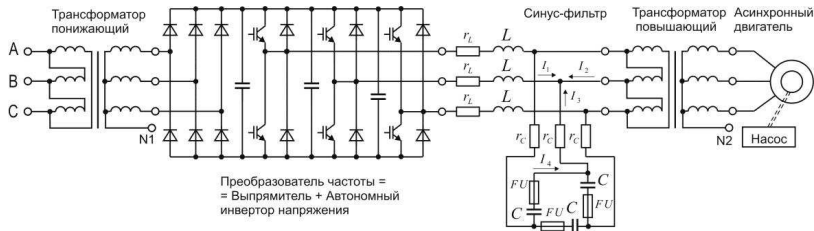


Рис. 15.3. Результаты моделирования напряжений и токов в установившемся режиме вспомогательного электропривода при $f_1 = 50$ Гц: 1 – линейное напряжение на выходе АИН между фазами *A* и *B*; 2 – линейное напряжение между фазами *A* и *B* первичной обмотки трансформатора (после СФ); 3 – линейное напряжение между фазами *A* и *B* АД НВА-55; 4 – напряжение фазы *A* АД НВА-55 (увеличено в 5 раз); 5 – ток фазы *A* АД НВА-55 (увеличено в 5 раз)

Глава 16.

Характеристики синус-фильтра для мощного частотно-регулируемого электропривода

Известна эффективность использования частотного регулирования в электроприводах переменного тока насосов, вентиляторов, компрессоров. ПЧ, см. рис. 16.1, устанавливаются на производственных объектах в рамках модернизации электрооборудования, в ходе реализации энергосберегающих мероприятий.



**Рис. 16.1. Двухтрансформаторная схема питания
высоковольтного асинхронного двигателя от преобразователя ча-
стоты на водонасосной станции «Западная»
Ростовского водоканала**

При этом к ПЧ в ряде случаев подключаются электродвигатели и трансформаторы, предназначенные для питания синусоидальным напряжением. Форма выходного напряжения ПЧ значительно отличается от синусоиды – это последовательность практически прямоугольных импульсов с очень крутыми фронтами (рис. 16.2).

Негативное влияние ШИМ-напряжения на электрооборудование при отсутствии выходного фильтра выражается в: высокочастотном шуме АД; возрастании уровня электромагнитных помех; электрокоррозии и разрушении подшипников АД и приводимых механизмов; постепенной деградации электрической изоляции, сопровождаемой интенсивным образованием озона, что вредно для обслуживающего персонала. Высокая окисляющая способность озона и образование во многих реакциях с его участием свободных радикалов кислорода

определяют его высокую токсичность. Воздействие озона на организм может приводить к преждевременной смерти. Озон в Российской Федерации отнесён к первому, самому высокому классу опасности вредных веществ.

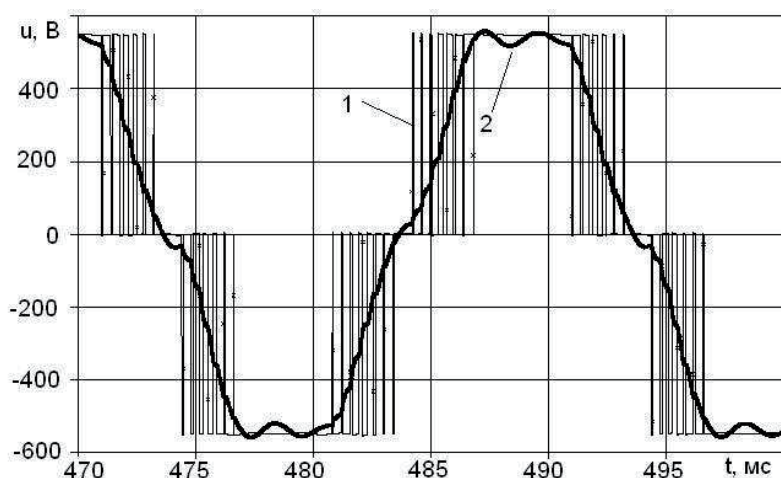


Рис. 16.2. Результаты компьютерного моделирования напряжений на входе СФ (кривая 1) и на его выходе (кривая 2) при частоте 50 Гц

Вариантом решения проблемы является установка на выходе ПЧ электрических фильтров: du/dt , нулевой последовательности, синусоидальных. Последние выполняют максимальное приближение формы выходного напряжения ПЧ к синусоиду, что можно формализовать как минимизацию значения суммарного коэффициента гармонических составляющих междуфазного напряжения k_U [117], который вычисляется по формуле:

$$k_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}, \quad (16.1)$$

где нижний индекс при напряжении означает номер гармоники.

Соотношения для расчёта параметров синус-фильтра (СФ) представлены в [96, 97, 116, 118]. При имитационном моделировании для

повышения достоверности результата важно возможно точнее знать нюансы схемы конкретного ПЧ, параметры схем замещения трансформаторов и АД. Сложности выбора параметров СФ возрастают, если несущая частота ШИМ ПЧ невысока (менее 2 кГц) – при этом получается значительная ёмкость. Логично, по крайней мере для частоты 50 Гц, предъявлять требование соответствия выходного напряжения после СФ по k_U сетевому напряжению (не более 12% согласно [117]). Выбор параметров СФ сопряжён с соблюдением ряда ограничений. Для конкретного случая предельные значения длительных токов составляют: $I_{1\text{предел}} = 1600 \text{ А}$, $I_{3\text{предел}} = 641 \text{ А}$, $I_{4\text{предел}} = 370 \text{ А}$. Падение напряжения основной гармоники на СФ целесообразно ограничить 5 %.

На рис. 16.3 изображена схема протекания токов в СФ. На рис. 16.4 показаны результаты компьютерного моделирования токов СФ при частоте 50 Гц. На рис. 16.5 приведено фото ёмкостей СФ, спроектированного и изготовленного ООО «ВостокЭнергоКомплект» по расчётам М.Ю. Пустоветова.

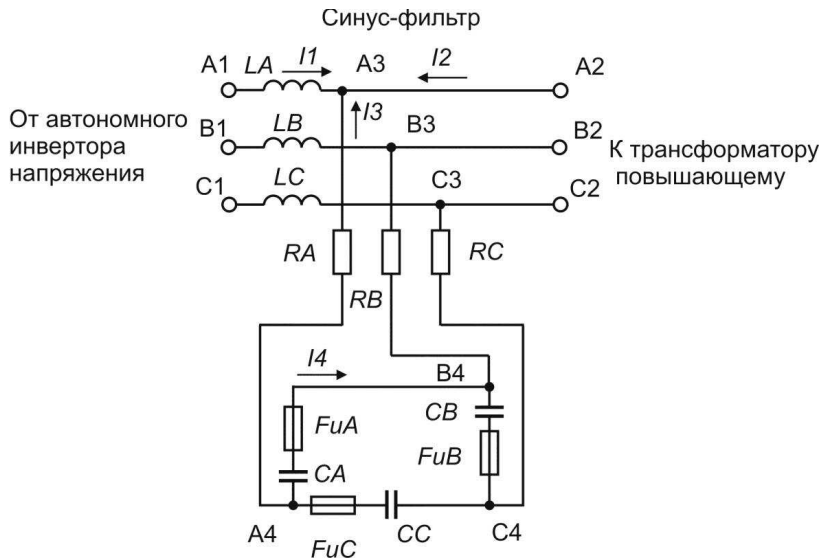


Рис. 16.3. Схема протекания токов в СФ

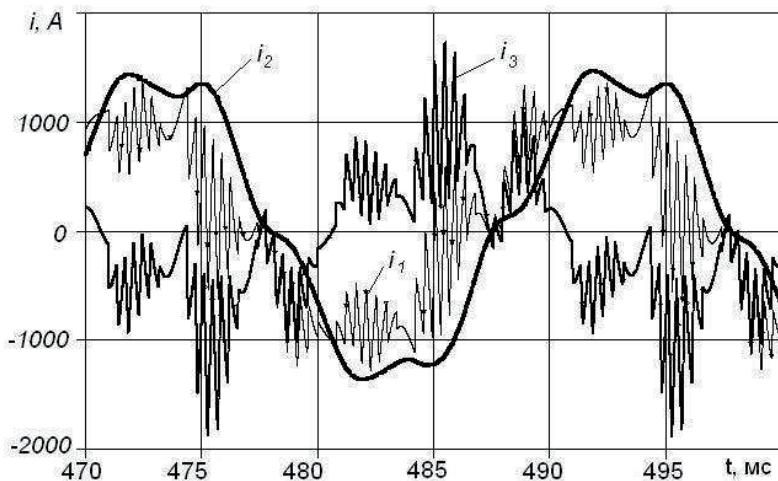


Рис. 16.4. Результаты компьютерного моделирования токов СФ при частоте 50 Гц (i_1 - выходной ток фазы ПЧ, i_2 ток нагрузки, i_3 - линейный ток ёмкостей СФ) [119]

На рис. 16.6 – 16.8 представлены характеристики изготовленного СФ, составленного в каждой фазе из параллельного соединения двух токоограничивающих реакторов РТСТ-820-0,0505 УЗ (активное сопротивление одного реактора составляет 1,65 мОм) при ёмкости в фазе 2200 мкФ. На рис. 16.8 представлены кривые суммарного коэффициента гармонических составляющих тока k_I (определяется аналогично описанному для напряжения в [117, 120]):

$$k_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (16.2)$$

где нижний индекс при токе означает номер гармоники.

Значение ёмкости пригодно для работы в диапазоне несущих частот ШИМ 1 – 2,5 кГц для случая питания от ПЧ «Веспер EI-7009-1000Н» четырёхполюсного асинхронного двигателя на 6 кВ и $P_{2H} = 630$ кВт (расчётные параметры АД приведены в главе 2). Нагрузка - насос 14Д6. Расчётные данные на рис. 16.6 – 16.8 приведены для частоты ШИМ 2,5 кГц. Кроме того, для приводов большой мощности

возможно возникновение резонансов тока ПЧ ввиду нежелательных сочетаний ёмкостей СФ и каких-либо индуктивностей схемы, причём, установить, с какими именно индуктивностями взаимодействует ёмкость, трудно и не всегда возможно.



**Рис. 16.5. Фото ёмкостей СФ на ВНС «Западная»
Ростовского водоканала**

При возникновении резонанса тока ПЧ возможно отключение ПЧ по ошибке «короткое замыкание на выходе ПЧ» либо отключение по причине срабатывания защит других элементов схемы. Практика показала, что только уменьшение ёмкости СФ не приводит к исчезновению резонанса. Использование функции ПЧ «перескок частоты» не всегда возможно ввиду относительно широкой полосы частот резонанса, которая к тому же может прийти на употребительный для работы и регулирования диапазон. Эффективно использование сопротивлений r_c порядка сотых долей Ома для демпфирования колебательных контуров, но необходимо, чтобы потери на этих сопротивлениях и их нагрев не были чрезмерными (в конкретном случае не более 8 кВт на фазу). Температура сопротивлений r_c при испытаниях без обдува составила 172 °С, что говорит о необходимости их принудительного охлаждения.

Для электроприводов насосов особого внимания требует обеспечение режима работы на максимальных частоте и напряжении. Важное значение имеет процесс пуска.

Из рис. 16.6 и 16.7 видно, что характеристики СФ не выходят за пределы заданных ограничений (отметим, что для линейного напряжения на входе СФ $k_U = 32,3\%$).

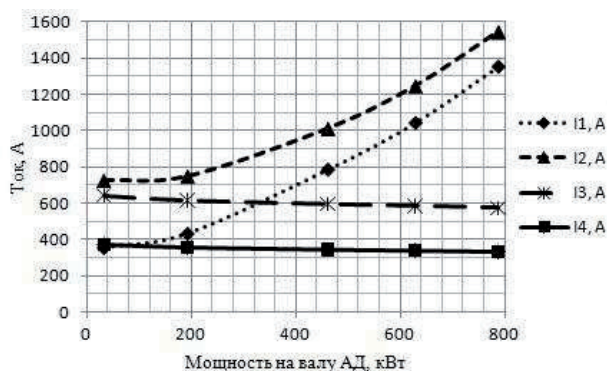


Рис. 16.6. Расчётные токи СФ

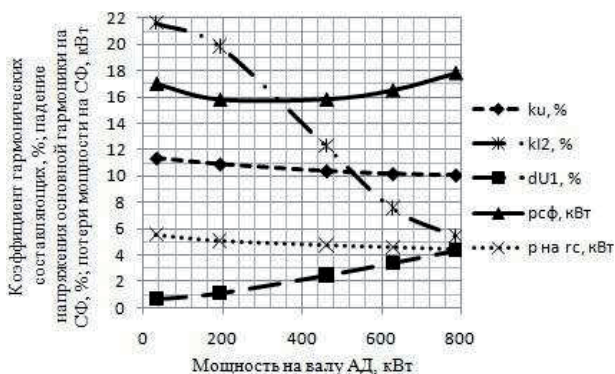


Рис. 16.7. Расчётные энергетические характеристики СФ

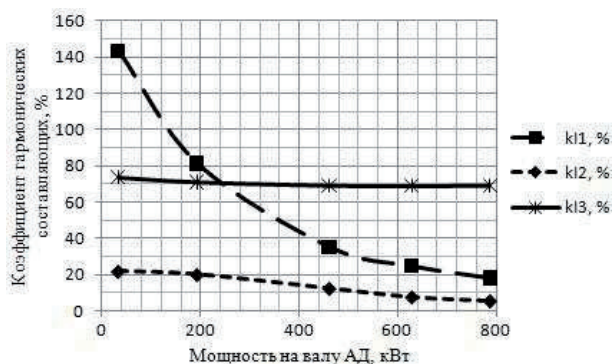


Рис. 16.8. Расчётные суммарные коэффициенты гармонических составляющих для токов СФ

Рис. 16.8. свидетельствует об эффективности воздействия СФ на гармонический состав тока. Наибольшей паразитной гармоникой тока нагрузки I_2 является 5-я

Выводы по главе 16

Расчётом получены параметры синус-фильтра, позволившие в реальной конструкции получить необходимые свойства: отсутствие озонирования, соответствие предельным токам и желаемым ограничениям по гармоническому составу напряжения и тока.

Библиография

1. **Сипайлов, Г.А.** Математическое моделирование электрических машин (АВМ) : учеб. пособие вузов / Г.А. Сипайлов, А.В. Лоос – М. : Высш. шк., 1980. – 176 с.
2. **Копылов, И.П.** Математическое моделирование электрических машин : учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. / И.П. Копылов. – М. : Высш. шк., 1994. – 318 с.
3. **Амбарцумова, Т.Т.** Макромоделирование асинхронных машин с учётом динамики/ Т.Т. Амбарцумова. –М.: Издательство МЭИ, 2002.– 40 с.
4. **Баранов, П.Р.** Математическая модель асинхронного двигателя со встроенным электромагнитным приводом тормозного устройства / П.Р. Баранов, Ю.Н. Дементьев, И.Г. Однокопылов // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309. – № 1. – С. 159–163.
5. **Синявский, И.В.** Компьютерное моделирование динамики тепловых процессов в асинхронном двигателе при несимметрии питающих напряжений / И.В. Синявский, М.Ю. Пустоветов // Вестник ВЭлНИИ : сб. науч. тр. – Новочеркасск : ОАО «Всерос. н-и. и проектно-конструкт. ин-т электровозостроения» (ОАО «ВЭлНИИ»). – 2011. – № 2 (62). – С. 53–65.
6. **Ключников, А.Т.** Математическое моделирование асинхронных машин в относительных единицах / А.Т. Ключников // Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы : сб. науч. тр. IV Междунар. науч.-техн. конф. – Екатеринбург : УрФУ, 2011. – С. 93–97.
7. **Sreedevi, M.** Stator Fault Detection and Diagnosis of a Induction Motor Using Neuro Fuzzy Logic / M. Sreedevi, P. Jenio Paul // International Journal of Electrical and Power Engineering, 5/2. – 2011. – P. 102–107.
8. **Григорьев, А.В.** Управление электромагнитным моментом трёхфазного асинхронного двигателя / А.В. Григорьев // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – № 4. – С. 154–158.

9. **Сабинин, Ю.А.** Позиционные и следящие электромеханические системы: учеб. пособие для вузов / Ю.А. Сабинин. – СПб. : Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2001. – 208 с.
10. **Вольдек, А.И.** Электрические машины : учебник для студ. высш. техн. учебн. заведений. – 2-е изд, перераб. и доп. / А.И. Вольдек. – Л. : Энергия, 1974. – 840 с.
11. **Пустоветов, М.Ю.** Выбор математической модели асинхронного двигателя в трёхфазных заторможенных координатах / М.Ю. Пустоветов // Вестник РГУПС, 2012. – №4 (48) – С. 136–144.
12. **Озерский, А.И.** Компьютерное моделирование асинхронного электропривода с гидромфтой / А.И. Озерский, М.Ю. Пустоветов, В.С. Минаков // Вестник ДГТУ, 2012. - Т.12, №1 (62), вып.2 – С. 83 – 95.
13. **Соколовский, Г.Г.** Электроприводы переменного тока с частотным регулированием : учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М. : Изд. центр «Академия», 2006. – 272 с.
14. **Усольцев, А.А.** Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие / А.А. Усольцев. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94 с.
15. **Копылов, И.П.** Электрические машины: Учеб. для вузов / И.П. Копылов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 360 с.
16. **Разевиг, В.Д.** Система проектирования OrCAD9.2 / В.Д. Разевиг. – М. : Солон-Р, 2001. – 528 с.
17. **Разевиг, В.Д.** Система проектирования цифровых устройств OrCAD / В.Д. Разевиг. – М. : Солон-Р, 2000. – 160 с.
18. **Пустоветов, М.Ю.** Расчёт активного сопротивления в контуре намагничивания модели асинхронного двигателя, основанной на Т-образной схеме замещения, для случая параллельного соединения активного сопротивления и индуктивности/ М.Ю. Пустоветов, И.В. Синявский // Труды Всерос. науч.-практ. конф. «Транспорт - 2010», апрель 2010 г.: В 3-х ч. Часть 2. Естественные и технические науки – Ростов н/Д: РГУПС, 2010. – С. 377 – 378.
19. **Пустоветов, М.Ю.** Способ учёта нелинейности кривой намагничивания при переменной частоте питающего напряжения /

М.Ю. Пустоветов, И.В. Пехотский // Вестник ВЭЛНИИ. – 2004. – № 1. – С. 239–249.

20. **Башарин, А.В.** Примеры расчёта автоматизированного электропривода на ЭВМ : учеб. пособие вузов. – 3-е изд. / А.В. Башарин, Ю.В. Постников. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 512 с.

21. **Виноградов, А.Б.** Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе / А.Б. Виноградов // Электротехника. – 2005. – № 5. – С. 57–62.

22. **Виноградов, А.Б.** Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново : Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина, 2008. – 298 с.

23. **Sokola, M.** A novel induction machine model and its application in the development of an advanced vector control scheme / M. Sokola, E. Levi // International Journal of Electrical Engineering Education, 37/3. – 2000. – P. 233–248.

24. **Озерский, А.И.** Компьютерное моделирование электрогидродинамического привода / А.И. Озерский, М.Ю. Пустоветов, Е.М. Шошиашвили // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Сер. Технические науки. – 2012. – №4 – С. 48 – 55.

25. **Пустоветов, М.Ю.** Математическая и компьютерная модели асинхронного двигателя в трёхфазных заторможенных координатах с учётом потерь в стали и насыщения основным магнитным потоком / М.Ю. Пустоветов // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводе АЭП-2012, октябрь 2012 г. – Иваново, ИГЭУ. – 2012. – С. 201 – 205.

26. **Кравчик, А.Э.** Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.

27. **Марков, В.А.** Определение параметров и характеристик асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором / В.А. Марков // МГОУ-XXI-Новые технологии, №1, 2002. – С. 42 – 46.

28. **Фираго, Б.И.** Регулируемые электроприводы переменного тока / Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик. – Мн.: Техноперспектива, 2006. – 363 с.

29. **Пустоветов, М.Ю.** Приближённый расчёт параметров схемы замещения асинхронного двигателя/ М.Ю. Пустоветов, С.Ю. Пустоветова //МГОУ-XXI-Новые технологии, №1, 2004. - С. 25 - 28.

30. **Гольдберг, О.Д.** Проектирование электрических машин: Учеб. для втузов / О.Д. Гольдберг, Я.С. Гурин, И.С. Свириденко; под ред. О.Д. Гольдберга. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2001. – 430 с.

31. **Алиев, И.И.** Справочник по электротехнике и электрооборудованию: Учеб. пособие для вузов / И.И. Алиев. – 2-е изд., доп. – М.: Высш. шк., 2000. – 255 с.

32. **Копылов, И.П.** Проектирование электрических машин: Учеб. для вузов / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев; Под ред. И.П. Копылова. – 3-е изд., испр. и доп. – М.: Высш. шк., 2002. – 757 с.

33. **Лопухина, Е.М.** Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности: Учеб. пособие / Е.М. Лопухина, Г.А. Семенчуков. – М.: Высш. шк., 2002. – 511 с.

34. **Онищенко, Г.Б.** Электрический привод. Учеб. для вузов / Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН. 2003. – 320 с.

35. **Электровоз ВЛ80^к.** Руководство по эксплуатации. – М.: Транспорт, 1978. – 432 с.

36. **Николаев, А.Ю.** Устройство и работа электровоза ВЛ80^с: Учебное пособие для учащихся образовательных учреждений железнодорожного транспорта, осуществляющих профессиональную подготовку/ А.Ю. Николаев, Н.В. Сесявин. – М.: Маршрут, 2006. – 512 с.

37. Сеть Internet, URL: http://press.rzd.ru/smi/public/press?STRUCTURE_ID=2&layer_id=5051&refererLayerId=5050&id=12320&print=1 (дата обращения: 04.03.2013).

38. **Воронин, А.В.** Использование программы моделирования аналоговых устройств SPICE для расчёта участка электроснабжения переменного тока / А.В. Воронин, А.В. Грапов, А.В. Ермоленко, В.А.

Ивлев // Новое в хозяйстве электроснабжения: Сб. науч. тр. под ред. А.Б. Косарева. – М.: Интекст, 2003. – С. 76–85.

39. **Гусев, А.С.** Универсальная математическая модель трёхфазных трансформаторов и автотрансформаторов / А.С. Гусев, С.В. Свечкарёв, И.Л. Плодистый // Известия Томского политехнического университета. – 2007. – Т. 311. – № 4. – С. 77–81.

40. Three-Phase Transformer Inductance Matrix Type (Two Windings). 2012. URL: <http://www.mathworks.com/help/toolbox/phymod/powersys/ref/threephasetransformerinductancematrixtypetwowindings.html> (дата обращения: 30.03.2013).

41. Three-Phase Transformer 12 Terminals. 2012. URL: <http://www.mathworks.com/help/toolbox/phymod/powersys/ref/threephasetransformer12terminals.html> (дата обращения: 30.03.2013).

42. **Булгаков, Н.И.** Группы соединения трансформаторов. 3-е изд., перераб. и доп. / Н.И. Булгаков. – М.: Энергия, 1977. – 81 с.

43. ГОСТ 30830-2002 (МЭК 60076-1-93). Трансформаторы силовые. Часть 1. Общие положения. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2003.

44. **Пехотский, И.В.** Моделирование электромагнитных процессов в трансформаторах / И.В. Пехотский, М.Ю. Пустоветов, С.Ю. Пустоветова // Вестник ВЭЛНИИ. – 2004. – № 2. – С. 78–85.

45. **Ротанов, Н.А.** Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями / Н.А. Ротанов, А.С. Курбасов, Ю.Г. Быков, В.В. Литовченко. – М.: Транспорт, 1991. – 336 с.

46. **Пустоветов, М.Ю.** Теоретическое исследование потенциала нейтральной точки нагрузки и токов утечки в тяговом асинхронном электроприводе электровоза постоянного тока / М.Ю. Пустоветов // Известия Транссиба, 2012. - №4 (12) – С. 116 – 122.

47. **Пустоветов, М.Ю.** Математическая модель трёхфазного трансформатора / М.Ю. Пустоветов // Известия ТПУ, 2012. - Т.321, №4 – С. 97 – 100.

48. **Пустоветов, М.Ю.** Имитационные модели трехфазного трансформатора / М.Ю. Пустоветов // Сб. междунар. тр. Математическое и программное обеспечение систем в промышленной и социаль-

ной сферах. - Магнитогорск: ФГБОУ ВПО "МГТУ", 2011. - Ч. 2. - С. 125 - 131.

49. **Русин, Ю.С.** Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты / Ю.С. Русин. – Л.: Энергия, 1973. – 152 с.

50. **Пустоветов, М.Ю.** Математические модели однофазных многообмоточных трансформаторов / М.Ю. Пустоветов, И.В. Пехотский // Вестник ВЭлНИИ. – 2005. - №2 (49). – С. 38 – 45.

51. **Беркович, Е.И.** Полупроводниковые выпрямители / Е.И. Беркович, В.Н. Ковалёв, Ф.И. Ковалёв и др.; под ред. Ф.И. Ковалёва и Г.П. Мостковой. 2-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.

52. **Пустоветов, М.Ю.** Компьютерное моделирование системы стабилизации тока в обмотке возбуждения тягового электродвигателя / М.Ю. Пустоветов / Оптимизация режимов работы электротехнических систем: межвуз. сб. науч. тр./ КГТУ. – Красноярск, 2006. – С. 138 – 142.

53. **Пустоветов, М.Ю.** Пример расчёта параметров Т-образной схемы замещения однофазного трансформатора / М.Ю. Пустоветов // Новые технологии, конструкции и процессы производства: Сб. науч. тр. / Рост. гос. акад. с.-х. машиностроения, Ростов н/Д, 2007.—С. 117—119.

54. **Тареев, Б.М.** Электрорадиоматериалы: Учеб. пособие для студентов вузов. / Б.М. Тареев, Н.В. Короткова, В.М. Петров, А.А. Преображенский; Под ред. Б.М. Тареева.— М.: Высш. шк., 1978. – 336 с.

55. **Ключев, В.И.** Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.

56. **Василенко, Г.В.** Определение главной индуктивности асинхронного тягового двигателя на стадии проектирования и по результатам испытаний / Г.В. Василенко // Электровозостроение: Сб. науч. тр. / ОАО «Всерос. н-и. и проектно-конструкт ин-т электровозостроения» (ОАО «ВЭлНИИ»).- Новочеркасск. – 2003, т. 45, с. 234 – 239.

57. **Богородицкий, Н.П.** Электротехнические материалы. 6-е изд. перераб. / Н.П. Богородицкий и др. – Л.: Энергия, 1977. – 352 с.

58. **Гольдберг, О.Д.** Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования: Учеб. пособие для вузов/ О.Д. Гольдберг, О.Б. Буль, И.С. Свириденко, С.П. Хелемская; Под ред. Гольдберга О.Д. – М.: Высш. шк., 2001. – 512 с.
59. **Войшвилло, Г.В.** Усилители низкой частоты на электронных лампах / Г.В. Войшвилло. – М.: Связьиздат, 1959. – 756 с.
60. **Хвостов, В.С.** Электрические машины: Учеб. для вузов / В.С. Хвостов. – М.: Высш. шк., 1988.–336 с.
61. **Пустоветов, М.Ю.** Компьютерная модель дросселя / М.Ю. Пустоветов, И.В. Пехотский, С.Ю. Пустоветова // Вестник ВЭЛНИИ. – 2005. - №1 (48), С. 95 – 101.
62. Советский энциклопедический словарь/ Научно-редакционный совет: А.М. Прохоров (пред.). – М.: «Советская энциклопедия», 1981. – 1600 с.
63. **Русин, Ю.С.** Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Ю.С. Русин, И.Я. Гликман, А.Н. Горский. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.
64. **Разевиг, В.Д.** Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В.Д. Разевиг. – М.: Солон-Р, 2000. – 698 с.
65. **Вольвич, А.Г.** Преобразователи современных тяговых единиц / А.Г. Вольвич, В.П. Янов // Электровозостроение: сб. науч. тр. / ОАО «Всерос. н-и. и проектно-конструкт. ин-т электровозостроения» (ОАО «ВЭЛНИИ»). – Новочеркасск, 1999. – Т.41. – С. 72-90.
66. **Колпахчян, П.Г.** Исследование системы тягового электроснабжения переменного тока при совместной работе электровозов с коллекторными и бесколлекторными тяговыми двигателями / П.Г. Колпахчян, В.П. Янов // Вестник Института тяги и подвижного состава «Подвижной состав XXI века»: материалы международной научно-практической конференции учёных транспортных вузов, инженерных работников и представителей академической науки, 13-14 ноября 2008 г. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2008. – С. 166-169.
67. **Пустоветов, М.Ю.** Анализ потерь тягового трансформатора электровоза при параллельной работе четырёхквadrантных пре-

образователей/ М. Ю. Пустоветов, К. П. Солтус // Вестник РГУПС. – 2009. – №3. С. 31 – 41.

68. **Пустоветов, М.Ю.** Анализ потерь тягового трансформатора

при параллельной работе четырехквadrантных преобразователей / М. Ю. Пустоветов, К. П. Солтус // Известия вузов. Сер. Электромеханика . – 2009. – № 5. – С. 47–52.

69. Пат. № 2305361 РФ, МПК7 H02M 7/77, H02P7/42. Способ управления параллельной работой четырёхквadrантных преобразователей / К.П. Солтус; Заявл. 19.09.2005; опубл. 27.08.2007. Бюл. №24. – 10 с.

70. **Солтус, К.П.** Свидетельство №2007610006 об официальной регистрации программы для ЭВМ “Программа для математического моделирования электрических процессов параллельной работы четырёхквadrантных преобразователей в системе тягового привода переменного тока с асинхронными двигателями (UNIDRIVE-AC 2.0)”, дата поступления 21.08.2006; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.01.2007. Бюл. №1.

71. **Болотовский, Ю.И.** OrCAD. Моделирование. «Поваренная» книга / Ю.И. Болотовский, Г.И. Таназлы. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 200 с.

72. **Пустоветов, М.Ю.** Моделирование нагрузки на валу и расчёт КПД электрической машины в среде OrCAD 9.2/ М.Ю. Пустоветов, С.Ю. Пустоветова // Новая техника и технология в производстве сельскохозяйственных машин: Сб. науч. тр. / Рост. гос. акад. с.-х. машиностроения, Ростов н/Д, 2002.—С. 145—151.

73. **Ковчин, С.А.** Теория электропривода: Учебник для вузов / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2000. – 496 с.

74. **Алексапольский, Д.Я.** Гидродинамические передачи / Д.Я. Алексапольский. – М.: Машгиз, 1963. – 271 с.

75. **Гавриленко, Б.А.** Гидродинамические муфты и трансформаторы / Б.А. Гавриленко, И.Ф. Семичастнов. – М.: Машиностроение, 1969. – 392 с.

76. **Озерский, А.И.** Компьютерное моделирование электрогидродинамического привода / А.И. Озерский, М.Ю. Пустоветов, Е.М. Шошиашвили // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Сер. Технические науки. - 2012. - №4 – С. 48 – 55.

77. **Озерский, А.И.** Модель гидромфуты с асинхронным электрическим двигателем / А.И. Озерский // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Сер. Технические науки. - 2011. - №5, – С. 58 – 66.

78. **Осичев, А.В.** Оценка влияния гидромфуты на динамические усилия в скребковом конвейере СР72 при заклинивании рабочего органа/ А.В. Осичев, А.А. Ткаченко // Вісник КДУ імені Михайла Остроградського. Випуск 4/2010 (63). Частина 3. - С. 127 - 129.

79. **Озерский, А.И.** Основы моделирования гидромфут, работающих в тяжёлых условиях эксплуатации/ А.И. Озерский // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Сер. Технические науки. - 2012. - №1, - С. 105 - 113.

80. **Ротанов, Н.А.** Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями / Н.А. Ротанов, А.С. Курбасов, Ю.Г. Быков, В.В. Литовченко. – М.: Транспорт, 1991. – 336 с.

81. **Марченко, Г. Г.** Эволюция промышленных электровозов и тяговых агрегатов / Г. Г. Марченко // Электровозостроение: Сб. науч. тр. / ОАО «Всерос. н-и. и проектно-конструкт ин-т электровозостроения» (ОАО «ВЭЛНИИ»).- Новочеркасск. – 2003, т. 45, С. 56–72.

82. **Курочка, А.А.** Выбор алгоритма широтно-импульсной модуляции в автономном инверторе напряжения промышленного электровоза НПМ2 / А.А. Курочка, Д.А. Кабанов, Л.Д. Лушникова // Вестник ВЭЛНИИ №1 , 2004 г. – С. 156 – 163.

83. **J. Luszcz, P. Dworakowski.** Destructive consequences of PWM inverter feeding for traction AC motors. (Chapter 11 in a book: Modern Electric Traction. Edited by K. Karwowski, A. Szelag. 2009 Gdansk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering).

84. **Пустоветов, М.Ю.** Вопросы частотного пуска мотор-компрессора с асинхронным двигателем / М.Ю. Пустоветов, И.В. Пе-

хотский, П.Г. Колпахчян, С.Ю. Пустоветова // Электровозостроение: сб. науч. тр. ВЭЛНИИ. - Новочеркасск, 2003. – Т. 45. – С. 325 – 334.

85. **Пустоветов, М.Ю.** Модель асинхронного электропривода, выполненная в системе OrCAD 9.2 / М.Ю. Пустоветов, П.Г. Колпахчян, И.В. Пехотский, С.Ю. Пустоветова // Оптимизация режимов работы систем электроприводов: Межвуз. сб. науч. тр. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2002. – С. 42 – 51.

86. **Пехотский, И.В.** Моделирование процессов в асинхронном двигателе с регулируемым выходным напряжением инвертора / И.В. Пехотский, М.Ю. Пустоветов, П.Г. Колпахчян, С.Ю. Пустоветова // Электровозостроение: Сб. науч. тр. / Всерос. н.-и. и проектно-конструкт. ин-т электровозостроения. – 2002. – Т.44. – С. 184–193.

87. **Пехотский, И.В.** Преобразователь для регулируемого вспомогательного электропривода электровоза переменного тока ЭП200 / И.В. Пехотский, Г.И. Колпахчян, А.Н. Курочка, М.В. Жуков // Электровозостроение: Сб. науч. тр. / Всерос. н.-и. и проектно-конструкт. ин-т электровозостроения. – 2002. – Т.44. – С. 249–256.

88. **Колпахчян, П.Г.** Анализ динамических процессов в тяговом электроприводе электровоза с асинхронными тяговыми двигателями при трогании с места / П.Г. Колпахчян // Сборник докладов международного конгресса «Механика и трибология транспортных систем-2003», сентябрь 2003 г., Т.2 – Ростов н/Д, РГУПС. – 2003. – С. 14 – 19.

89. **Бахвалов, Ю.А.** Моделирование электромеханической системы электровоза с асинхронным тяговым приводом / Ю.А. Бахвалов, А.А. Зарифьян, В.Н. Кашников и др.; Под ред. Е.М. Плохова. – М.: Транспорт, 2001 – 286 с.

90. **Пустыльник, Е.И.** Статистические методы анализа и обработки наблюдений / Е.И. Пустыльник. – М.: Наука, 1968. – 288 с.

91. **Захарченко, Д.Д.** Тяговые электрические машины и трансформаторы: Учебник для вузов ж.-д. трансп. / Д.Д. Захарченко, Н.А. Ротанов, Е.В. Горчаков; Под ред. Д.Д. Захарченко – М.: Транспорт, 1979. – 303 с.

92. **Хоменко, Б. И.** Вспомогательные транзисторные преобразователи для перспективного ЭПС / Б.И. Хоменко, Г.И. Колпахчян, И. В.

Пехотский // Электровозостроение: сб. науч. тр. – 2003. – Т.45. – С. 184 – 191.

93. **Рутштейн, А. М.** Регулируемый вспомогательный электропривод электровоза ЭП1 / А.М. Рутштейн // Электровозостроение: сб. науч. тр. – 1998. – Т.40. – С. 213 – 221.

94. **Пустоветов, М.Ю.** О прямом пуске асинхронного двигателя с двухступенчатой компенсацией реактивной мощности в составе вспомогательного привода электровоза / М.Ю. Пустоветов // Известия Транссиба, 2012. - №3 (11) – С. 83 – 88.

95. **Сибикин, Ю.Д.** Электроснабжение промышленных предприятий и установок: Учеб. для проф. учеб. заведений/ Ю.Д. Сибикин, М.Ю. Сибикин, В.А. Яшков – М.: Высш. шк., 2001. – 336 с.

96. **Пустоветов, М.Ю.** Расчет параметров синус-фильтра при несущих частотах ШИМ 900-1000 Гц/ М. Ю. Пустоветов, И. В. Синявский // Новые технологии, конструкции и процессы производства: Сб. науч. тр. / ГОУ Рост. гос. акад. с.-х. машиностроения, Ростов-н/Д, 2009. – С. 134.

97. **Пустоветов, М.Ю.** Расчёт параметров и компьютерное моделирование синусного фильтра для преобразователя собственных нужд электровоза / М.Ю. Пустоветов // Электроника и электрооборудование транспорта, 2012. - №5 - 6 – С. 13 – 15.

98. **Пустоветов, М.Ю.** О параметрах фильтров для частотно-регулируемого электропривода с асинхронными двигателями / М.Ю. Пустоветов // Электричество, 2013. - №5 – С. 41 – 44.

99. **Пехотский, И. В.** Моделирование электромагнитных процессов в частотно-регулируемом асинхронном приводе с длинным питающим кабелем / И. В. Пехотский, М. Ю. Пустоветов, П. Г. Колпах-чян, С. Ю. Пустоветова // Электровозостроение : сб. науч. тр. — 2003. — Т.45. — С. 257–268.

100. **C.D. Mercier, D.A. Cooper.** Selection of power cables for PWM AC adjustable-speed drives. Электрон. ресурс. Режим доступа: <http://www.southwire.com/tech/library/papers/pwmpaper.htm> (дата обращения: 20.02.02).

101. **F. Koditeck, S. Abney, G.L. Skibinski.** Cable alternatives for PWM AC drive applications. Сеть Internet.

102. **R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski.** Interaction of drive modulation & cable parameters on AC motor transients. Сеть Internet.
103. **J. Hibbard, N. Hayes.** Eliminating motor failures due to IGBT-based drives when connected with long leads. Сеть Internet.
104. Корпорация Triol. Каталог продукции и применений 2002.
105. **Калашников, Б.Е.** Проблема «длинного кабеля» в электроприводах с IGBT-инверторами / Б.Е. Калашников // Электротехника, 2002. - №12. – С. 24–26.
106. **Стжелецки, Р.** Воздействие модулированного напряжения на асинхронный электрический двигатель, находящийся на критическом расстоянии от источника питания / Р. Стжелецки, О.Н. Синчук, А.В. Луговой, П.И. Полищук, А.Б. Буйвол // Вісник КДУ імені Михайла Остроградського. Випуск 4/2009 (57). Частина 1. – С. 82 – 86.
107. **Белоцерковский, Г.Б.** Основы радиотехники и антенны в 2-х ч.: Учебник для техникумов. – 2-е изд., перераб. и доп./ Г.Б. Белоцерковский. – М.: Сов. радио, 1978. – Ч. I. Основы радиотехники. – 368 с.
108. **Воронин, П.А.** Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – М.: Издательский дом Додэка – XXI, 2001. – 384 с.
109. **Хоменко, Б. И.** Вспомогательные транзисторные преобразователи для перспективного ЭПС / Б.И. Хоменко, Г.И. Колпахчан, И. В. Пехотский, // Электровозостроение : сб. науч. тр. — 2003. — Т.45. — С. 184–191.
110. Evaluating Inverter-Duty Motor Insulation Systems Using Corona Inception Voltage . The Lincoln Electric Company. Technical Brief. Электрон. ресурс. Режим доступа: <http://shared.a2zinventory.com/mfg/LincolnMotors/Library/tb-100.pdf> (дата обращения: 05.01.12).
111. **G. Grandi, D. Casadei, U. Reggiani.** Common- and Differential-Mode HF Current Components in AC Motors Supplied by Voltage Source Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No.1, January/February 2004. Pp. 16- 24.
112. **Шишкин, С.** Внешние фильтры электромагнитной совместимости частотно-регулируемого асинхронного

электропривода с IGBT-инвертором/ С. Шишкин // Силовая электроника. – 2006, №1, С. 42 – 45.

113. **Шваб Адольф.** Электромагнитная совместимость: Пер. с нем. В.Д. Мазина и С.А. Спектора. 2-е изд., перераб. и доп. / Под ред. Кужекина. М.: Энергоатомиздат, 1998. 480 с.

114. **A. Muetze.** Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors. Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universitaet Darmstadt zur Erlangung des akademischen Grades einer Doktor-Ingenieurin (Dr.-Ing.) genehmigte Dissertation. Darmstaedter Dissertation. 2004. 252 p. Электрон. ресурс. Режим доступа: <http://www.ew.tu-darmstadt.de/media/ew/dissertationen/dissannette.pdf> (дата обращения: 05.01.12).

115. **Пустоветов, М.Ю.** Расчёт и моделирование фильтров du/dt и синус-фильтров для асинхронного электропривода / М.Ю. Пустоветов, И.В. Синявский, С.Ю. Пустоветова // Новые технологии, конструкции и процессы производства: сб. науч. тр./ РГАСХМ.- Ростов н/Д, 2008. С. 100 – 103.

116. **Пустоветов, М.Ю.** Расчёт параметров и компьютерное моделирование синусных фильтров, предназначенных для исключения эффекта озонирования изоляции электродвигателей в частотно-регулируемом электроприводе водяных насосных станций / М.Ю. Пустоветов// Материалы международной научно-практической конференции «Проблемы трансферта современных технологий в экономику Забайкалья и железнодорожный транспорт», г. Чита, 13-14 октября 2011 г. – Т. I. – Чита: ЗаБИЖТ, 2011. – С. 86 – 95.

117. ГОСТ Р 54149-2010. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2012.

118. **Пустоветов, М.Ю.** Расчёт параметров и компьютерное моделирование синусных фильтров в частотно-регулируемом электроприводе / М.Ю. Пустоветов // Вестник ДГТУ, 2012. - Т.12, №3 (64) – С. 56 – 64.

119. **Пустоветов, М.Ю.** Опыт выбора параметров синус-фильтра для мощного частотно-регулируемого электропривода / М.Ю.

Пустоветов// Актуальные инженерные проблемы химических и нефтехимических производств: материалы всероссийской научно-практической конференции, посвящённой 50-летию Нижнекамского химико-технологического института (19 апреля 2013 г.). – Нижнекамск: Нижнекамский химико-технологический институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Казанский национальный исследовательский технологический университет», 2013. – С. 213 – 216.

120. **Черный, А.П.** Анализ динамических характеристик частотно-регулируемого электропривода с фильтром на выходе инвертора / А.П. Черный, П.И. Полищук, О.С. Воробейчик // Електротехнічні і енергозберігаючі системи, 2007. – випуск 2, – С. 5 – 11.

Оглавление

Введение	1
 Глава 1.	
Выбор математической модели асинхронного двигателя в трёхфазных заторможенных координатах ...	3
1.1. Постановка задачи выбора математической модели асинхронного двигателя	3
1.2. Математическая модель №1 (ММ1)	4
1.3. Компьютерная модель АД на базе ММ1	7
1.4. Задание значения r_{μ}	11
1.5. Учёт насыщения магнитной цепи по пути основного магнитного потока на базе ММ1	12
1.6. Критика ММ1	15
1.7. Математическая модель № 4 (ММ4)	16
1.8. Учёт насыщения магнитной цепи по пути основного магнитного потока на базе ММ4	18
1.9. Сравнительные результаты моделирования	19
 Глава 2.	
Приближённый расчёт параметров Т-образной схемы замещения трёхфазного асинхронного двигателя по каталожным данным	26
 Глава 3.	
Универсальная математическая модель трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом	35

3.1. Краткий обзор известных математических моделей трёхфазного трансформатора	35
3.2. Вывод уравнений трансформатора из уравнений обобщённой электрической машины	36
3.3. Некоторые сведения о группах соединений обмоток	40
3.4. Уравнения трёхфазного трансформатора для случаев, когда не происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной	41
3.5. Уравнения трёхфазного трансформатора для случаев, когда происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной	47
3.6. Компьютерная модель трёхфазного трансформатора	49
3.7. Расчёт параметров модели трансформатора	53
3.8. Расчёт параметров эквивалентной схемы нагрузки модели трёхфазного трансформатора	55
3.9. Примеры расчёта параметров трёхфазных трансформаторов питания собственных нужд магистральных электровозов	56
 Глава 4.	
Математические и компьютерные модели однофазного трансформатора	62

4.1. Математическая модель однофазного двухобмоточного трансформатора	62
4.2. Математическая модель однофазного многообмоточного трансформатора	63
4.3. Компьютерная модель однофазного трансформатора с дополнительным выводом (отпайкой) в средней точке вторичной обмотки	65
4.4. Пример расчёта параметров Т-образной схемы замещения однофазного трансформатора	69
Глава 5.	
Способ учёта нелинейности кривой намагничивания при переменной частоте питающего напряжения	75
Глава 6.	
Математическая и компьютерная модели дросселя	86
Глава 7.	
Анализ потерь тягового трансформатора электровоза при параллельной работе четырёхквadrантных преобразователей	91
7.1. Состояние вопроса	91
7.2. Способ организации параллельной работы 4QS	92
7.3. Математическая модель ТТ. Схема постановки вычислительного эксперимента	93
7.4. Анализ результатов компьютерного моделирования	98
Глава 8.	
Устройство для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока и способы управления этим устройством	107

Глава 9.	
Моделирование нагрузки на валу и расчёт КПД электрической машины в среде <i>OrCAD</i> или других САПР, использующих <i>PSpice</i>	113
9.1. Схемы формирования момента нагрузки	114
9.2. Схема вычисления КПД	118
Глава 10.	
Компьютерное моделирование асинхронного электропривода с гидромуфтой	121
Глава 11.	
Особенности формирования потенциалов в двухуровневом автономном инверторе напряжения. Потенциал нейтральной точки нагрузки и токи утечки в тяговом асинхронном электроприводе электровозов постоянного тока	130
Глава 12.	
Частотный пуск мотор-компрессора с асинхронным двигателем	138
Глава 13.	
Прямой пуск асинхронного двигателя с двухступенчатой компенсацией реактивной мощности в составе вспомогательного привода электровоза	149
Глава 14.	
Моделирование электромагнитных процессов в частотно-регулируемом асинхронном приводе с длинным питающим кабелем	157
Глава 15.	
Расчёт параметров и компьютерное моделирование	

синусного фильтра для преобразователя собственных нужд электровоза	168
15.1. Описание СФ	169
15.2. Расчёт синусного фильтра от индуктивности	170
15.3. Расчёт синусного фильтра от ёмкости	171
15.4. Компьютерное моделирование ПСН с СФ	171
Глава 16.	
Характеристики синус-фильтра для мощного частот- но-регулируемого электропривода	174
Библиография	181



MoreBooks!
publishing



yes **i want morebooks!**

Покупайте Ваши книги быстро и без посредников он-лайн – в одном из самых быстрорастущих книжных он-лайн магазинов! окружающей среде благодаря технологии Печати-на-Заказ.

Покупайте Ваши книги на
www.more-books.ru

Buy your books fast and straightforward online - at one of world's fastest growing online book stores! Environmentally sound due to Print-on-Demand technologies.

Buy your books online at
www.get-morebooks.com



VDM Verlagsservicegesellschaft mbH

Heinrich-Böcking-Str. 6-8
D - 66121 Saarbrücken

Telefon: +49 681 3720 174
Telefax: +49 681 3720 1749

info@vdm-vsg.de
www.vdm-vsg.de

