

05

ISSN 0013-5860

Электротехника

10 2003



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., СОРИН Л.Н.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить
в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-
ную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отде-
лениях связи по объединенному каталогу Депар-
тамента почтовой связи. Подписной индекс —
71111.

В редакции можно подписаться на журнал с лю-
бого месяца и приобрести отдельные номера за
прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в пол-
ном объеме и выходит в США в издательстве
"ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New
York, N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника»
обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения
авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: Москва, Красноказарменная ул., 12, ВЭИ. Телефон/факс: 361-95-96

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор Т.В. Штанько.

Сдано в набор 21.07.2003. Подписано в печать 16.09.2003. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 96

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»

107078, Москва, ул. Саловая Спасская, 1/2, стр. 5

Волгоградская областная универсальная научная библиотека

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Кузнецов В.А., Ширинский С.В. Синхронный генератор с гибридным возбуждением	2
Петько В.Г., Садчиков А.В. Устройство защиты трёхфазного электродвигателя от асимметрии питающего напряжения	5
Смирнов А.Ю. Совершенствование индукторной машины для исполнительных механизмов вертикального перемещения	10
Глухенький Т.Г. К расчету минимальной индуктивности фазы в индукторных электродвигателях	15
Хрисанов В.И., Бржезинский Р. Вопросы адекватности математических моделей асинхронных двигателей при анализе переходных процессов пуска	20

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Шакиров М.А. Системные схемы замещения трёхфазных машин и их применение для расчёта несимметричных режимов электрических систем	26
Солдатов В.А., Попов Н.М. Моделирование сложных видов несимметрии в распределительных сетях 10 кВ методом фазных координат	35
Мицуллин Р.Г., Закацкий Е.В., Андреев В.В. Исследования условий отражения импульсных сигналов в распределительных электрических сетях с древовидной топологией	39
Кокорин С.А., Ней Е.Е., Новиков В.К. Системы измерения качества электроэнергии на базе промышленно выпускаемых средств автоматизации	44
Богуславский И.З., Кусс Г. Об уровне и критериях оценки электромагнитного использования машин переменного тока в нелинейных сетях ..	48

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Шишкин С.А. Построение схем измерения входных параметров регуляторов реактивной мощности конденсаторных установок	52
Нархинов В.П., Семёнов А.П., Балханов В.К. Особенности формирования радиально сходящегося пучка электронов из плазмы отражательного разряда с полыми катодами и общим анодом в магнитном поле	55
Киселев А.Н. Оптимизация численной обработки сигнала потребляемого тока при работе активного фильтра	60
Лобунец О.Д. О природе импульсов перенапряжения в магнитоуполупроводниковых устройствах	62
Лев Николаевич Рассудов	65

CONTENTS

ELECTRICAL MACHINES

Kuznetsov V.A., Shirinskiy S.V. Synchronous generator with hybrid excitation	2
Petko V.G., Sadchikov A.V. Device for three-phase motor protection from supply voltage asymmetry ..	5
Smirnov A.Y. Inductor machine improvement for vertical movement actuating mechanism	10
Gluhenkiy T.G. To the calculation of phase minimum inductance in inductor motors	15
Hrisanov V.I., Brjesinskiy R. Questions of asynchronous motors mathematical models adequacy concerning start transients analysis	20

POWER SYSTEMS

Shakirov M.A. System equivalent circuits of three-phase machines and their application for calculation of power systems asymmetrical modes	26
Soldatov V.A., Popov N.M. Modeling of complex asymmetry in power distribution systems 10 kV using phase coordinates method	35
Minullin R.G., Zakamskiy E.V., Andreev V.V. Research on impulse signal reflection conditions in power distribution systems with treelike topology	39
Kokorin S.A., Ney E.E., Novikov V.K. Design of power quality measurement system using automation equipment on commercial base	44
Boguslavskiy I.Z., Kuss G. On the level and estimation criteria of the electromagnetic use of AC machines in non-linear power distribution systems	48

RESEARCH AND CALCULATION

Shishkin S.A. Circuits design for input parameters measurement of reactive power regulator in reactive power condenser compensators	52
Narhinov V.P., Semenov A.P., Balhanov V.K. Features of radial converging electron beam formation from catoptric discharge plasma with hollow cathodes and common anode in magnetic field	55
Kiselev A.N. Optimization of load current numerical signal processing for active filter	60
Lobunets O.D. On the nature of overvoltage impulses in magnet-semiconductor devices	62
Lev Nickolaevich Rassudov	65

Синхронный генератор с гибридным возбуждением

КУЗНЕЦОВ В.А., ШИРИНСКИЙ С.В.

Рассмотрены конструкция и принцип действия синхронного генератора с постоянными магнитами, имеющего также обмотку возбуждения. Регулирование выходного напряжения генератора осуществляется за счет искажения формы результирующего магнитного поля при взаимодействии поля обмотки возбуждения с полем постоянных магнитов. Приведены разные конструкции подобных генераторов, в частности для использования в автомобиле в широком диапазоне частот вращения.

Среди современных тенденций развития электромеханических устройств – повышенный интерес к машинам с постоянными магнитами (ПМ-машины). Спектр применения таких машин за последние десятилетия расширился очень заметно. И связано это, в первую очередь, с некоторыми очевидными преимуществами ПМ-машин: высокие плотность энергии, КПД и надежность, а также малый момент инерции. Другим фактором, способствующим продвижению ПМ-машин на рынок, стал заметный прогресс в области магнитных материалов: массовое производство высококачественных постоянных магнитов (ПМ), в том числе из редкоземельных материалов, сопровождается постоянным снижением стоимости их изготовления. Ожидается, что в ближайшие годы их цена достигнет 30 дол. за килограмм, что сделает ПМ-машины очень привлекательными на рынке [1].

Однако ПМ-машины обладают и весьма существенным недостатком – у них отсутствует возможность регулирования магнитного потока, что делает проблематичным их применение в приводах и генераторах с широким диапазоном частот вращения. На практике сейчас часто применяют регулирование на стороне силового полупроводникового преобразователя, являющегося в наше время неотъемлемой частью электромеханического устройства. При питании от сети с постоянной частотой используют преобразователь для регулирования частоты и напряжения, что накладывает определенные ограничения на значения напряжения и тока. Поэтому в первом диапазоне частот вращения преобразователь должен поддерживать постоянным отношение напряжения к частоте, а при больших частотах вращения переходить на питание

The article is concerned with construction and principle of operation of synchronous generator with permanent magnets, which has also field winding. The regulation of generator output voltage is achieved by distortion of the total magnetic field as a result of interaction of magnetic field, created by field winding, and magnetic field of permanent magnets. Different constructions of such generators are described. Version of automotive generator is examined of details, which has to be operated under wide speed range.

постоянным напряжением при ослаблении магнитного поля ПМ-машины. Для ослабления возбуждения при больших частотах вращения используют векторное управление (например, закон управления $I_d = 0$). Такой способ регулирования опасен необратимым размагничиванием магнитов, а также повышенными потерями в стали электрической машины. Сочетание повышенной температуры с размагничивающим действием реакции якоря может привести к необратимому изменению свойств ПМ и характеристик машины. Другой способ ослабления возбуждения – подмагничивание спинки статора электрической машины также сопровождается повышенными потерями в стали.

В настоящей статье рассматривается ПМ-машина, в которой для регулирования наводимой в якоре ЭДС используется комбинация постоянных магнитов с обычной обмоткой возбуждения. Причем регулирование ЭДС осуществляется не за счет изменения основного магнитного потока (увеличения или уменьшения), а за счет изменения потокосцепления результирующего магнитного поля с обмоткой якоря. Здесь не происходит чрезмерного насыщения магнитной цепи, способного вызывать повышенные потери в стали, и практически отсутствует риск размагничивания постоянных магнитов.

Первоначально интерес вызывали предложенные в [2–6] конструкции, отличающиеся объемным характером магнитного поля. Все эти машины предполагают наличие двух аксиальных частей статора и ротора, работающих совместно. Каждая половинка ротора (рис.1) имеет чередующиеся стальные и магнитные полюса (ПМ-полюса). Стальные полюса представляют собой обычные явновыраженные полюса, вы-

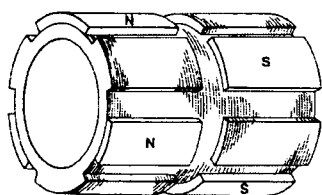


Рис.1. Ротор синхронной машины с гибридным возбуждением

полненные из того же материала, что и весь сердечник ротора. ПМ-полюса представляют собой постоянные магниты, размещенные на поверхности ротора. Угловые размеры стальных и ПМ-полюсов одинаковы. Каждая половина ротора имеет ПМ-полюса только одной полярности, отличающейся от полярности ПМ-полюсов другой половины ротора. При этом полюса двух половинок ротора сдвинуты в азимутальном направлении друг относительно друга таким образом, что напротив ПМ-полюса одной половины в аксиальном направлении расположен стальной полюс другой половины ротора. Полюса двух половинок ротора расположены на общем сердечнике, образующем ядро ротора.

Сердечник статора машины имеет почти традиционную конструкцию за исключением того, что он также состоит из двух половинок (рис.2). Каждая половина статора имеет зубцовую зону и ядро и обе они расположены на общем сердечнике, образующем общее ядро статора. Пазы одной половины сердечника статора расположены точно напротив пазов другой половины и в них уложена общая трехфазная распределенная обмотка. Зубцы и ядра двух половинок сердечника статора разделены некоторым воздушным промежутком аналогично двум половинкам ротора.

В пространстве между двумя половинками статора или ротора расположена кольцевая обмотка возбуждения, создающая аксиальный магнитный поток.

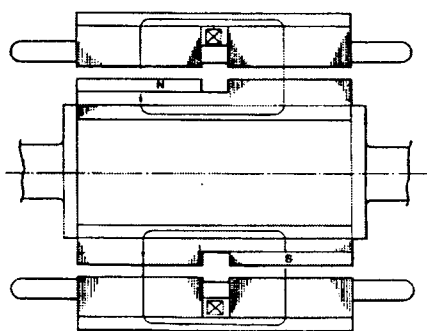


Рис.2. Синхронная машина с гибридным возбуждением

Магнитный поток постоянных магнитов создает трехмерное магнитное поле, имеющее как азимутальную, так и аксиальную составляющие. Обмотка возбуждения создает аксиальный магнитный поток, который взаимодействуя с полем постоянных магнитов приводит к изменению формы результирующего поля. В зависимости от направления и силы тока возбуждения результирующее поле такой машины может изменяться от чисто азимутального до чисто аксиального, изменяя потокосцепление обмотки статора.

Такая машина позволяет регулировать ЭДС якорной обмотки в широких пределах за счет небольшой обмотки возбуждения, потери энергии в которой значительно меньше, чем в обмотке возбуждения машины с чисто электромагнитным возбуждением.

Подобные конструкции и подходы к их анализу рассмотрены в [7–10].

Однако более практичной представляется другая конструкция машины с гибридным возбуждением, предполагающая использование традиционного статора.

За основу взят генератор с когтеобразными полюсами и обмоткой возбуждения на роторе (Lundell alternator), выпускаемый в настоящее время в большом количестве и предназначенный для установки на легковых автомобилях. Статор генератора остался без изменений. Он имеет 36 пазов, в которые уложена распределенная трехфазная обмотка якоря. При числе пазов на полюс и фазу $q = 1$ эта обмотка образует 12 магнитных полюсов.

Ротор генератора (рис.3) имеет шихтованный сердечник из электротехнической стали. Сердечник имеет несколько стальных явно выраженных полюсов и несколько полюсов с постоянными магнитами. Между соседними стальными полюсами выполнены пазы, в которые укладывают обмотку возбуждения.

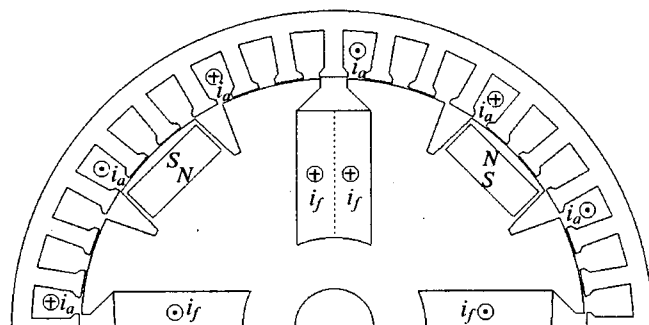


Рис.3. Поперечный разрез гибридного синхронного генератора с постоянными магнитами и обмоткой возбуждения

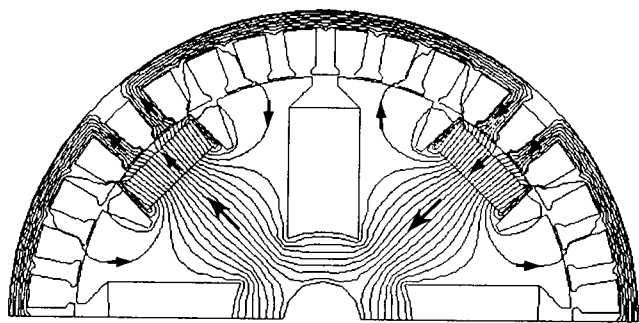


Рис.4. Магнитное поле генератора при возбуждении только от постоянных магнитов, $I_f = 0$

В рассматриваемом варианте обмотка возбуждения создает собственное магнитное поле с 4 полюсами. Теоретически при питании обмотки возбуждения можно инвертировать ток возбуждения для расширения диапазона регулирования ЭДС, однако в действительности достаточно регулировать ток возбуждения в диапазоне $I_f = 0 \div I_{f\max}$, сэкономив на инверторе.

Полюсы с постоянными магнитами (ПМ-полюсы) имеют прямоугольные отверстия для установки постоянных магнитов, сделанных из редкоземельных материалов. Наличие полюсного наконечника и насыщаемых перемычек по краям магнита улучшает форму поля в зазоре, а также позволяет использовать простейшую форму самих постоянных магнитов и облегчает их крепление. Магниты имеют чередующуюся полярность в азимутальном направлении. Они создают магнитное поле с 4 полюсами.

Взаимодействие магнитных полей постоянных магнитов и обмотки возбуждения существенно изменяет форму результирующего поля в зазоре и потокоцепление с фазами обмоток статора. Поле, созданное только постоянными магнитами при $I_f = 0$, показано на рис.4.

При активизации обмотки возбуждения направления магнитных потоков, созданных обмоткой возбуждения и постоянными магнитами, оказываются противоположными. По мере увеличения тока возбуждения усиливается размагничивание ярма ротора, а поток вытесняется в стальные полюса. При максимальном токе возбуждения поток каждого стального полюса равен потоку ПМ-полюса, а результирующее магнитное поле образует уже 12 полюсов. На рис.5 показано результирующее магнитное поле при максимальном токе возбуждения.

Если проанализировать распределение магнитной индукции в воздушном зазоре на периоде поля постоянных магнитов, то можно заметить, что при отсутствии тока возбуждения та-

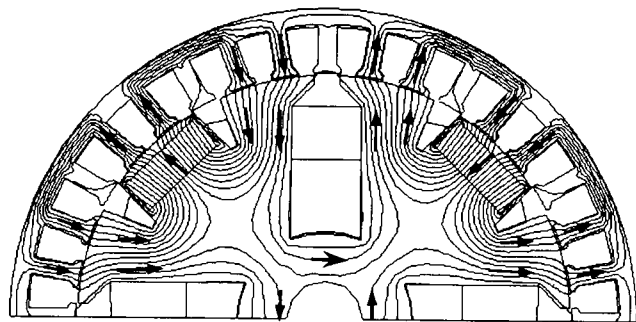


Рис.5. Магнитное поле генератора при $I_f = I_{f\max}$

кая кривая имеет два всплеска (на уровне ПМ-полюсов, индукция напротив стальных полюсов очень мала), а при максимальном токе возбуждения явно выделяются 6 всплесков и сама кривая приближается к синусоидальной. При этом индукция напротив ПМ-полюсов при возрастании тока возбуждения до максимального остается практически неизменной (немного уменьшается), зато индукция напротив стальных полюсов становится практически равна по абсолютному значению индукции напротив ПМ-полюсов.

Такой анализ показывает, что противонаправленная МДС обмотки возбуждения при максимальном токе возбуждения лишь незначительно уменьшает полный поток ПМ-полюса, но поток стального полюса увеличивает в несколько раз. Это достигается перераспределением потоков по магнитной цепи, но не изменением магнитной проницаемости материала.

Для используемой обмотки статора ($2p = 12$, $m = 3$, $q = 0,5$) повышение тока обмотки возбуждения приводит к увеличению потокоцепления и, следовательно, росту наводимой ЭДС при той же частоте вращения. При возбуждении только постоянными магнитами не все катушки фазы оказываются сцеплены с полем возбуждения, тогда как при максимальном токе возбуждения все катушки фазы оказываются сцеплены с полем возбуждения (а наводимые в них ЭДС суммируются).

Учитывая сказанное, для регулирования выходного напряжения автомобильного генератора при изменении частоты вращения следует включать максимальный ток возбуждения при малых оборотах приводного двигателя и постепенно уменьшать его по мере увеличения частоты вращения. Такое регулирование позволит достичь практически идеальной (т.е. постоянной) токоскоростной характеристики генератора. В то же время по сравнению с генератором традиционной конструкции рассматриваемый

вариант генератора обладает пониженными потерями на возбуждение: большая часть потока возбуждения создается постоянными магнитами, а при крейсерской скорости автомобиля (частота вращения двигателя примерно 3000 об/мин) по обмотке возбуждения протекает далеко не полный ток, да и сама обмотка имеет небольшое активное сопротивление по сравнению с традиционным генератором с когтеобразными полюсами на роторе. Другим отличием рассматриваемого варианта генератора является меньшее значение индуктивного сопротивления обмотки якоря по продольной оси, связанное с наличием постоянных магнитов, имеющих малую магнитную проницаемость.

Рассмотренная конструкция генератора с гибридным возбуждением представляется весьма перспективной для массового производства с учетом общей тенденции к использованию ПМ и необходимости проектирования новых генераторов повышенного напряжения [1].

Список литературы

1. Аванесов М.А., Ширинский С.В. Тенденции развития электромеханических устройств в мировой автомобильной промышленности // Инженер, Технолог, Рабочий. 2001. № 4. С.16–18.
2. Hybrid Excited Generator With Flux Control of Consequent-Pole Rotor / Frederick B. McCarty. Pat. 4656379 US. 1987. Apr. 7.
3. Pat. 5504382 US. Field Controlled Permanent Magnet Alternator / Michael J. Douglass, Scot A. Webb. 1996. Apr. 2.
4. Pat. 5672926 US. Hybrid-Energized Electric Machine / Jurgен Brandes, Uwe Schuller. 1997. Sept. 30.
5. Pat. 5682073 US. Hybrid Excitation Type Permanent Magnet Synchronous Motor / Takayuki Mizuno. 1997. Oct. 28.
6. Pat. 5731647 US. Hybrid-Energized Synchronous Electric Machine / Uwe Schuller, Jurgен Brandes. 1998. Mar. 24.
7. Juan A. Tapia, Franco Leonardi, Thomas A. Lipo. Consequent Pole Permanent Magnet Machine with Field Weakening Capability // Intl. Electrical Machines and Drives Conf. (IEMDC). Cambridge MA. June 17-20, 2001. P.126–131.
8. Петриченко Д.А., Ширинский С.В. Расчет статических характеристик электрической машины с последовательными полюсами // Интеллектуальные электромеханические устройства, системы и комплексы: Материалы междунар. науч.-практич. конф. Новочеркасск: НАБЛА, 2000. Ч. 4. С.23–27.
9. Ширинский С.В. Анализ работы автомобильного генератора с гибридным возбуждением // Автомобиль и техносфера: Материалы II Междунар. науч.-практич.конф. ICATS'2001, 13–15 июня, 2001.
10. Xiaogang Luo, Thomas Lipo. A Synchronous/Permanent Magnet Hybrid AC Machine // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2000. Vol. 15, No. 2. P.203–210.

Кузнецов Вячеслав Алексеевич — заведующий кафедрой электромеханики МЭИ (ТУ), проф. В 1962 г. окончил электромеханический факультет МЭИ. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Универсальный метод расчета полей и процессов в электрических машинах с дискретно распределенными обмотками" в МЭИ.

Ширинский Сергей Владимирович — доцент кафедры электромеханики МЭИ (ТУ). В 1989 г. окончил электромеханический факультет МЭИ. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Маховичный вентильный автономный генератор" в МЭИ.

Устройство защиты трехфазного электродвигателя от асимметрии питающего напряжения

ПЕТЬКО В.Г., САДЧИКОВ А.В.

Проведено теоретическое обоснование принципиальной схемы устройства для защиты трехфазных электродвигателей от асимметрии напряжений, имеющего выход на общую нулевую шину. Предложена методика расчета параметров его элементов.

Неудовлетворительное состояние электрических сетей систем сельского электроснабжения создает предпосылки для возникновения многочисленных аварийных режимов, последствия которых значительно сокращают срок службы электродвигателей. Практика показывает, что наиболее распространенной причиной повреждения трехфазных электродвигателей является

A theoretical basis is provided for a basic circuit of a device with outlet to common wire to protect three-phase electric motors against asymmetrical voltages. A method is suggested for calculating parameters of the device's elements.

асимметрия питающего напряжения и ее крайний случай — обрыв фазы.

Когда речь идет о защите электродвигателей от асимметрии питающего напряжения, то в условиях стабильности частоты питающей сети и невысокого уровня нелинейности наиболее выгодными с точки зрения надежности, адекватности и простоты исполнения являются устрой-

ства защиты на основе RC-фильтров, реагирующих на симметричную составляющую обратной последовательности фаз (ОПФ) [1].

В настоящее время известно множество устройств защиты электродвигателей от асимметрии напряжений на основе RC-фильтров ОПФ. Например, устройство для защиты трехфазного электродвигателя от аномального режима, содержащее четырехэлементный RC-фильтр обратной последовательности фаз [2]. Общим недостатком таких устройств является то, что их выходной сигнал не имеет непосредственной электрической связи с общей нулевой шиной. Это затрудняет их использование в многоканальных станциях управления и защиты электродвигателей. Кроме того, порог срабатывания таких устройств нестабилен, так как зависит от значения питающего напряжения.

Наиболее удобным с точки зрения совместимости с релейным формирователем сигнала управления, выполненным на основе сумматора токов, является классический фильтр напряжения нулевой последовательности фаз (НПФ), представляющий из себя три сопротивления, соединенных в звезду (рис.1,а), поскольку он имеет выход на общую нулевую точку устройства управления.

Если выход фильтра НПФ замкнут на нулевую точку сети накоротко или через низкоомный вход нагрузки, то при одинаковых проводимостях лучей звезды выходной ток фильтра пропорционален напряжению нулевой последовательности:

$$I_Y = 3Y(\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C)/3 = 3Y\underline{U}_0. \quad (1)$$

Если векторы токов в фазах *B* и *C* повернуть на 120° навстречу друг другу, то сигнал на выходе будет пропорционален напряжению ОПФ:

$$I_Y = 3Y(\underline{U}_A + (Y'_B/Y_A)\underline{U}_B + (Y'_C/Y_A)\underline{U}_C)/3 = 3Y_A\underline{U}_2. \quad (2)$$

Выражение (2) будет справедливо, если эквивалентные проводимости в ветвях фильтра Y'_B и Y'_C будут подобраны таким образом, что:

$$Y'_B/Y_A = a^2 = e^{-j120^\circ}; \quad Y'_C/Y_A = a = e^{j120^\circ}, \quad (3)$$

т.е. векторы тока в фазах *B* и *C* будут сдвинуты на одну треть периода, не изменяясь по модулю.

На рис.1,б показан фильтр напряжения ОПФ,

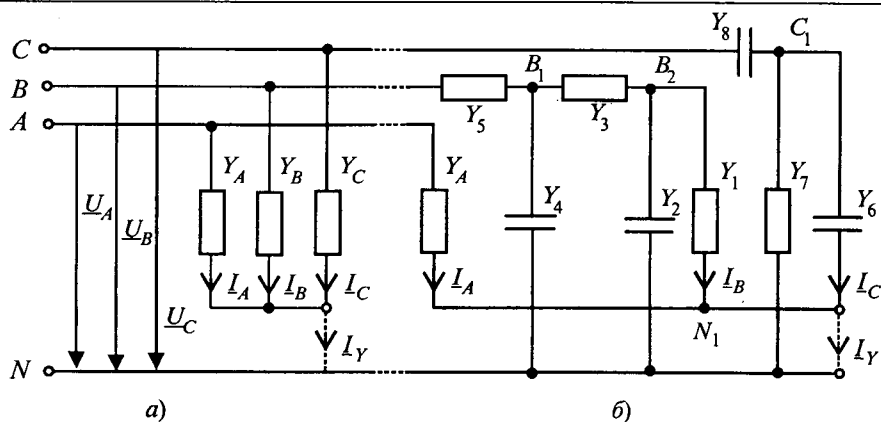


Рис.1. Расчетные схемы фильтров напряжения нулевой (а) и обратной (б) последовательностей фаз

в котором для поворота вектора тока по часовой стрелке в фазе *B* применена фазовращающая цепочка Y_2-Y_5 , а для поворота вектора тока в фазе *C* – фазовращающая цепочка Y_6-Y_8 . Предельный угол поворота в обоих случаях – 180°.

Произведем расчет параметров фазовращающих цепочек.

Ток, поступающий на нулевую точку N_1 фильтра от фазы *B*:

$$\begin{aligned} I_B &= \underline{U}_B Y'_B = \underline{U}_{B2} Y_1 = \frac{I_3}{Y_{1-2}} Y_1 = \\ &= \frac{\underline{U}_{B1} Y_{1-3}}{Y_{1-2}} Y_1 = \frac{I_5 Y_{1-3}}{Y_{1-4} Y_{1-2}} Y_1 = \underline{U}_B \frac{Y_{1-5} Y_{1-3} Y_1}{Y_{1-4} Y_{1-2}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Откуда

$$Y'_B = \frac{Y_{1-5} Y_{1-3} Y_1}{Y_{1-4} Y_{1-2}}. \quad (5)$$

При этом

$$Y_{1-2} = Y_1 + Y_2; \quad (6)$$

$$Y_{1-3} = \frac{(Y_1 + Y_2) Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}; \quad (7)$$

$$Y_{1-4} = Y_{1-3} + Y_4 = \frac{(Y_1 + Y_2) Y_3 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3)}{Y_1 + Y_2 + Y_3}; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} Y_{1-5} &= \frac{Y_{1-4} Y_5}{Y_{1-4} + Y_5} = \\ &= \frac{[(Y_1 + Y_2) Y_3 + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3)] Y_5}{(Y_1 + Y_2) Y_3 + (Y_4 + Y_5) (Y_1 + Y_2 + Y_3)}. \end{aligned} \quad (9)$$

После замены эквивалентных проводимостей Y_{1-3} и Y_{1-5} их выражениями формула (5) примет следующий вид:

$$Y'_B = \frac{\left[\frac{Y_{1-4} Y_5}{Y_{1-4} + Y_5} \right] \left[\frac{Y_{1-2} Y_3}{Y_{1-2} + Y_3} \right] Y_1}{Y_{1-4} Y_{1-2}} \quad (10)$$

или

$$Y'_B = \frac{Y_{1-4}Y_{1-2} \left[\frac{Y_5}{Y_{1-4} + Y_5} \right] \left[\frac{Y_3}{Y_{1-2} + Y_3} \right] Y_1}{Y_{1-4}Y_{1-2}}. \quad (11)$$

В результате сокращения

$$Y'_B = \frac{Y_1Y_3Y_5}{(Y_{1-4} + Y_5)(Y_{1-2} + Y_3)}. \quad (12)$$

Подставив в формулу (12) выражения эквивалентных проводимостей Y_{1-4} и Y_{1-2} , получим:

$$Y'_B = \frac{Y_1Y_3Y_5}{\left[\frac{(Y_1 + Y_2)Y_3 + Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3)}{Y_1 + Y_2 + Y_3} + Y_5 \right] \times (Y_1 + Y_2 + Y_3)} = \frac{Y_1Y_3Y_5}{(Y_1 + Y_2)Y_3 + Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3)}. \quad (13)$$

После раскрытия скобок в знаменателе выражение эквивалентной проводимости фазы B примет окончательный вид:

$$Y'_B = Y_1Y_3Y_5 / (Y_1Y_3 + Y_2Y_3 + Y_1Y_4 + Y_2Y_4 + Y_3Y_4 + Y_1Y_5 + Y_2Y_5 + Y_3Y_5). \quad (14)$$

Поскольку каждая из проводимостей элементов фильтра представлена или резистором, имеющим только активную проводимость $g = 1/r$, или конденсатором, имеющим только реактивную проводимость $b = \omega C$, запишем полученное выражение в более конкретной форме:

$$Y'_B = g_1g_3g_5 / (g_1g_3 + j b_2g_3 + j g_1b_4 - b_2b_4 + j g_3b_4 + g_1g_5 + j b_2g_5 + g_3g_5). \quad (15)$$

В алгебраической форме записи комплексно-го числа

$$Y'_B = g_1g_3g_5 \frac{g_1g_3 + g_1g_5 + g_3g_5 - b_2b_4 + j(g_1b_4 + g_3b_4 + b_2g_5 + b_2g_3)}{(g_1g_3 + g_1g_5 + g_3g_5 - b_2b_4)^2 + (g_1b_4 + g_3b_4 + b_2g_5 + b_2g_3)^2}. \quad (16)$$

Проводимости резисторов и конденсаторов фазовращающей цепи должны быть подобраны таким образом, чтобы соблюдалось условие (3). Только в этом случае вектор тока I_B повернется на 120° по часовой стрелке, не изменившись по значению. Но два комплексных числа будут равны между собой в том случае, когда будут равны соответственно их действительные и мнимые части. Поэтому условие (3) равносильно систе-

ме двух условий, которая для данного случая будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{g_1g_3g_5(g_1g_3 + g_1g_5 + g_3g_5 - b_2b_4)}{(g_1g_3 + g_1g_5 + g_3g_5 - b_2b_4)^2 + (g_1b_4 + g_3b_4 + b_2g_5 + b_2g_3)^2} &= -\frac{1}{2} g_A; \\ \frac{g_1g_3g_5(g_1b_4 + g_3b_4 + b_2g_5 + b_2g_3)}{(g_1g_3 + g_1g_5 + g_3g_5 - b_2b_4)^2 + (g_1b_4 + g_3b_4 + b_2g_5 + b_2g_3)^2} &= \frac{\sqrt{3}}{2} g_A. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Таким образом, полученная система уравнений имеет бесконечное множество решений, т.е. задача многовариантна, так как пять неизвестных параметров фазовращающей цепи оказались связанными только двумя уравнениями. Поэтому возникает необходимость в постановке дополнительных условий. Из соображений упрощения комплектации защитного устройства имеет смысл принять проводимости резисторов и конденсаторов равными между собой:

$$g_1 = g_3 = g_5 = g_B; \quad b_2 = b_4 = b_B. \quad (18)$$

Тогда в итоге будем иметь систему двух уравнений с двумя неизвестными:

$$\left. \begin{aligned} \frac{g_B^3(3g_B^2 - b_B^2)}{(3g_B^2 - b_B^2)^2 + (4g_Bb_B)^2} &= -\frac{1}{2} g_A; \\ \frac{g_B^3(4g_Bb_B)}{(3g_B^2 - b_B^2)^2 + (4g_Bb_B)^2} &= \frac{\sqrt{3}}{2} g_A. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Решим её относительно g_B и b_B , поделив первое уравнение (19) на второе:

$$3g_B^2 - b_B^2 = -\frac{1}{\sqrt{3}} 4g_Bb_B. \quad (20)$$

Преобразовав второе уравнение (19) с использованием выражения (20), после преобразования получим:

$$3g_B^2 = \frac{\sqrt{3}}{2} g_A 16b_B, \quad (21)$$

откуда

$$b_B = \frac{\sqrt{3} g_B^2}{6g_A}. \quad (22)$$

Подставив полученное отношение в (20), после преобразования получим:

$$-g_B^2(3g_B^2 - 32g_Ag_B - 192g_A^2) = 0. \quad (23)$$

В скобках получился обычный квадратный трёхчлен, решить который относительно g_B не составит труда:

$$g_{B_{1,2}} = \frac{32 \pm \sqrt{(-32 g_A)^2 - 12(-192 g_A^2)}}{6}; \quad (24)$$

$$g_{B_{1,2}} = \frac{8}{3}(2 \pm \sqrt{13}) g_A. \quad (25)$$

Так как активная проводимость не может быть отрицательной, то нас интересует только один положительный корень уравнения:

$$g_B = \frac{8}{3}(2 + \sqrt{13}) g_A. \quad (26)$$

Теперь можно найти b_B , используя отношение (22)

$$b_B = \frac{8\sqrt{3}}{9}(2 + \sqrt{13})^2 g_A. \quad (27)$$

Итак, g_B и b_B нам известны. Рассчитаем теперь параметры фазовращающей цепи в фазе С. Выходной ток этой цепи

$$I_C = \underline{U}_C Y'_C = \underline{U}_{C1} Y_6 = \frac{I_8}{Y_{6-7}} Y_6 = \underline{U}_C \frac{Y_{6-8}}{Y_{6-7}} Y_6, \quad (28)$$

откуда

$$Y'_C = \frac{Y_{6-8}}{Y_{6-7}} Y_6. \quad (29)$$

При этом

$$Y_{6-7} = Y_6 + Y_7; \quad Y_{6-8} = \frac{(Y_6 + Y_7) Y_8}{Y_6 + Y_7 + Y_8}.$$

Заменив эквивалентные проводимости Y_{6-7} и Y_{6-8} в формуле (29) их выражениями, получим:

$$Y'_C = \frac{\left[\frac{(Y_6 + Y_7) Y_8}{Y_6 + Y_7 + Y_8} \right] Y_6}{Y_6 + Y_7} = \frac{Y_6 Y_8}{Y_6 + Y_7 + Y_8} \quad (30)$$

или в более конкретной форме:

$$Y'_C = \frac{j b_6 j b_8}{j b_6 + g_7 + j b_8}. \quad (31)$$

Умножив числитель и знаменатель дроби на комплексно-сопряженное число величины, стоящей в знаменателе, получим:

$$Y'_C = \frac{-b_6 b_8 g_7 + j b_6 b_8 (b_6 + b_8)}{g_7^2 + (b_6 + b_8)^2}. \quad (32)$$

Согласно условию (3) Y'_C должно быть равно ag_A , т.е.

$$\frac{-b_6 b_8 g_7 + j b_6 b_8 (b_6 + b_8)}{g_7^2 + (b_6 + b_8)^2} = -\frac{1}{2} g_A + j \frac{\sqrt{3}}{2} g_A. \quad (33)$$

Условие (32) преобразуется в систему из двух уравнений, связывающих параметры фильтра в фазе С:

$$\left. \begin{aligned} \frac{2b_6 b_8 g_7}{g_7^2 + (b_6 + b_8)^2} &= g_A; \\ \frac{2b_6 b_8 (b_6 + b_8)}{g_7^2 + (b_6 + b_8)^2} &= \sqrt{3} g_A. \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Свяжем параметры фазовращающей цепи дополнительным условием равенства проводимостей однотипных элементов:

$$g_7 = g_C; \quad b_6 = b_8 = b_C.$$

В результате система уравнений (34) принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{2b_C^2 g_C}{g_C^2 + 4b_C^2} &= g_A; \\ \frac{4b_C^3}{g_C^2 + 4b_C^2} &= \sqrt{3} g_A. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

После несложных преобразований получим систему из двух уравнений с двумя неизвестными:

$$\left. \begin{aligned} g_A g_C^2 - 2b_C^2 g_C + 4g_A b_C^2 &= 0; \\ \sqrt{3} g_C - 2b_C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Решив эту систему относительно g_C и b_C , получим:

$$g_C = 8/3 g_A \text{ и } b_C = 4/3 g_A. \quad (37)$$

Таким образом, определив (из соображений устойчивости фильтра к колебаниям тока нагрузки) значение проводимости резистора в фазе А, по формулам (26), (27) и (37) можно легко найти параметры двух других плеч фильтра.

На рис.2 изображена принципиальная схема устройства для защиты трехфазного электродвигателя от асимметрии питающего напряжения.

Устройство содержит присоединенные выходами через выпрямительные диоды к входу элемента сравнения формирователь входного сигнала, подключенный первым, вторым и третьим входами соответственно к третьей, второй и первой фазам электрической сети, и формирователь опорного сигнала, топологически идентичный формирователю входного сигнала, подключенный первым, вторым и третьим входами соответственно к первой, второй и третьей фазам электрической сети.

При этом как формирователь входного сигнала, так и формирователь опорного сигнала представляет собой три преобразователя напряжения в ток, соединенные в звезду, причем первый представляет собой два конденсатора,

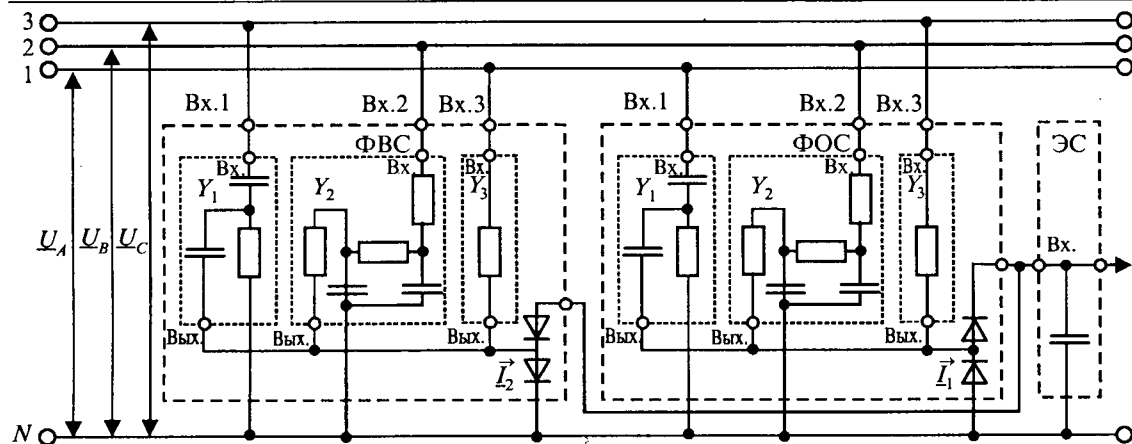


Рис.2. Устройство для защиты трехфазного электродвигателя от асимметрии напряжений:

ФВС – формирователь входного сигнала; ФОС – формирователь опорного сигнала; ЭС – элемент сравнения

включенные последовательно между первым входом и выходом формирователя, общая точка которых подключена к нулевой шине через резистор, второй содержит три резистора, включенные последовательно между вторым входом и выходом, общие точки которых подключены к нулевой шине через конденсаторы, и третий представляет собой резистор, включенный между третьим входом и выходом. Соотношение эквивалентных проводимостей первого, второго и третьего преобразователей $Y_1:Y_2:Y_3$ соответственно $e^{-j240^\circ}:e^{-j120^\circ}:1$. Соотношение проводимостей соответствующих элементов формирователей опорного и входного сигналов: $Y_{ф.о.с}/Y_{ф.в.с} = K_a$, где K_a – допустимый коэффициент асимметрии напряжений.

Элемент сравнения выполнен на конденсаторе, присоединенным одним выводом к нулевой шине, при этом другой вывод конденсатора является входом элемента сравнения.

Устройство работает следующим образом: при подаче на вход симметричной системы напряжений ток на выходе формирователя входного сигнала равен нулю, ток на выходе формирователя опорного сигнала пропорционален напряжению прямой последовательности фаз:

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_A Y_1 + \underline{U}_B Y_2 + \underline{U}_C Y_3 = Y(\underline{U}_A e^{-j240^\circ} + \underline{U}_B e^{-j120^\circ} + \underline{U}_C) = (3Y/e^{j240^\circ})(\underline{U}_A + \underline{U}_B e^{j120^\circ} + \underline{U}_C e^{j240^\circ})/3 = (3Y/e^{j240^\circ})\underline{U}_1,$$

при этом конденсатор элемента сравнения заряжен положительно – это воспринимается исполнительным органом как сигнал, "разрешающий" включение электродвигателя. Если же симметрия напряжений на входе каким-то образом нарушается, то на выходе формирователя входного сигнала появляется ток, пропорциональный напряжению обратной последовательности фаз:

$$\underline{I}_2 = \underline{U}_A Y_3 + \underline{U}_B Y_2 + \underline{U}_C Y_1 = (Y/K_a)(\underline{U}_A + \underline{U}_B e^{-j120^\circ} + \underline{U}_C e^{-j240^\circ}) = (3Y/K_a)(\underline{U}_A + \underline{U}_B e^{j240^\circ} + \underline{U}_C e^{j120^\circ})/3 = (3Y/K_a)\underline{U}_2,$$

при этом в случае превышения напряжения обратной последовательности \underline{U}_2 допустимый ток \underline{I}_2 на выходе формирователя входного сигнала превысит ток \underline{I}_1 на выходе формирователя опорного сигнала, конденсатор элемента сравнения заряжается отрицательно, это воспринимается исполнительным органом как сигнал на отключение электродвигателя.

Разработанное устройство используется в станциях управления и защиты электродвигателей погружных насосов в системах водоснабжения сельского хозяйства Оренбургской области.

Список литературы

1. Фабрикант В.Л. Фильтры симметричных составляющих. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962.
2. А.с. 1279012 А1 СССР, кл. Н 02 Н 7/09 / А.К. Тищенко, П.И. Савченко, Н.И. Федькин, П.Н. Кудинов // Открытия. Изобретения. 1986. № 47.

Петько Виктор Гаврилович – заведующий кафедрой "Электрификация и автоматизация сельского хозяйства" Оренбургского государственного аграрного университета, проф. Окончил факультет электрификации сельскохозяйственного производства Челябинского института механики и электрификации сельского хозяйства в 1965 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1995 г. – докторскую диссертацию по теме "Повышение эффективности функционирования электронасосных агрегатов в системах водоснабжения сельского хозяйства".

Садчиков Алексей Викторович – преподаватель кафедры "Электрификация и автоматизация сельского хозяйства" Оренбургского государственного аграрного университета. Окончил электротехнический факультет Оренбургского государственного университета в 1997 г.

Совершенствование индукторной машины для исполнительных механизмов вертикального перемещения ¹

СМИРНОВ А.Ю., канд. техн. наук

В энергетических установках для привода исполнительных механизмов вертикального перемещения регулирующего органа (РО) получили применение индукторные машины [1,2]. Предельная простота и надёжность, возможность герметизации полости ротора без серьёзного ухудшения характеристик, точность позиционирования при работе в качестве шагового двигателя (ШД) обеспечили им преимущество перед машинами других типов. Наибольшее распространение получили индукторные машины следующих модификаций:

- магнитоэлектрические, с переменно-полюсным индуктором на роторе;

- с самовозбуждением, ротор которых выполнен зубчатым безобмоточным (реактивным) из магнитомягкой стали;

- с активно-реактивным магнитоэлектрическим ротором имеющим высокий коэффициент явнополюсности, усиленный добавлением реактивной секции (пакета).

Работоспособность последнего во всех эксплуатационных режимах, двигательном и тормозном, обеспечивается применением подразделённой обмотки на статоре. Она является разновидностью совмещённых обмоток и образует два многофазных поля с соотношением пар полюсов образуемых полей 2:1 [3]. Поле большей полюсности используется для работы в двигательном режиме в качестве индукторного двигателя с самовозбуждением, во взаимодействии с неподвижным полем, образуемым этой же обмоткой при однополярном её питании. Поле меньшей полюсности используется для торможения на ёмкостную нагрузку, обеспечивая ограничение скорости опускания РО под действием собственного веса. Эти машины сочетают высокие удельные моментные характеристики и возможность кратковременного значительного увеличения момента путём форсировки тока, свойственные индукторной машине с реактивным ротором, с полнотой функциональных возможностей и способностью работать в тормозном (генераторном) режиме, обеспечиваемыми магнитоэлектрическими машинами.

Одним из важнейших эксплуатационных режимов силовых устройств систем автоматики с шаговыми двигателями является фиксированная стоянка под током (статика). На этот режим приходится подавляющая часть времени эксплуатации машины.

Отличительной особенностью статического режима является несвязанность условий его осуществления с параметрами схемы управления, поскольку токи в фазах остаются постоянными и равными своим установившимся значениям.

По угловой характеристике проверяется устойчивость статического режима, режима отработки единичных шагов и режимов работы на низких и очень низких частотах вращения ротора. Определяется максимальный статический момент, заданный выбранными размерами активных частей и токами в фазах двигателя, а также приближённо оцениваются некоторые динамические показатели, такие как предельный механический момент отработки единичных шагов, базисные параметры шагового электропривода [4], динамическая добротность и т.д.

На работу герметичных ШД в рассматриваемом режиме оказывает влияние глубокое насыщение магнитной цепи, поскольку магнитомягкие вставки герметизирующей трубы и магнитопровод ротора выполнены из нержавеющей стали. Её магнитные свойства значительно уступают свойствам электротехнических сталей. Вследствие резко выраженной зубчатости сердечников насыщение периодически изменяется: от незначительного, при совпадении оси паза одного сердечника с осью полюса (зубца) другого сердечника, до глубокого, при совпадении осей полюсов. При этом различие чисел периодов сред обуславливает большие различия по глубине насыщения отдельных участков магнитопроводов статора и ротора.

Для расчёта угловой характеристики принимаем следующие допущения:

- 1) проводимость рассеяния не зависит от положения ротора и насыщения сердечников;

- 2) поле в зазоре существует только на участке перекрытия полюсов (зубцов) статора и ротора, и пренебрежимо мало там, где по одну и, тем более, по обе стороны зазора располагаются пазы;

¹ Печатается в порядке обсуждения.

3) падением магнитного напряжения на элементах ярем пренебрегаем;

4) принимаем одно из двух альтернативных допущений:

– влиянием поперечной составляющей поля реакции якоря в магнитомягких вставках герметизирующей трубы статора и зубцах ротора пренебрегаем;

– полагаем, что размагничивающее действие поперечной составляющей реакции якоря близко к предельному: на участках перекрытия полюсов ротора поперечное поле не увеличивает результирующего потока во вставках и зубцах под перекрывающимися частями полюсных дуг и полностью их размагничивает в поверхностном слое под теми частями полюсных дуг, которые оказываются напротив паза противоположного сердечника;

5) предполагаем только такое возбуждение фаз обмотки, при котором обеспечивается равенство нулю алгебраической суммы МДС всех возбужденных катушек обмотки, взятых со знаком "+", если полюс возбуждён одной полярностью, и со знаком "-", если полюс возбуждён противоположной полярностью, т.е.

$$\sum_{i=1}^Z F_i = 0, \quad (1)$$

где F_i – МДС i -й катушки обмотки.

Если принять последнее допущение, то модель магнитной цепи распадается на отдельные, по числу полюсов статора, независимые ветви (рис.1), где $\Lambda_{Fe}(\Phi)$ – общая магнитная проводимость ферромагнитных участков магнитной цепи: полюсов (зубцов) статора и ротора, являющаяся функцией магнитного потока цепи; $\Lambda_{\delta}(\theta)$ – магнитная проводимость воздушного зазора между этими полюсами (зубцами), являющаяся функцией углового положения ротора; $F_{пол}$ – МДС катушек полюса статора; поток рассеяния выведен из рассмотрения во внутреннюю цепь источника МДС.

Схема замещения рассчитывается относительно магнитного потока и падения магнитного напряжения в воздушном зазоре при различных значениях угла поворота ротора. Электромагнитный момент и угловая характеристика легко вычисляются с использованием этой модели, если учесть, что угловые

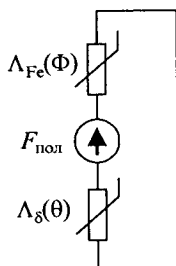


Рис.1. Схема замещения фрагмента магнитной цепи элементарно-полюсной модели

характеристики всех ветвей – полюсов статора имеют одинаковую форму, но смещены друг относительно друга на пространственный угол, определяемый периодом дискретных структур сердечников статора и ротора [5].

Однако по этой модели (назовём её элементарно-полюсной) учесть различия по электромагнитному моменту, развиваемому в статике индукторным двигателем и индукторно-реактивным, у которого катушки в фазах соединены не встречно, а согласно, невозможно. Их угловые характеристики будут идентичны. Это не соответствует многочисленным экспериментальным результатам [6].

Поэтому вместо последнего допущения при математическом моделировании корректнее обеспечить выполнение условия равенства нулю алгебраической суммы магнитного потока всех полюсов статора [7, 8]:

$$\sum_{i=1}^Z \Phi_i = 0, \quad (2)$$

где Φ_i – магнитный поток i -го полюса магнитопровода статора.

Возможность замыкания магнитного потока через полюса невозбужденных фаз индукторного двигателя и выполнения условия (2) учитывается введением в схему замещения его магнитной цепи линейной проводимости $\Lambda_{\delta n}$ (рис.2). Она не зависит от магнитного потока (из-за размагниченного состояния материала полюсов невозбужденных фаз) и почти не зависит от положения ротора, поскольку уменьшение проводимости зазора под одной частью невозбужденных полюсов компенсируется увеличением её под другой частью невозбужденных полюсов и может быть вычислена через коэффициент воздушного зазора (Картера) и суммарную длину полюсных дуг полюсов невозбужденных фаз одного периода дискретных структур статора с обмоткой.

Проводимости ферромагнитных участков $\Lambda_{Fe1}(\Phi)$ и $\Lambda_{Fe2}(\Phi)$ на обеих схемах замещения соответствуют первому из альтернативных допущений 4. В случае принятия второго из этих допущений проводимости ферромагнитных участков становятся нелинейной функцией не только потока, но и

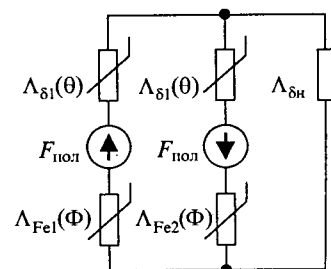


Рис.2. Схема замещения магнитной цепи индукторного двигателя

углового положения ротора: $\Lambda_{Fe1}(\Phi, \theta)$ и $\Lambda_{Fe2}(\Phi, \theta)$. Расчёт момента статики индукторно-реактивного двигателя по схеме замещения элементарно-полюсной модели не вызывает затруднений. Он может быть выполнен известными графо-аналитическими методами, применяемыми в теоретических основах электротехники для анализа нелинейных электрических и магнитных цепей [5].

Расчёт магнитной цепи индукторного двигателя по схеме рис.2 без применения итерационных процедур может быть выполнен методом двух узлов, по следующему алгоритму:

1. Расчёт кривых намагничивания возбуждённых полюсов фаз обмотки якоря и магнитомягких вставок герметизирующей трубы, примыкающих к этим полюсам.

Если расчёт проводится без учёта размагничивающего действия поперечной реакции якоря, то достаточно определить одну кривую, одинаковую для всех полюсов. При учёте размагничивающего действия поперечной реакции якоря кривые намагничивания будут функцией угла поворота ротора вследствие зависимости от положения ротора площади сечения трубок потока, пересекающих границу магнитомягкой вставки и воздушного зазора под ней.

2. Определение значения потока рассеяния и вычитание его из ординат кривых намагничивания, рассчитанных в п.1.

3. Определение значений проводимости воздушного зазора $\Lambda_{\delta 1}$, $\Lambda_{\delta 2}$ под возбуждёнными полюсами статора, которые являются функциями угла поворота ротора θ , а также значений проводимости воздушного зазора под невозбуждёнными полюсами $\Lambda_{\delta n}$.

4. Суммирование кривых намагничивания возбуждённых полюсов статора по абсциссам с линейными характеристиками магнитного потока через участки зазора под этими полюсами, значения проводимости которых $\Lambda_{\delta 1}$ и $\Lambda_{\delta 2}$ были определены в предыдущем пункте алгоритма.

5. Расчёт кривых намагничивания зубцов ротора и суммирование (по абсциссам) с кривыми намагничивания взаимодействующих с ними полюсов статора. При учёте размагничивающего действия поперечной реакции якоря эти кривые, также как и для магнитомягких вставок ста-

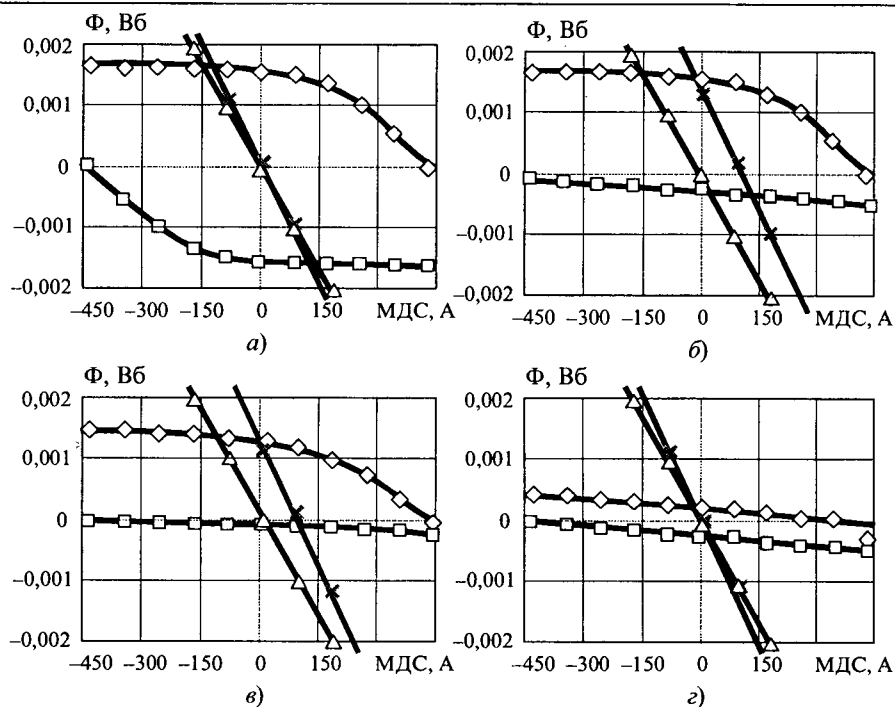


Рис.3. Результаты расчёта магнитной цепи индукторного двигателя

тора, будут функцией угла поворота ротора.

6. Расчёт нелинейной магнитной цепи двигателя методом двух узлов [9].

На рис.3 показаны результаты расчёта магнитной цепи, выполненного при двух равновесных положениях ротора: устойчивого (рис.3,а) и неустойчивого (рис.3,б), а также при двух промежуточных положениях со смещением ближайшего зубца ротора относительно оси первого полюса статора влево и вправо (рис.3,в и г, соответственно).

Характеристики намагничивания, найденные в п.5, смещаются вдоль оси абсцисс на значение МДС возбуждённых полюсов с учётом полярности создаваемых ими полей, одна в положительном, а другая в отрицательном направлении (кривые 1 и 2 на рис.3).

Смещённые характеристики зеркально отображаются относительно вертикалей, проходящих через нулевые значения потока и суммируются друг с другом, а также с линейной характеристикой потока через зазор под невозбуждёнными полюсами $\Lambda_{\delta n}$ (прямые 3 на рис.3, значение проводимости берётся со знаком "-", с тем, чтобы характеристика оказалась во втором и четвертом квадрантах).

Ординаты смещённых и отображённых характеристик намагничивания возбуждённых полюсов и потока под невозбуждёнными полюсами суммируются и определяется результирующая кривая.

Перпендикуляр, восстановленный из точки пересечения с осью абсцисс, даст в точке пересечения со слагаемыми характеристиками значения магнитного потока в каждой из ветвей схемы замещения рис.2.

На этом расчёт магнитной цепи заканчивается и вычисляется электромагнитный момент по изменению энергии магнитного поля в воздушном зазоре под возбуждёнными полюсами статора машины при повороте ротора на элементарный угол $d\theta$.

Алгоритм применим для расчета момента статики любой явнополюсной индукторной машины, статический режим которой осуществляется одновременным возбуждением двух или нескольких равных групп полюсов с одинаковой пространственной ориентацией полюсов каждой группы.

На рис.4 приведены экспериментальная и расчётная угловые характеристики крупного силового ШД, предназначенного для привода системы автоматики механизма перегрузки.

Заметное расхождение расчётных и экспериментальных результатов на ниспадающей ветви характеристики в сторону занижения обусловлено влиянием потока между боковыми поверхностями полюсов статора и зубцов ротора, который в соответствии с принятым допущением (допущение 2) в расчётной модели не учитывался.

Кроме того, на электромагнитный момент сильное влияние оказывает размагничивающее действие поперечного поля реакции якоря. Исключение этого влияния из рассмотрения в расчётной модели (в случае принятия первого из двух альтернативных допущений 4) приводит к сильно завышенным результатам расчёта. Учёт размагничивающего влияния поперечной реакции якоря был выполнен путём ограничения



Рис.4. Расчётные и экспериментальные угловые характеристики

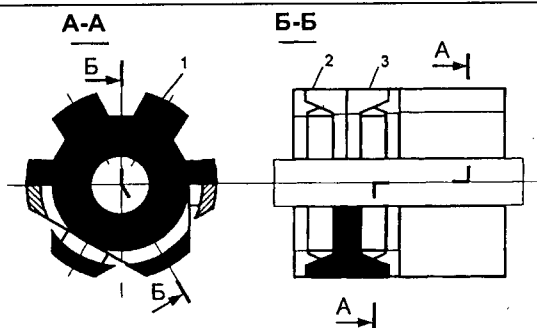


Рис.5. Схема конструкции ротора индукторной машины с подразделённой обмоткой (шестиполюсный вариант, $2p_2 = 6$):

1 — реактивный пакет; 2, 3 — секции магнитоэлектрического (активного) пакета с когтеобразным магнитопроводом

площади прохождения потока в полюсах и зубцах. Площадь ограничивалась до значения, определяемого размером зоны перекрытия во вставках герметизирующей трубы и зубцах ротора через воздушный зазор.

Применение двухпакетного активно-реактивного ротора (рис.5) позволяет гибко изменять характеристики индукторной машины с подразделённой обмоткой и приспособлять их под требования конкретного механизма.

В частности, изменяя угол сдвига между активным и реактивным пакетами, можно воздействовать на спектр фаз пространственных гармоник полей, обусловленных зубчатостью ротора. Под влиянием отличного от нуля фазового сдвига между основной гармоникой магнитного поля ротора с полем p_1 подразделённой обмотки, генераторный момент возрастает при вращении ротора в одну сторону и убывает — при вращении в противоположную сторону. Поворотом реактивного пакета ротора (рис.5) относительно активного пакета можно добиться увеличения тормозного генераторного момента в том направлении, где оно необходимо (при вращении на опускание РО), и уменьшения генераторного момента в противоположном направлении (при вращении на подъём РО).

Введённая таким образом асимметрия магнитной цепи активно-реактивного ротора позволяет поднять генераторный момент на 40–55% по отношению к генераторному моменту этой же машины с симметричным ротором (рис.6, характеристики получены инженером-испытателем В.И.Будциным). Динамический момент индукторной машины, обеспечиваемый взаимодействием полей p_0 и p_2 подразделённой обмотки, при этом возрастает на 5–8% при вращении ро-

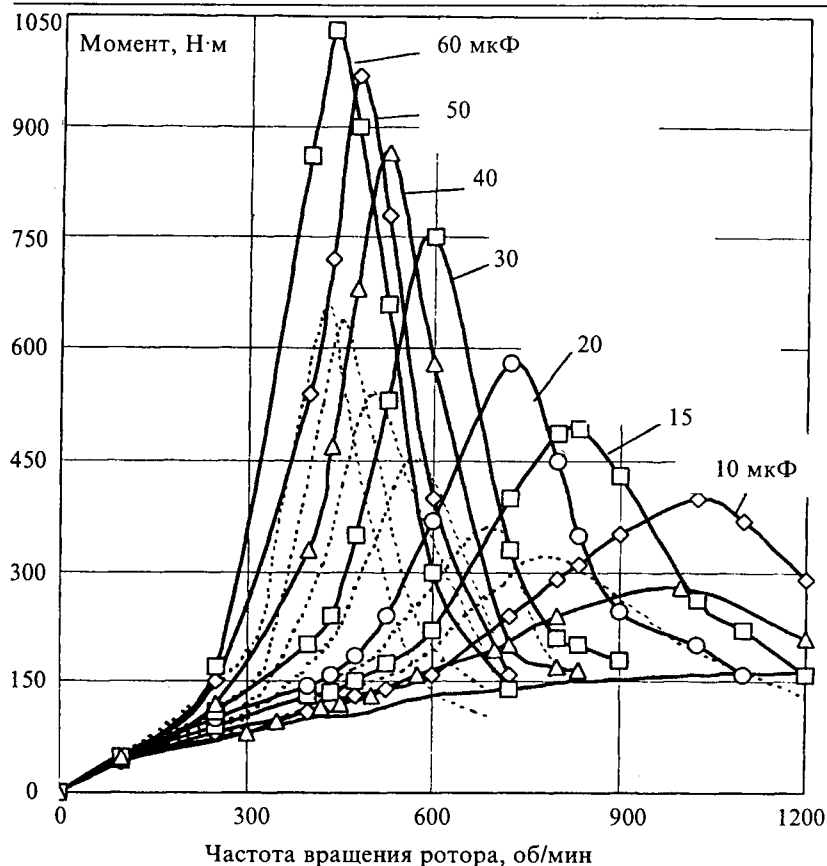


Рис.6. Влияние асимметрии ротора на генераторные характеристики индукторной машины с подразделённой обмоткой:

— асимметричный ротор; - - - - - симметричный ротор

тора на подъём РО и на столько же уменьшает-ся при вращении на опускание РО.

Индукторная машина с подразделённой обмоткой во всех режимах эксплуатации способна вырабатывать сигнал о вращении ротора на зажимах одной или нескольких фаз полюсности p_1 . Этот сигнал может быть снят как с зажимов фаз, замкнутых электрической нагрузкой (конденсаторами или резисторами), так и без них, на холостом ходу. Он используется, в частности, для сигнализации о выходе РО на упор. Основная проблема при получении и обработке первичного сигнала посредством подразделённой обмотки состоит в том, чтобы отстроиться от помех, вызванных неполной симметрией параллельных ветвей и катушек в фазах вследствие их технологического разброса и различного расположения в пазах.

В этой связи схема с одной параллельной ветвью для поля полюсности p_1 [10], может оказаться предпочтительней, чем схема с двумя параллельными ветвями для обоих создаваемых по-

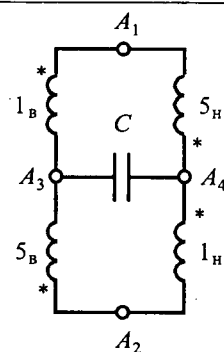


Рис.7. Схема соединения катушек в фазе ШД для получения сигнала о вращении ротора

лей [3]. Для уравнивания трансформаторных ЭДС, обусловленных разностью потоков рассеяния верхних и нижних катушек, последнюю целесообразно изменить таким образом, чтобы в каждую параллельную ветвь фазы полюсности p_1 входило по одной верхней и од-

ной нижней катушке. Такая схема показана на рис.7, где нижним катушкам присвоен индекс "н" при номерах полюсов, а верхним катушкам – индекс "в".

Выводы

1. В развитие математического описания явнопольусной индукторной машины с самовозбуждением следует рекомендовать модель с замещением отдельными ветвями магнитной цепи возбуждённых фаз и одной общей ветвью магнитной цепи всех невозбуждённых фаз.

2. Наилучших удельных моментных характеристик следует ожидать в машинах, соотношения размеров зубцовых зон которых обеспечивают гарантированное размагничивание магнитной цепи в положении минимальной проводимости воздушного зазора.

3. Возможности индукторной машины с подразделённой обмоткой можно гибко изменять и расширять за счёт использования асимметричного ротора, а также введения обратной связи по скорости в виде ЭДС, наводимой на не силовых клеммах подразделённой обмотки. При этом, однако, необходима максимальная идентичность ветвей обмотки, в том числе по влиянию полей рассеяния и технологическому разбросу параметров катушек.

Список литературы

1. Смирнов А.Ю. Совершенствование исполнительных механизмов вертикального перемещения на базе индукторной машины // Электротехника. 2000. №5.
2. Смирнов А.Ю. Разработка и исследование экранированных шаговых двигателей. Автореф. дис. канд. техн. наук. М.: МЭИ, 1988.
3. Смирнов А.Ю. Подразделенные обмотки и их применение в электрических машинах переменного тока // Электричество. 1995. №7.
4. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под ред. М.Г.Чиликина. М.: Энергия, 1971.
5. Титов Е.Г., Истомин С.Д., Смирнов А.Ю., Шашкин С.Л. Расчёт статической характеристики силовых герметичных шаговых двигателей с реактивным ротором // Электротехническая промышленность. 1982. Вып. 11 (141).
6. Истомин С.Д., Смирнов А.Ю., Шашкин С.Л. Иссле-

дование влияния схемы возбуждения на динамические характеристики герметичного шагового двигателя с реактивным ротором // Электротехническая промышленность. Сер. Электр. машины. 1983. Вып.7 (149).

7. Иванов-Смоленский А.В., Абрамкин Ю.И., Власов А.И., Кузнецов В.А. Универсальный метод расчёта электромагнитных процессов в электрических машинах. М.: Энергоатомиздат, 1986.

8. Иванов-Смоленский А.В. Метод проводимостей зубцовых контуров и его применение к электромагнитному расчёту ненасыщенной электрической машины с двухсторонней зубчатостью сердечников // Электричество. 1976, № 9.

9. Электротехнический справочник. Т.1. Общие вопросы. Электротехнические материалы. М.: Энергоатомиздат, 1985.

10. А.с. 1632237 СССР. Устройство для вертикального перемещения регулирующего органа / А.Ю.Смирнов, А.Ю.Гурьев, В.И.Будцин // Открытия. Изобретения. 1996. № 34.

К расчету минимальной индуктивности фазы в индукторных электродвигателях

ГЛУХЕНЬКИЙ Т.Г.

Рассмотрена аналитическая методика расчета минимальной индуктивности фазы в типичных индукторных двигателях. Приведены экспериментальные данные, подтверждающие применимость предложенной методики для инженерно-конструкторских расчетов, а также практический пример ее применения.

The paper proposes a new analytical method for calculating minimal phase inductance in typical SRM. Comparison with experiment proves applicability of the routine considered for calculations on design stage; a practical example of the said calculation is also given herein.

Математическое описание индукторного двигателя (ИД) и методология моделирования таких машин на ЭВМ являются одним из ключевых вопросов в теории вентильно-индукторного электропривода (ВИП). Особенности принципа действия данной машины делают весьма затруднительным применение традиционных методов расчета и анализа, используемых в теории электропривода переменного тока. В течение последних нескольких лет появилось большое число публикаций, посвященных данной проблеме. Был предложен целый ряд методов моделирования, среди которых отчетливо прослеживается тенденция к выделению двух основных подходов. Первый из них [1, 2] заключается в применении различных методов аппроксимации характеристики $\Psi(i, \theta)$, получаемой в результате численного расчета поля либо экспериментально, а второй [3] – в использовании всевозможных схем замещения магнитной цепи.

При использовании указанных методик основной проблемой является определение параметров схемы замещения или аппроксимируемых зависимостей на этапе проектирования ИД. Обычно рекомендуемые для этого конечно-элементные методы требуют значительных машинных ресурсов, что влечет за собой затруднения при решении вариационных задач, связанных с оптимизацией геометрии двигателя. Кроме того, приобретение готовых пакетов программ для этой цели нередко экономически нецелесообразно, особенно при эпизодическом характере разработок ВИП. Соответственно, большое практическое значение приобретает разработка методов, позволяющих моделировать ИД исходя непосредственно из геометрических параметров машины. Наш опыт практического проектирования ВИП позволяет заключить, что для этой цели может быть успешно использована известная "реально-насыщенная" модель [2], дополнен-

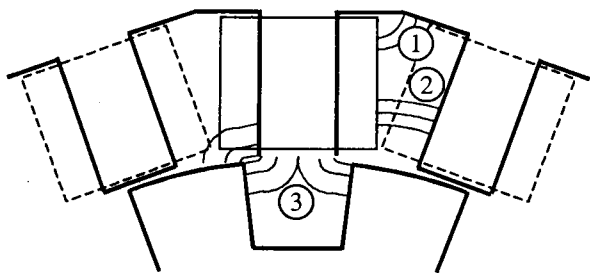


Рис.1. Разбиение зубцовой зоны на расчетные области

ная "геометрически связанной" методикой расчета необходимых для нее параметров: кривой $\Psi(i)$ (для согласованного положения) и минимальной индуктивности фазы L_{\min} . Наибольшую трудность представляет расчет L_{\min} , что связано с более сложной картиной поля в зубцовой области. Рассмотрим практическое решение указанной задачи.

Согласно закону Ома для магнитной цепи для каждого ее участка можно записать:

$$\Phi_k = G_k U_{\mu k}, \quad (1)$$

где $U_{\mu k}$ – падение магнитного напряжения (разность магнитных потенциалов) на этом участке; Φ_k – магнитный поток участка; G_k – магнитная проводимость участка,

$$G_k = \frac{\mu_0 \mu_k S_k}{l_k}. \quad (2)$$

Здесь S_k – площадь поперечного сечения участка; l_k – длина средней магнитной линии на нем; μ_0 – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума); μ_k – относительная магнитная проницаемость на участке. При этом предполагается, что сечение участка остается постоянным на всем его протяжении.

Разобьем зубцовую область на идеализированные подобласти, как показано на рис.1. Определим потокосцепления обмотки статора от каждой из подобластей.

1. Область, ограниченная боковой поверхностью зубца статора и внутренней поверхностью ярма статора (рис.2). Поскольку зазоры между зубцами статора и ротора в рассогласованном положении довольно велики, магнитную цепь машины при реальных токах можно считать ненасыщенной. Это положение хорошо согласуется с экс-

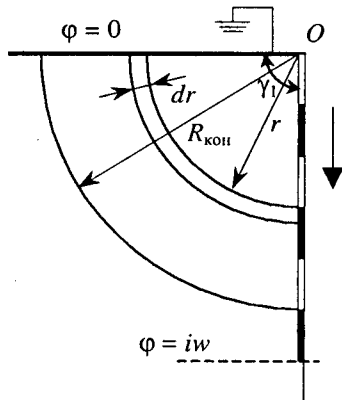


Рис.2. Идеализация области основания обмотки

периментальными данными, например [4]. Соответственно, будем считать, что проводимость ферромагнитных участков бесконечно велика, а потенциалы ярма и пассивных зубцов равны нулю. Кроме того, примем допущение, что обмотка активного зубца бесконечно тонкая, МДС линейно-возрастает вдоль оси зубца; линии магнитного поля имеют форму дуги окружности с центром в т.О (рис.2). Последнее довольно близко к истине [5].

Длина магнитной линии, отстоящей на расстоянии r от т.О $l_k = r\gamma_1$, где γ_1 – угол между граничными поверхностями. Площадь поперечного сечения элементарной ветви, определяемой этой линией $S_k = l_{\text{ст}} dr$, где $l_{\text{ст}}$ – длина пакета статора. Соответствующая элементарная проводимость определится выражением:

$$dG_k = \frac{\mu_0 l_{\text{ст}}}{\gamma_1 r} dr. \quad (3)$$

Значение же разности магнитных потенциалов на элементарной ветви можно вычислить по выражению

$$U_{\mu} = \rho_F r, \quad (4)$$

в котором $\rho_F = iw / h_{\text{обм}}$ – удельная МДС на единицу длины зубца (i – ток в обмотке; w – число витков; $h_{\text{обм}}$ – длина обмотки). Пусть расчетная область ограничена расстоянием $R_{\text{кон}}$ (рис.2). Тогда, используя (3) и (4) в (1), получим:

$$\Phi = \mu_0 \int_0^{R_{\text{кон}}} \frac{\rho_F l_{\text{ст}}}{\gamma_1} dr = \frac{\rho_F l_{\text{ст}}}{\gamma_1} \mu_0 R_{\text{кон}}.$$

Поскольку для подавляющего большинства случаев угол γ прямой, окончательно имеем:

$$\Phi = \frac{2}{\pi} \mu_0 \rho_F l_{\text{ст}} R_{\text{кон}}. \quad (5)$$

Так как элементарный поток не зависит от r , а число витков, им охватываемых, пропорционально r , нетрудно прийти к заключению, что среднее потокосцепление витка будет равно половине суммарного потока, определяемого выражением (5). Соответственно потокосцепление от рассматриваемой зоны

$$\Psi_1 = \frac{2Z_{\text{ст}}}{m} \frac{\mu_0}{\pi} \frac{iw^2}{h_{\text{обм}}} l_{\text{ст}} R_{\text{кон}}, \quad (6)$$

где $Z_{\text{ст}}$ – число зубцов статора; m – число фаз ИД.

В подавляющем большинстве случаев можно принять $R_{\text{кон}} = h_{\text{обм}} / 2$. Отметим, что вклад рассматриваемой подобласти в суммарное потокосцепление для типичных ИД невелик и учет ее на практике требуется лишь в случае машин с короткими зубцами.

2. Область, ограниченная двумя зубцами, один из которых охвачен обмоткой с током (рис.3).

Принимаемые допущения: проводимость ферромагнитных участков бесконечно велика, обмотка активного зубца бесконечно тонкая, МДС линейно-возрастает вдоль оси зубца, а линии магнитного поля имеют форму дуги окружности с центром в т.О (рис.3).

Значение элементарной проводимости для этого случая определится аналогично (3), а потенциал точки, соответствующей радиусу r ,

$$U_{\mu}(r) = \rho_F(R_m - r), \quad (7)$$

где R_m – расстояние от центра системы координат до основания зубца статора.

Для классических ИД в которых угловая ширина зубцов статора равна ширине паузы между ними, указанное расстояние определяется выражением:

$$R_m = R_{\text{я}} - \frac{a_{\text{ст}}}{2 \operatorname{tg} \gamma_2}, \quad (8)$$

где $a_{\text{ст}}$ – ширина зубца статора; $R_{\text{я}}$ – внутренний радиус ярма статора; $\gamma_2 = \pi / Z_{\text{ст}}$ ($Z_{\text{ст}}$ – число зубцов статора).

Перемножая (3) и (7) и интегрируя полученное выражение на интервале от $R_{\text{нач}}$ до $R_{\text{кон}}$, получаем:

$$\Phi_2 = k_0 \rho_F \left[R_m \ln \frac{R_{\text{кон}}}{R_{\text{нач}}} - (R_{\text{кон}} - R_{\text{нач}}) \right], \quad (9)$$

где $k_0 = \mu_0 I_{\text{ст}} / \gamma_2$.

При этом за границу обмотки принимается ее внутренняя поверхность. Получим выражение для потокоцепления от рассматриваемой зоны.

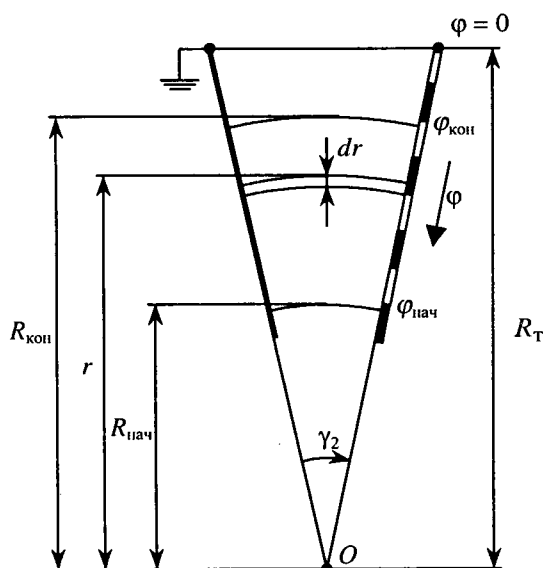


Рис.3. Идеализация расчетной области между боковыми поверхностями зубцов

Каждому витку обмотки соответствует расстояние $\Delta h = h_{\text{обм}} / w$ вдоль оси зубца. Соответственно, через виток с номером n идет поток рассеяния Φ_n , который может быть определен с помощью соотношения (9). При этом следует использовать значения

$$R_{\text{нач}} = R_m - n\Delta h; \quad R_{\text{кон}} = R_m - (n-1)\Delta h. \quad (10)$$

Потокоцепление от рассматриваемого потока

$$\Psi_n = n\Delta\Phi_n,$$

откуда суммарное потокоцепление фазы от данной подобласти

$$\Psi_2 = \frac{2Z_{\text{ст}}}{m} \sum_{n=1}^w n\Delta\Phi_n. \quad (11)$$

Расчеты показывают, что сумма (11) с ростом n возрастает по закону, очень близкому к кубическому¹, т.е.

$$\Psi(n) = k_{\psi} n^3, \quad (12)$$

где k_{ψ} – некоторый коэффициент.

Использование зависимости (12) позволяет определить Ψ_2 без полного вычисления (11). При этом расчет по (11) проводится лишь для случая $n = 1$, после чего полученное значение потокоцепления (численно равное k_{ψ}) остается подставить в (12), откуда

$$\Psi_2 = \frac{2Z_{\text{ст}}}{m} k_{\psi} w^3. \quad (13)$$

3. Область замыкания потока с зубца статора на зубец ротора в рассогласованном положении зубцов (рис.4). Принимаемые допущения: потенциал ротора равен нулю, а статора – постоянен и равен МДС обмотки, воздушный зазор во внимание не принимается. Произведем аппроксимацию картины поля, полагая, что силовые линии имеют форму дуг окружности с центрами в т. O_1 и O_2 (рис.4). При этом рассматриваемая область распадется на две подобласти – с внешней и внутренней относительно зазора стороны. Рассмотрим первую из них (рис.4,а). Каждая элементарная ветвь состоит из двух участков, проводимость которых определяется аналогично (3):

¹ К подобному выводу нетрудно прийти и из физических соображений: магнитный потенциал поверхности обмотки растет пропорционально расстоянию от ее основания (т.е. пропорционально n), число витков, охваченное элементарным потоком, есть само n , а магнитная проводимость элементарной ветви (и, соответственно, элементарный поток) также примерно пропорциональна n .

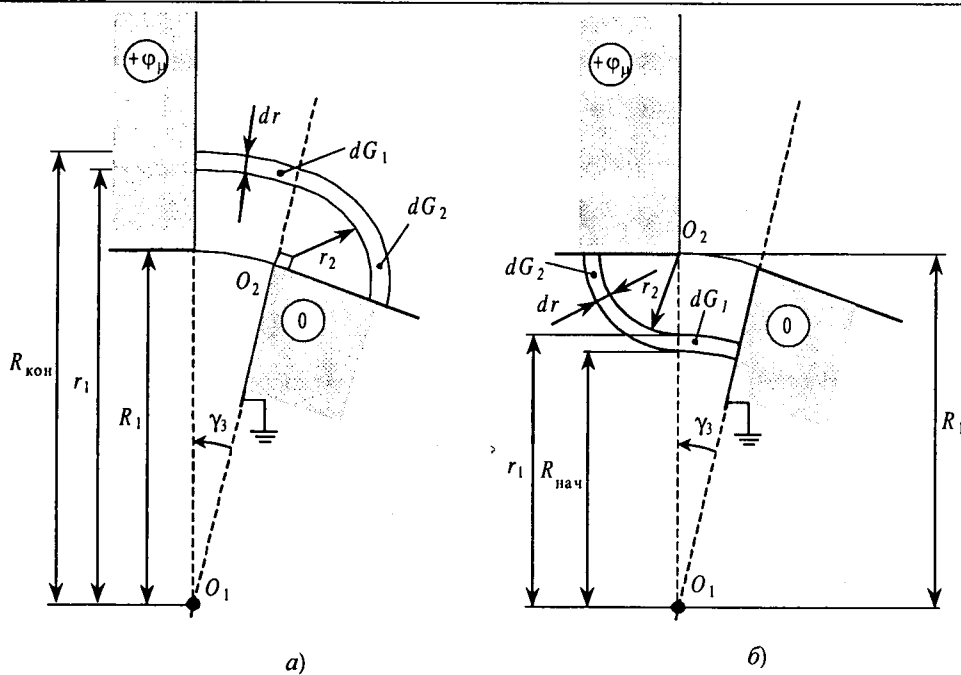


Рис.4. Идеализация расчетной области между кромками зубцов:
а – с внешней (относительно зазора) стороны; б – с внутренней стороны

$$dG_1 = \frac{\mu_0 l_{ст}}{\gamma_3 r_1} dr; \quad dG_2 = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 l_{ст}}{r_2} dr, \quad (14)$$

где $r_2 = r_1 - R_1$ (R_1 – внутренний радиус статора);

$$\gamma_3 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{Z_p} - \frac{1}{Z_{ст}} \right). \quad (15)$$

Оба участка соединены последовательно, следовательно проводимость всей ветви

$$dG_{внеш} = \frac{dG_1 dG_2}{dG_1 + dG_2} = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 l_{ст}}{r_1 \left(1 + \frac{2}{\pi} \gamma_3 \right) - R_1} dr_1. \quad (16)$$

Соответственно, нахождение суммарного потока подобласти сведется к интегрированию (16) по r_1 и умножению результата на $U_\mu(r_1) = iw = \text{const}$:

$$\begin{aligned} \Phi_{внеш} &= \frac{2}{\pi} \mu_0 l_{ст} iw \int_{R_1}^{R_{кон}} \frac{dr_1}{r_1 \left(1 + \frac{2}{\pi} \gamma_3 \right) - R_1} = \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 l_{ст} iw}{b_{внеш}} \ln \frac{b_{внеш} R_{кон} - R_1}{(b_{внеш} - 1) R_1}. \end{aligned} \quad (17)$$

В выражении (17) введено обозначение $b_{внеш} = \frac{2}{\pi} \gamma_3 + 1$. При выполнении практических расчетов удобно положить $R_{кон} = R_1 + a_{ст} / 2$.

Проведем вывод аналогичного выражения для внутренней подобласти (рис.4,б). Отличие здесь сводится к изменению пределов интегрирования: в качестве верхнего выступает R_1 , а в качестве нижнего $R_{нач} = R_1 - a_{ст} / 2$. Произведя соответствующие преобразования, получим:

$$\begin{aligned} \Phi_{внутр} &= \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 l_{ст} iw}{b_{внутр}} \times \\ &\times \ln \frac{(b_{внутр} + 1) R_1}{R_1 + b_{внутр} R_{нач}}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{где } b_{внутр} = \frac{2}{\pi} \gamma_3 - 1.$$

Таким образом, суммарный поток между зубцами определяется суммой выражений (17)

и (18). Соответственно, потокосцепление в рассматриваемой области

$$\Psi_3 = \frac{2 Z_{ст} w}{m} (\Phi_{внеш} + \Phi_{внутр}). \quad (19)$$

Разновидностью рассматриваемого случая можно считать ситуацию, когда зубцы находятся в положении, при котором начинается их согласование (т.е. при $\gamma = 0$). При этом проводимость каждой элементарной ветви будет определяться лишь вторым компонентом (14). В данном случае пренебречь значением воздушного зазора нельзя, что влечет за собой изменение пределов интегрирования. Таким образом,

$$\begin{aligned} \Phi_{внеш} &= \frac{2}{\pi} \mu_0 l_{ст} F \int_{\delta}^{R_{кон} - R_1} \frac{1}{r_2} dr_2 = \\ &= \frac{2}{\pi} \mu_0 l_{ст} iw \ln \frac{R_{кон} - R_1}{\delta}, \end{aligned} \quad (20)$$

где δ – зазор, м.

Для внутренней подобласти (рис.4,б) аналогично

$$\Phi_{внутр} = \frac{2}{\pi} \mu_0 l_{ст} iw \ln \frac{R_1 - R_{нач}}{\delta}. \quad (21)$$

Искомая индуктивность (для рассогласованного положения) может быть вычислена простым суммированием (6), (13) и (19) при $i = 1$.

Пример

Рассчитать минимальное значение фазной индуктивности для двигателя электропогрузчика (4 кВт, 1350 об/мин), полагая, что все обмотки каждой фазы соединены последовательно. Двигатель имеет следующие геометрические параметры: $m = 3$, $w = 70$, $Z_{ст} = 12$, $Z_p = 8$, $l_{ст} = 152$ мм (0,152 м), $R_1 = 87$ мм (0,087 м), высота зубца статора $h_3 = 24$ мм (0,024 м), ширина зубца статора $a_{ст} = 23$ мм (0,023 м).

Вначале рассчитываем индуктивность от основного потока, протекающего между зубцами статора и ротора. Находим вспомогательные параметры для внешней подобласти (рис.4).

Согласно (15)

$$\gamma_3 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{8} - \frac{1}{12} \right) = 0,06545 \text{ рад};$$

конечный радиус

$$R_{кон} = R_1 + a_{ст}/2 = 0,087 + 0,023/2 = 0,0985 \text{ м};$$

$$b_{внеш} = \frac{2}{\pi} 0,06545 + 1 = 1,0417.$$

Подставляем исходные данные и рассчитанные значения в (17), получаем:

$$\Phi_{внеш} = \frac{2}{\pi} \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,152 \cdot 70}{1,0417} \times \ln \frac{1,0417 \cdot 0,0985 - 0,087}{(1,0417 - 1)0,087} = 1,192 \cdot 10^{-5} \text{ Вб}.$$

Для внутренней подобласти аналогично

$$R_{нач} = R_1 - a_{ст}/2 = 0,087 - 0,023/2 = 0,0755 \text{ м};$$

$$b_{внутр} = \frac{2}{\pi} 0,06545 - 1 = -0,9583.$$

Из (18) получаем:

$$\Phi_{внеш} = \frac{2}{\pi} \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,152 \cdot 70}{-0,9583} \times \ln \frac{(1 - 0,9583)0,087}{0,087 - 0,9583 \cdot 0,0755} = 1,240 \cdot 10^{-5} \text{ Вб}.$$

Согласно (19) индуктивность, обусловленная магнитным потоком со статора на ротор,

$$L_3 = \Psi_3|_{i=1} = \frac{2 \cdot 12 \cdot 70}{3} (1,192 \cdot 10^{-5} + 1,240 \cdot 10^{-5}) = 0,0136 \text{ Гн}.$$

Теперь необходимо определить индуктивность, обусловленную потоком рассеяния на соседние зубцы статора. Как и ранее, сначала определяем вспомогательные параметры.

Угловая ширина зубца статора

$$\gamma_2 = \pi/12 = 0,2618 \text{ рад};$$

максимальный радиус

$$R_m = R_я - \frac{a_{ст}}{2 \tan \gamma} = 0,111 - \frac{0,023}{2 \tan 0,2618} = 0,06808 \text{ м};$$

коэффициент

$$k_0 = \frac{\mu_0 l_{ст}}{\gamma_2} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,152}{0,2618} = 7,296 \cdot 10^{-7};$$

расстояние, приходящееся на один виток обмотки,

$$\Delta h = h_{обм}/w = 0,024/70 = 3,429 \cdot 10^{-4} \text{ мм};$$

линейная плотность МДС

$$\rho_F = iw/h_{обм} = 70/0,024 = 2917 \text{ мм}^{-1}.$$

При $n = 1$ $R_{кон} = R_m$, а $R_{нач} = R_{кон} - \Delta h = 0,06808 - 3,429 \cdot 10^{-4} = 0,067737 \text{ м}.$

С помощью (9) рассчитываем потокосцепление от первого со стороны основания обмотки витка:

$$\Phi_2 = 7,296 \cdot 10^{-7} \cdot 2917 \left[0,06808 \ln \frac{0,06808}{0,067737} - (0,06808 - 0,067737) \right] = 1,84489 \cdot 10^{-9} \text{ Вб}.$$

Вычисляем полное потокосцепление от подобласти, используя (13):

$$L_2 = \Psi_2|_{i=1} = \frac{2 \cdot 12}{3} 1,845 \cdot 10^{-9} \cdot 70^3 = 5,06 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Суммарная индуктивность

$$L_{рас} = 0,0136 + 5,06 \cdot 10^{-3} = 0,01866 \text{ Гн}.$$

В табл.1 приведены результаты аналогичных расчетов еще для двух ИД, а также результаты их сравнения с экспериментом, а в табл.2 – их обмоточные и геометрические параметры.

Таблица 1

Двигатель	$L_{рас}$ мГн		Относительная погрешность расчета ϵ , %
	Расчёт	Эксперимент	
4 кВт (12×8)	18,66	19,6	-4,8
230 Вт (24×16)	26,50	32,2	-17,7
3 кВт (12×8)	18,70	17,5	+6,9

Таблица 2

Двигатель	4 кВт (12×8)	230 Вт (24×16)	3 кВт (12×8)
Геометрические параметры	$m = 3$ $l_{ст} = 152$ мм, $R_1 = 87$ мм, $h_3 = 24$ мм, $a_{ст} = 23$ мм	$m = 3$, $l_{ст} = 14,6$ мм, $R_1 = 107$ мм, $h_3 = 33$ мм, $a_{ст} = 14$ мм	$m = 3$, $l_{ст} = 175$ мм, $R_1 = 55,5$ мм, $h_3 = 20$ мм, $a_{ст} = 14,5$ мм
Число витков, w	70	167	64

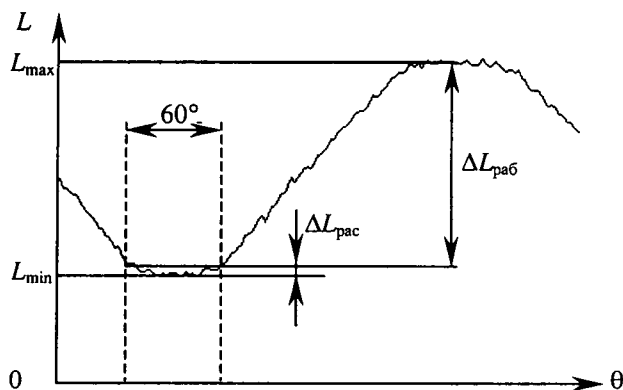


Рис.5. Типичная зависимость фазной индуктивности ИД от положения ротора

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что расчеты по предложенной методике имеют хорошую точность в случае относительно длинных ИД, когда задачу можно считать плоскопараллельной. Для плоских машин результат оказывается сильно заниженным ($-17,7\%$ для машины 24×16), поскольку отсутствует учет рассеяния со стороны лобовых частей обмоток. В подобных случаях метод годится лишь для оценочных расчетов.

В завершение, представляется целесообразным затронуть еще один вопрос, имеющий непосредственное отношение к рассмотренной проблеме. Речь идет о том, какой порядок имеет разница между минимальной индуктивностью, вычисление которой описано в статье, и индуктивностью фазы в момент начала согласования зубцов. Точное значение указанной индуктивности проблематично вычислить аналитически (возрастает погрешность аппроксимации), что связано с более сложной картиной поля зубцовой области. Для прояснения ситуации, нами были проведены соответствующие эксперимен-

ты в этом направлении. На рис.5 представлена осциллограмма индуктивности, снятая в бездвигательном электроприводе (на базе вышеупомянутого ИД 230 Вт, 24×16) с помощью ЦАП, подключенного к одному из портов процессора. Во время эксперимента рабочий ток в фазах отсутствовал, а двигатель вращался от приводной машины. На приведенной кривой перепад индуктивности в рассогласованном положении $\Delta L_{\text{рас}}$ составляет лишь порядка 5% перепада индуктивностей на рабочем участке $\Delta L_{\text{раб}}$. Аналогичные осциллограммы мы наблюдали и на других двигателях. Полученные результаты свидетельствуют, что фазная индуктивность остается примерно постоянной на всем интервале "зубец против паузы". Как следствие, мы считаем, что минимальная индуктивность в большинстве инженерных расчетов может использоваться и в качестве индуктивности начала согласования.

Список литературы

1. Кузнецов В.А., Матвеев А.В. Дискретная математическая модель вентильно-индукторного электропривода // Электричество. 2000. № 8.
2. Бычков М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения магнитной системы // Электричество. 1998. № 6.
3. Коломейцев Л.Ф., Пахомин С.А. и др. Математическая модель для расчета электромагнитных процессов в многофазном управляемом реактивном индукторном двигателе // Изв. вузов. Электромеханика. 1998. № 1.
4. Ferrero A. An Indirect Test Method for the Characterization of Variable Reluctance Motors // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1993. Vol. 42, № 6. P.1020-1025
5. Буль Б.К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М.: Энергия, 1964.

Глухенький Тимофей Георгиевич - аспирант кафедры электропривода Чувашского государственного университета (ЧГУ). В 1999 г. окончил ЧГУ по специальности «системы автоматического управления электроприводами». Магистр техники и технологий.

Вопросы адекватности математических моделей асинхронных двигателей при анализе переходных процессов пуска

ХРИСАНОВ В.И., БРЖЕЗИНСКИЙ Р.

Исследована адекватность преобразования трехфазного асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором в эквивалентный двухфазный при анализе переходных электромагнитных процессов пуска. Уточнены дополнительные коэффициенты, вводимые в матрицы преобразований напряжений и токов, в основное уравнение преобразованного АД и в выражение электромагнитного момента.

Прошло более 110 лет со времени изобретения и первого промышленного применения трех-

The adequacy of three into two phases transformation for the induction motor (iM) with cage rotor is investigated when analyzing start up transients. The additional coefficients are introduced and verified in voltage and current matrix transformations, in general equation of transformed IM and in analytical expression of electromagnetic torque.

фазных асинхронных двигателей (АД). Однако, несмотря на почтенный возраст, АД остается са-

мым широко используемым двигателем и, по-видимому, останется таковым в обозримом будущем. В настоящее время имеется чётко выраженная тенденция к совершенствованию процессов управления и регулирования, а также повышению энергоэффективности. Разработки бездатчиковых интеллектуальных систем управления и регулирования АД на основе сигнальной и силовой электроники являются во всем мире наиболее актуальными и востребованными. Но успехи в этом направлении во многом зависят от уровня теоретической базы и глубины научных исследований электромагнитных и электро-механических процессов в АД. Среди многих разделов теории управления АД вопросы высокоэффективного пуска, как наиболее распространённого на практике режима работы, являются весьма актуальными. Сложилась парадоксальная ситуация, когда при серийно выпускаемых промышленностью регулируемых в широком диапазоне скоростей асинхронных электроприводах (АЭП) практически отсутствуют надёжные, не дорогостоящие и эффективные пусковые устройства (ПУ). Во многих случаях продолжается использование прямого пуска АД со всеми вытекающими отсюда негативными последствиями. Сам изобретатель этого двигателя М.О. Доливо-Добровольский сокрушался по этому поводу, говоря, что "по-видимому, мы переусердствуем, когда накоротко замыкаем ротор двигателя". Заметим, что ПУ с управляемыми параметрами цепи ротора и по сей день широко применяются в виде систем АД с фазным ротором, либо со специальной конструкцией ротора. Для более прогрессивного решения проблемы ПУ требуется доскональное изучение переходных процессов пуска на основе адекватных математических моделей.

Несмотря на большой задел в теории переходных процессов, по мере совершенствования математических моделей АД возникают вопросы их адекватности, чему способствует также широкое применение в настоящее время полупроводниковых систем управления. Вопросы, связанные с адекватностью, возникают и при анализе процесса пуска АД, особенно на первом его этапе, когда при подключении АД к сети ротор ещё находится в неподвижном состоянии. При этом механическая мощность двигателя равна нулю, и вся потребляемая электрическая энергия преобразуется в энергию магнитного поля и в тепловую энергию. В этом случае возникает вопрос о достаточности принципа инвариантности мощности для определения пуско-

вого электромагнитного момента, и как следствие – необходимости дополнительного исследования электромагнитных процессов, обуславливающих взаимодействие неподвижных контуров АД с запасаемой энергией. Не менее важным вопросом является рассмотрение адекватности преобразований в теории математического моделирования АД для случаев переходных и установившихся режимов с несинусоидальными напряжениями и токами. Учитывая, что порой в публикациях по проблеме адекватности появляются противоречивые суждения, в данной статье делается попытка внести определённую ясность в эти вопросы.

Принцип инвариантности мощности, адекватность и методы верификации математических преобразований

Разработка той или иной модели АД связана со стремлением упростить процедуру анализа и синтеза электромагнитных и электро-механических переходных процессов при сохранении полной адекватности получаемых результатов. При математическом моделировании АД преобразуется исходная система дифференциальных уравнений относительно реальных переменных, что позволяет уменьшить число уравнений и привести их к линейному виду. В результате преобразований удаётся, с одной стороны, получить аналитические выражения удобные для исследования переходных процессов, а с другой, – построить быстродействующие системы управления электромагнитными процессами в АД в реальном масштабе времени. Наибольшее распространение получили два вида преобразований, одно из них связано с переходом от многофазного АД к эквивалентному двухфазному, а иногда и к однофазной эквивалентной схеме замещения [1], второе – с преобразованием координатных осей ротора. Чтобы эти преобразования были адекватными, необходимо выполнить условие инвариантности мгновенной мощности электрической машины. Как правило, в процессе математических преобразований широко используется теория матриц [2], спирально-векторная теория [1], метод изображающих векторов на комплексной плоскости [3] и др.

В настоящей работе подробно рассматриваются вопросы адекватности первого вида преобразований для анализа переходных процессов пуска АД. Исходным условием данного преобразования является равенство результирующих векторов НС и их одинаковое пространственное положение в каждое мгновение работы реального и эквивалентного АД (рис.1).

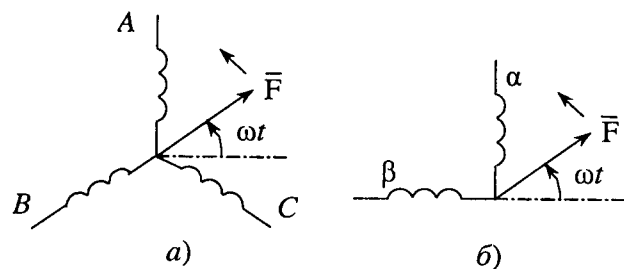


Рис.1. Пространственное расположение результирующего вектора НС и осей обмоток трехфазного (а) и эквивалентного двухфазного (б) АД

Если трёхфазная система фазных НС произвольной формы записана в виде

$$\begin{aligned} F_a &= F_m f(\omega t); \quad F_b = F_m f(\omega t - 2\pi/3); \\ F_c &= F_m f(\omega t - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (1)$$

то при прямой их последовательности (рис.2) вектор результирующей НС \bar{F} вращается против движения часовой стрелки в общем случае с непостоянной угловой скоростью, проходя оси фаз A, B, C за один полный оборот.

Согласно рис.1 проекции фазных НС симметричного трёхфазного АД без нулевого провода на взаимно перпендикулярные оси α и β эквивалентного двухфазного АД находятся из выражений:

$$\begin{aligned} F_\alpha &= F_a + F_b \cos(2\pi/3) + F_c \cos(4\pi/3) = \\ &= F_a - 1/2 (F_b + F_c) = (3/2) F_a; \\ F_\beta &= F_b \cos(\pi/6) + F_c \cos(5\pi/6) = \\ &= (\sqrt{3}/2) (F_b - F_c). \end{aligned} \quad (2)$$

Чтобы эквивалентный двухфазный АД имел одинаковое с трёхфазным АД вращающееся магнитное поле, необходимо чтобы по осям α и β действовали фазные НС, определяемые из (2). Заметим, что если фазные НС являются синусоидальными, то получим:

$$|\bar{F}| = \sqrt{F_\alpha^2 + F_\beta^2} = (3/2) F_m, \quad (3)$$

что означает круговое вращение магнитного поля. При несинусоидальных токах, к которым относятся и токи переходного процесса пуска АД, вращающееся магнитное поле не будет круговым.

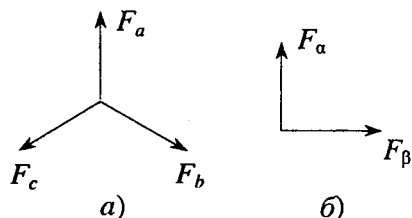


Рис.2. Векторные диаграммы прямой последовательности фазных НС трёхфазного (а) и эквивалентного двухфазного (б) АД

В общем случае число витков обмоток α и β может быть не равно числу витков обмоток a, b, c и связано, например, соотношением $w_{\alpha,\beta} = k w_{a,b,c}$, где k – произвольное число. Поделив правые и левые части выражений (2) на $w_{\alpha,\beta}$, получим выражения для токов статора и ротора преобразованного АД:

$$i_\alpha = (3/2k) i_a; \quad i_\beta = (\sqrt{3}/2k) (i_b - i_c). \quad (4)$$

Для определения напряжений u_α и u_β необходимо воспользоваться условием инвариантности мощности:

$$u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c. \quad (5)$$

Подставляя (4) в (5) и учитывая, что $u_a + u_b + u_c = i_a + i_b + i_c = 0$, получаем:

$$\begin{aligned} i_b ((\sqrt{3}/2k) u_\beta - (3/2k) u_\alpha) - i_c ((3/2k) u_\alpha + \\ + (\sqrt{3}/2k) u_\beta) = i_b (u_b - u_a) - i_c (u_a - u_c). \end{aligned} \quad (6)$$

Приравнявая сомножители при одноименных переменных, получаем:

$$u_\alpha = k u_a; \quad u_\beta = (k/\sqrt{3}) (u_b - u_c). \quad (7)$$

Следует обратить особое внимание на то, что преобразование выполнено при произвольных формах кривых напряжений и токов, что делает данный метод анализа более универсальным, чем метод спиральных векторов [1].

Из (4) и (7) получаем матрицы преобразования переменных:

$$\begin{aligned} C_u &= \begin{matrix} & a & b & c \\ \alpha & k & & \\ \beta & & k/\sqrt{3} & -k/\sqrt{3} \end{matrix}; \\ C_i^s &= C_i^r = \begin{matrix} & a & b & c \\ \alpha & 3/(2k) & & \\ \beta & & (\sqrt{3}/2k) & -(\sqrt{3}/2k) \end{matrix}; \\ C_u' &= \begin{matrix} & \alpha & \beta \\ a & 1/k & \\ b & -1/(2k) & (\sqrt{3}/2k) \\ c & -1/(2k) & -(\sqrt{3}/2k) \end{matrix}; \quad C_i' = \begin{matrix} & \alpha & \beta \\ a & 2k/3 & \\ b & -k/3 & k/\sqrt{3} \\ c & -k/3 & -k/\sqrt{3} \end{matrix}. \end{aligned} \quad (8)$$

С помощью матриц преобразования переменных определяется матрица параметров Z' преобразованного АД:

$$C_u u = u' = C_u Z i = C_u Z C_i' i' = Z' i', \quad (9)$$

где $Z' = C_u Z C_i'$.

На основании (9) находится аналитическое выражение для мгновенного пускового момента эквивалентного двухфазного АД.

Для верификации аналитических выражений можно использовать три метода: аналитический, численный и экспериментальный. При аналитическом методе следует в полученном аналитическом выражении момента выразить преобразованные токи через реальные и полученный результат сравнить с аналитическим выражением электромагнитного момента непреобразованного АД. Этот метод наиболее простой и точный, но имеет один недостаток – его трудно реализовать при ненулевой скорости ротора. В этом случае нужно применять численные либо экспериментальные методы верификации. При экспериментальном методе следует ожидать невысокую точность, так как получаемые опытным путём временные диаграммы могут значительно отличаться от расчётных из-за принятых при теоретическом анализе допущений, а также по причине погрешности измерений.

Аналитические выражения для мгновенного пускового момента трёхфазного и эквивалентного двухфазного АД

Анализ электромагнитных процессов в АД и вывод аналитических выражений для мгновенного момента производится при общепринятых допущениях:

- процессы в АД описываются линейными дифференциальными уравнениями, когда магнитопровод не насыщен и потери мощности в нём отсутствуют;
- изменение взаимных индуктивностей в зависимости от угла поворота ротора и распределение магнитной индукции вдоль воздушного зазора – синусоидальные;
- внутреннее сопротивление источника питания (сети) равно нулю.

С учётом этих условий найдём сначала аналитическое выражение пускового момента не преобразованного трёхфазного АД, воспользовавшись для этого системой уравнений, составленной для реальных токов двигателя [4]. Для упрощения дальнейшего анализа заторможенного двигателя совместим оси фаз ротора с одноименными осями статора и в матричной форме получим:

$$\begin{matrix} s & & r \\ \begin{bmatrix} u_s \\ r \end{bmatrix} = \begin{matrix} s & r \\ \begin{bmatrix} (R_s + p l_s) + 1,5 p M & 1,5 p M \\ 1,5 p M & (R_r + p l_r + 1,5 p M) \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (10)$$

где u_s , i_s и i_r – столбцовые матрицы 3×1 соответствующих фазных напряжений и токов; 1 – единичная матрица 3×3 .

Из (10) следует, что исходная система из шести дифференциальных уравнений распадается

на три пары независимых уравнений. Это свойство симметричных АД получило название сегрегации фаз [1]. В результате для одной фазы АД имеем следующую систему из двух уравнений:

$$\begin{aligned} u_s &= [R_s + p(l_s + 1,5M)] i_s + 1,5M p i_r; \\ 0 &= [R_r' + p(l_r' + 1,5M)] i_r' + 1,5M p i_s. \end{aligned} \quad (11)$$

Уравнения (11) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_s &= (R_s + l_s p) i_s + 1,5M p i_m; \\ 0 &= (R_r' + l_r' p) i_r' + 1,5M p i_m, \end{aligned} \quad (12)$$

где $i_m = i_s + i_r'$.

Уравнениям (12) соответствует эквивалентная схема замещения одной фазы трёхфазного АД при неподвижном роторе и мгновенных напряжениях и токах (рис.3).

При расчёте установившихся токов знак дифференцирования p заменяется на $j\omega$, при этом в контуре намагничивания появляется сопротивление, равное $1,5 X_m$.

К сожалению, в отдельных публикациях, например [5], ошибочно отождествляются схемы замещения заторможенного АД и трансформатора в режиме КЗ. Появляющаяся при этом потеря коэффициента $1,5$ перед M (X_m) приводит к неадекватности математической модели и схемы замещения трехфазного АД. В общем случае симметричного m -фазного АД этот коэффициент равен $m/2$.

Аналитическое выражение для переходных токов и электромагнитного момента при пуске АД легко находится из уравнений (12), имеющих следующее характеристическое уравнение:

$$p^2[(l_s + 1,5M)(l_r' + 1,5M) - 2,25M^2] + p[R_r'(l_s + 1,5M) + R_s(l_r' + 1,5M)] + R_s R_r' = 0. \quad (13)$$

Учитывая, что в реальных АД $l_s \approx l_r' = l$, получаем:

$$p_{1,2} = \frac{-(l + 1,5M)(R_s + R_r') \pm \sqrt{(l^2 + 3lM)(R_s - R_r')^2 + 2,25M^2(R_s + R_r')^2}}{2(l + 1,5M)(R_s + R_r')} \quad (14)$$

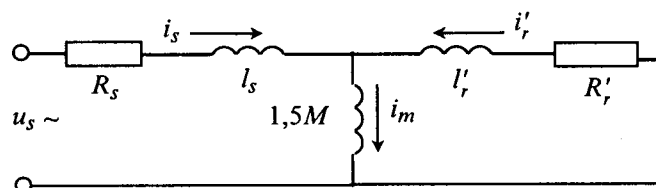


Рис.3. Эквивалентная схема замещения одной фазы АД при переходном процессе пуска

Подкоренное выражение всегда положительно, следовательно, корни $p_{1,2}$ – действительные числа.

Если в (14) заменить $R_s - R'_r$ на большее число $R_s + R'_r$, то подкоренное выражение увеличится, но и в этом случае оно будет только равно первому члену числителя. Следовательно, корни $p_{1,2}$ будут действительными и отрицательными числами. Поэтому решения уравнения (11) для искомых токов запишутся в виде:

$$i_{s,r} = i_{s,r \text{ уст}} + A_{1(s,r)} \exp p_1 t + A_{2(s,r)} \exp p_2 t. \quad (15)$$

Согласно [12] мгновенный пусковой момент определяется из выражения:

$$\begin{matrix} s & r \\ \boxed{i_s} & \boxed{i_r} \end{matrix} \begin{matrix} s & r \\ & d\mathbf{M}_{sr}/d\theta \\ r & d\mathbf{M}_{rs}/d\theta \end{matrix} \begin{matrix} s & r \\ \boxed{i_s} \\ & \boxed{i_r} \end{matrix}, \quad (16)$$

где $M(t) = 1/2$;

$$\mathbf{M}_{sr} = \begin{matrix} a & b & c \\ \begin{matrix} a \\ b \\ c \end{matrix} & \begin{matrix} M\cos\theta & M\cos(\theta + 2\pi/3) & M\cos(\theta + 4\pi/3) \\ M\cos(\theta - 2\pi/3) & M\cos\theta & M\cos(\theta + 2\pi/3) \\ M\cos(\theta - 4\pi/3) & M\cos(\theta - 2\pi/3) & M\cos\theta \end{matrix} \end{matrix};$$

$\mathbf{M}_{rs} = \mathbf{M}_{sr}^t$; θ – угол поворота ротора.

После дифференцирования и подстановки $\theta = 0$ (условие неподвижного ротора) для $M(t)$ двигателя с одной парой полюсов получим:

$$M(t) = (\sqrt{3}/2) M [i_{sa}(i_{rc} - i_{rb}) + i_{sb}(i_{ra} - i_{rc}) + i_{sc}(i_{rb} - i_{ra})]. \quad (17)$$

Выражение (17), известное из [6], можно записать в другом виде, удобном для аналитической верификации $M(t)$. Для этого раскроем скобки у двух последних слагаемых в (17), перегруппируем члены и, используя условие $\sum i_{s(a,b,c)} = \sum i_{r(a,b,c)} = 0$, получим:

$$(i_{sc} i_{rb} - i_{sb} i_{rc}) = 1/2 [i_{ra}(i_{sb} - i_{sc}) - i_{sa}(i_{rb} - i_{rc})]. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (17), окончательно находим:

$$M(t) = 3\sqrt{3}/4 M [i_{ra}(i_{sb} - i_{sc}) - i_{sa}(i_{rb} - i_{rc})]. \quad (19)$$

Выражение (19) справедливо при произвольных законах изменения во времени токов статора и ротора.

Для определения момента $M(t)$, эквивалентного двухфазного АД необходимо найти Z' в (9). В результате перемножения матриц для \mathbf{u}' получим:

$$\mathbf{u}' = \begin{matrix} \alpha & \beta & \alpha & \beta \\ \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ \alpha \\ \beta \end{matrix} & \begin{matrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ \\ \end{matrix} \end{matrix} = \begin{matrix} \alpha & \beta & \alpha & \beta \\ \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ \alpha \\ \beta \end{matrix} & \begin{matrix} Z'_{\alpha s} & & k^2 M p & \\ & Z'_{\beta s} & & k^2 M p \\ k^2 M p & & Z'_{\alpha r} & \\ & k^2 M p & & Z'_{\beta r} \end{matrix} \end{matrix} \begin{matrix} \alpha & \beta \\ \begin{matrix} \alpha \\ \beta \end{matrix} & \begin{matrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{matrix} \end{matrix}, \quad (20)$$

где

$$Z'_{\alpha s} = Z'_{\beta s} = (2k^2/3)(R_s + l_s p + 1,5Mp); Z'_{\alpha r} = Z'_{\beta r} = (2k^2/3)(R_r + l_r p + 1,5Mp).$$

Система уравнений (20), как и в случае трёхфазного АД, распадается по-фазно на две независимые пары, при этом матрица параметров каждой из фаз в $3/(2k^2)$ раз отличается от матрицы параметров фазы исходного двигателя (11). Поэтому с учётом этого коэффициента одинаковыми будут характеристические уравнения и их корни.

Мгновенный электромагнитный момент $M(t)$, определяется по формуле, аналогичной (16), при этом матрицы взаимных индуктивностей

$$\mathbf{M}_{rs(\alpha,\beta)} = \begin{matrix} & \alpha & \beta \\ \begin{matrix} \alpha \\ \beta \end{matrix} & \begin{matrix} k^2 M \cos\theta & k^2 M \cos(\theta + \pi/2) \\ k^2 M \cos(\theta - \pi/2) & k^2 M \cos\theta \end{matrix} \end{matrix}.$$

$$\mathbf{M}_{rs(\alpha\beta)} = \mathbf{M}_{sr(\alpha\beta)}^t. \quad (21)$$

После дифференцирования и подстановки $\theta = 0$ получим:

$$M(t)_3 = k^2 M (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}). \quad (22)$$

Как отмечалось выше, коэффициент k может принимать произвольные значения, однако значение $M(t)_3$ в (22) не будет от этого зависеть, поскольку k входит также в знаменатели выражений для преобразованных токов. На практике наибольшее распространение получили два выражения для $M(t)_3$: либо напряжение, либо ток одной из фаз эквивалентного двухфазного АД равны соответствующим реальным переменным исходного трёхфазного двигателя. Согласно (4) и (7) в первом случае $[u_{\alpha} = u_a, i_{\alpha} = (3/2)i_a]$ $k = 1$, во втором случае $[u_{\alpha} = (3/2)u_a, i_{\alpha} = i_a]$ $k = 3/2$. Соответственно в (22) коэффициент k^2 будет равен 1 и 9/4.

Чтобы подтвердить адекватность полученного выражения, а вместе с ним и всей процедуры преобразований исходного трёхфазного АД, достаточно в (22) подставить значения токов в осях $\alpha - \beta$, выраженные через реальные токи согласно (4). В результате подстановки получаем выражение, полностью совпадающее с (19), т.е. $M(t)_3 = M(t)$. Таким образом, при преобразовании числа фаз АД обеспечивается адекватность мгновенного пускового момента при любом характере изменения во времени напряжений и токов.

Рассмотренные вопросы адекватности относятся лишь к одному виду преобразования, связанного с заменой многофазного АД на эквивалентный двухфазный при условии заторможен-

ного ротора. При вращении ротора для получения линейной математической модели АД необходимо дополнительно преобразовать систему координат ротора. В этом случае для подтверждения адекватности преобразования необходимо дополнительное исследование, изложение результатов которого, к сожалению, выходит за формат данной статьи.

Выводы

Полученные результаты справедливы при условии выполнения принятых допущений, которые вытекают из линейности системы "источник питания – АД". Вместе с тем известно, что в настоящее время для управления АД при различных режимах работы, включая пусковой, широко используются силовые полупроводниковые преобразователи, не все из которых могут быть отнесены к эквивалентным линейным источникам несинусоидального напряжения. Типичным примером является класс преобразователей с изменяющейся структурой силовой цепи в зависимости от значения входного сигнала и режима работы АД [4]. При нелинейных источниках питания рассмотренное преобразование становится неадекватным. По-видимому, этим обстоятельством обусловлены высказывания в [1,6] о неправомерности замены трёхфазного АД на эквивалентный двухфазный двигатель при несинусоидальных напряжениях и токах.

Выводы

1. Для линейной системы "источник питания – АД" преобразование числа фаз при анализе переходных процессов пуска двигателя является адекватным независимо от формы кривых напряжений и токов.

2. Для анализа электромагнитных переходных процессов пуска АД на этапе неподвижного состояния ротора можно использовать свойство сегрегации фаз и решать систему из двух дифференциальных уравнений, не прибегая к эквивалентному преобразованию двигателя.

3. Коэффициент в выражении электромагнитного момента эквивалентного двухфазного АД может иметь различные значения в зависимости от выбранного значения k при преобразовании напряжений и токов трёхфазного АД.

4. В эквивалентной схеме замещения трёхфазного АД в контуре намагничивания перед параметром M (X_m) должен присутствовать коэффициент $3/2$.

5. Рассмотренные вопросы адекватности математических моделей АД при анализе переходных процессов позволяют целенаправленно подойти к формированию мгновенного пускового момента [7–10], обеспечивающего мягкий пуск двигателя с высокой интенсивностью разгона при больших нагрузочных моментах.

Список литературы

1. Yamamura S. Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines. Oxford: Clarendon Press, 1992.
2. Хэнкок Н. Матричный анализ электрических машин. Пер. с англ. М.: Энергия, 1967.
3. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л: Госэнергоиздат, 1963.
4. Глазенко Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Гольдберг О.Д. и др. Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования. Учеб. пособие для вузов. М.: Высшая школа, 2001.
6. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1994.
7. Chrisanov V, Brzesinski R. Intelligent Soft Starters for Induction Motors on the Base of Fuzzy Logic Control // Proceedings of the 10-th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC). Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 2002. CD-ROM.
8. Brzesinski R., Chrisanov V. Reliable and Intelligent Technology of Soft-Starting Electrical Machines // Proceedings of the 5-th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. Szczecin, Poland, 2001. Vol. Supplement. P.179–182.
9. Chrisanov V. I., Szymczak P. Transient Analysis of Induction Motor Hard and Soft-Starting // Proceedings of the 14-th International Conference on Electrical Machines, ICEM, Helsinki, Finland, 2000. Vol. 1. P.432–435.
10. Burgos – Payan M., Gonzalez Rodriguer A.G., Izquierdo Mitchell C. Improving Soft-Starting of Induction Generator // Proceedings of the 15-th International Conference on Electrical Machines, ICEM, Bruges-Belgium, 2002. CD-ROM.

Хрисанов Валерий Иванович – профессор кафедры силовой электроники С.-Петербургского ГУ телекоммуникаций. Окончил электромеханический факультет ленинградского политехнического института в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Полупроводниковые маловентильные преобразователи с непосредственной связью для асинхронных электроприводов" в МЭИ в 1990 г.

Бржезинский Ришард – доцент кафедры "Интегральные системы силовой электроники" Технического университета г. Зелона Гура. Окончил факультет электрических машин во Вроцлавском политехническом институте в 1977 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Синтез и критерии выбора механических характеристик асинхронных двигателей с индукционными сопротивлениями" в 1981 г.

Системные схемы замещения трехфазных машин и их применение для расчета несимметричных режимов электрических систем

ШАКИРОВ М.А.

Рассматриваются новые схемные модели синхронных и асинхронных машин, позволяющие рассчитывать несимметричные режимы трехфазных систем в реальных величинах без применения метода симметричных составляющих.

Начиная с 1918 г., года "открытия" С.Л.Фортеску *"метода симметричных координат"* [1], принято считать, что *"решение вопросов, связанных с несимметричными электрическими системами, практически возможно только при помощи метода симметричных составляющих"* [2, с.5]. В основе метода лежит идея замены несимметричной, в частности, трехфазной системы действительно существующих токов *три* воображаемыми и одновременно действующими системами: системой токов прямой, системой токов обратной и системой токов нулевой последовательностей. При этом для каждой последовательности составляется *своя* схема замещения *со своими* сопротивлениями соответственно прямой (Z_1) или обратной (Z_2), или нулевой (Z_0) последовательностей симметричного устройства. Между тем, весьма привлекательным является подход, в котором используется *одна* общая схема замещения устройства и расчет ведется относительно действительных токов, как в обычных цепях. Поскольку такая схема должна *обслуживать* одновременно все три системы последовательностей, будем называть ее *системной*. Пример такой схемы для трехфазных электрических машин и приводимый в учебных пособиях способ ее получения с помощью *матрицы преобразования симметричных координат в фазные координаты*, впервые рассмотрен в [3, с.79] и [4, с.391], где эта матрица называется *тензором последовательностей*. Недостатками этой схемы являются: 1) *насыщенность* управляющими сопротивлениями (они имеют место между *всеми* ветвями схемы); 2) *зависимость* от сопротивления нулевой последовательности (Z_0) *всех* (как собственных, так и управляющих) параметров схемы; 3) схема замещения дается только в Z -параметрах, что неудобно при расчете схем, описываемых в Y -базисе.

Примечание 1. Системные схемы замещения, помимо своей *естественности*, представляют особый интерес для общих случаев при расчете систем с *несимметричными сопротивлениями фаз и несимметричными взаимными индуктивностями между фазами*. В этих случаях метод симметричных составляющих теряет главное свое достоинство, поскольку теперь падения напряжений любой из последовательности *зависят* от токов других последовательностей [5, с.194], что приводит к *"чрезвычайно сложным"* решениям [2, с.345].

В настоящей статье преследуются три цели:

- вывод *более простых* системных схем замещения для трехфазных асинхронных и синхронных машин;

- доказательство возможности их получения *без применения метода симметричных составляющих*, т.е. без использования матрицы С.Л.Фортеску (1);

- иллюстрация применения полученных системных схем замещения при расчете *сложных несимметричных систем в действительных (т.е. фазных) величинах*.

Системная Z -модель асинхронного трехфазного двигателя (АД)

Как элемент цепи обычный трехфазный АД при заданной частоте вращения ротора является *симметричным* и, в то же время, *невзаимным* многополюсником. На схемной модели такой многополюсник может быть представлен двумя частями: 1) *полностью симметричной частью* в виде трех одинаковых сопротивлений ветвей (Z) со взаимными управляющими сопротивлениями (Z_N) и 2) *невзаимной частью* в виде трех *однопольных* управляющих сопротивлений (Z_{rot}), как показано пунктиром на рис.1,а для случая соединения фаз АД в звезду. После развязки взаимных управляющих сопротивлений (Z_N), получаем новую системную схему, изображенную на рис.1,б, где $Z_{div} = Z - Z_N$. Индекс *rot* от латинс-

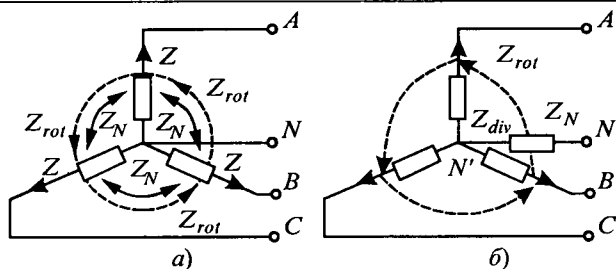


Рис.1. Системные модели АД с шестью (а) и тремя (б) управляющими сопротивлениями

кого слова *rotare* – вращать, а *div* – от латинского *divergentis* – расхождение или проникновение. Схема рис.1,б полностью эквивалентна схеме рис.1,а со стороны внешних полюсов A, B, C и N многополюсника, но *проще* ее, так как содержит минимально возможное число управляющих сопротивлений (Z_{rot}), равное трем, и, кроме того, параметры Z_{div} , Z_{rot} , Z_N весьма просто выражаются через сопротивления Z_1 , Z_2 , Z_0 . Действительно, при подключении схемы рис.1,б

к симметричной системе ЭДС ($\dot{E}_A, a^2 \dot{E}_A, a \dot{E}_A$, где $a = e^{j2\pi/3}$) с общим узлом в полюсе N , когда в АД имеет место симметричный режим прямой последовательности, для фазы A

$$Z_{div} \dot{I}_{A1} + Z_{rot} (a^2 \dot{I}_{A1}) = \dot{E}_A. \quad (1)$$

Если схему рис.1,б подключить к симметричной системе ЭДС ($\dot{E}_A, a \dot{E}_A, a^2 \dot{E}_A$), когда в АД имеет место симметричный режим обратной последовательности, уравнение для фазы A принимает вид

$$Z_{div} \dot{I}_{A2} + Z_{rot} (a \dot{I}_{A2}) = \dot{E}_A. \quad (2)$$

Уравнения (1) и (2) могут быть переписаны в виде

$$Z_{div} + a^2 Z_{rot} = \frac{\dot{E}_A}{\dot{I}_{A1}} = Z_1; \quad Z_{div} + a Z_{rot} = \frac{\dot{E}_A}{\dot{I}_{A2}} = Z_2, \quad (3)$$

откуда следует

$$\begin{aligned} Z_{div} &= \frac{Z_1 - a Z_2}{1 - a} = \frac{(1 - a^2) Z_1 + (1 - a) Z_2}{3}, \\ Z_{rot} &= \frac{Z_1 - Z_2}{a^2 - a} = \frac{(a - a^2)(Z_1 - Z_2)}{3}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для идентификации Z_N подключим схему рис.1,б к синфазной системе ЭДС ($\dot{E}_A, \dot{E}_A, \dot{E}_A$), когда в АД имеет место симметричный режим нулевой последовательности: по ветвям всех фаз пойдет один и тот же ток \dot{I}_0 , а через сопротив-

ление Z_N ток $3\dot{I}_0$. В этом случае для любой из фаз

$$(Z_{div} + Z_{rot} + 3Z_N) \dot{I}_0 = \dot{E}_A \quad \text{или}$$

$$(Z_{div} + Z_{rot} + 3Z_N) = \frac{\dot{E}_A}{\dot{I}_0} = Z_0,$$

откуда

$$Z_N = \frac{Z_0 - (Z_{div} + Z_{rot})}{3} = \frac{Z_0 + a^2 Z_1 + a Z_2}{3}. \quad (5)$$

Примечание 2. Из (4) следует, что при неподвижном роторе, когда $Z_1 = Z_2$, параметры системной схемы (рис.1,б)

$$Z_{div} = [(1 - a^2) + 1 - a] Z_1 / 3 = Z_1; \quad Z_{rot} = 0;$$

$$Z_N = (Z_0 - Z_1) / 3. \quad (6)$$

Полученная модель состоит из Z -ветвей и является, следовательно, *звездной Z-моделью* АД.

Системные модели синхронного трехфазного генератора (СГ)

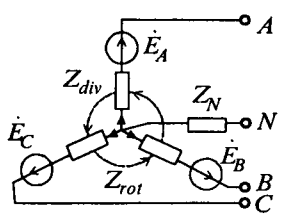
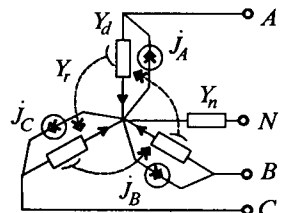
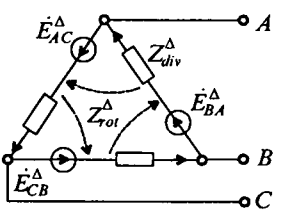
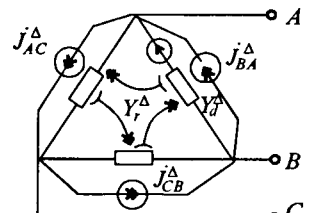
Системная Z -модель СГ при соединении обмоток звездой, отличается от звездной Z -модели АД наличием источников ЭДС, как показано в поз.1 табл.1. Такие модели удобны при выполнении расчетов цепей, содержащих АД и СГ, методом контурных токов (МКТ). При выполнении расчетов по методу узловых напряжений (МУН) необходима Y -модель СГ. Принцип построения такой модели дуален изложенному в предыдущем разделе. Найденная таким образом *звездная Y-модель* СГ представлена в поз.2 табл.1, при этом обозначено:

$$Y_1 = 1 / Z_1; \quad Y_2 = 1 / Z_2; \quad Y_0 = 1 / Z_0. \quad (7)$$

Пунктирной линией обозначается управляющая проводимость – понятие, дуальное управляющему сопротивлению: *двойной накопечник* стрелки символизирует источник тока, а ее начало в виде скобки указывает, что управляющим является напряжение ветви, от которой эта стрелка направлена.

Примечание 3. Изложенный способ перехода от модели рис.1,а к модели рис.1,б показывает, что можно получить множество других эквивалентных моделей АД или СГ. Важным достоинством представленных в табл.1 моделей по сравнению с известной состоит в том, что: 1) они содержат *минимум управляющих связей*; 2) от значения Z_0 зависят только параметры нейтральных ветвей, т.е. Z_N и Y_n . Заметим, что $Y_n \neq 1 / Z_N$. Точно также и остальные параметры звездной Y -модели не могут быть получены обращением матрицы сопротивлений звездной Z -модели, так как обратная матрица окажется полностью заполненной.

Системные модели трехфазных синхронных генераторов

№	Схема замещения	Параметры схемы замещения	Связь с другими параметрами
1		$Z_{div} = \frac{(1-a^2)Z_1 + (1-a)Z_2}{3}$ $Z_{rot} = \frac{(a-a^2)}{3}(Z_1 - Z_2)$ $Z_N = \frac{Z_0 + a^2Z_1 + aZ_2}{3}$	$Z_{div} = Z_{div}^\Delta / 3$ $Z_{rot} = Z_{rot}^\Delta / 3$ $\dot{E}_A = (\dot{E}_{BA} - \dot{E}_{AC})/3$ $\dot{E}_B = (\dot{E}_{CB} - \dot{E}_{BA})/3$ $\dot{E}_C = (\dot{E}_{AC} - \dot{E}_{CB})/3$
2	 $\dot{J}_A = Y_d \dot{E}_A + Y_r \dot{E}_B$ $\dot{J}_B = Y_d \dot{E}_B + Y_r \dot{E}_C$ $\dot{J}_C = Y_d \dot{E}_C + Y_r \dot{E}_A$	$Y_d = \frac{(1-a^2)Y_1 + (1-a)Y_2}{3}$ $Y_r = \frac{(a-a^2)}{3}(Y_1 - Y_2)$ $Y_n = 3Y_0 \frac{a^2Y_1 + aY_2}{Y_0 + a^2Y_1 + aY_2}$ <p>При $\dot{E}_B = a^2\dot{E}_A$, $\dot{E}_C = a\dot{E}_A$:</p> $\dot{J}_A = Y_1\dot{E}_A, \dot{J}_B = a^2\dot{J}_A, \dot{J}_C = a\dot{J}_A$	$Y_d = 3Y_d^\Delta$ $Y_r = 3Y_r^\Delta$ $\dot{J}_A = \dot{J}_{BA}^\Delta - \dot{J}_{AC}^\Delta$ $\dot{J}_B = \dot{J}_{CB}^\Delta - \dot{J}_{BA}^\Delta$ $\dot{J}_C = \dot{J}_{AC}^\Delta - \dot{J}_{CB}^\Delta$
3		$Z_{div}^\Delta = \frac{(1-a^2)Z_1^\Delta + (1-a)Z_2^\Delta}{3}$ $Z_{rot}^\Delta = \frac{(a-a^2)}{3}(Z_1^\Delta - Z_2^\Delta)$ $\dot{E}_{BA} = \dot{E}_A - \dot{E}_B$ $\dot{E}_{CB} = \dot{E}_B - \dot{E}_C$ $\dot{E}_{AC} = \dot{E}_C - \dot{E}_A$	$Z_{div}^\Delta = 3Z_{div}$ $Z_{rot}^\Delta = 3Z_{rot}$
4		$Y_d^\Delta = \frac{(1-a^2)Y_1^\Delta + (1-a)Y_2^\Delta}{3}$ $Y_r^\Delta = \frac{(a-a^2)}{3}(Y_1^\Delta - Y_2^\Delta)$ $\dot{J}_{BA}^\Delta = (\dot{J}_A - \dot{J}_B)/3$ $\dot{J}_{CB}^\Delta = (\dot{J}_B - \dot{J}_C)/3$ $\dot{J}_{AC}^\Delta = (\dot{J}_C - \dot{J}_A)/3$	$Y_d^\Delta = Y_d / 3$ $Y_r^\Delta = Y_r / 3$ <p>При симметрии ЭДС:</p> $\dot{J}_{BA}^\Delta = (1-a^2)\dot{E}_A / 3Z_1$ $\dot{J}_{CB}^\Delta = a^2\dot{J}_{BA}^\Delta$ $\dot{J}_{AC}^\Delta = a\dot{J}_{BA}^\Delta$

Если полюс N не имеет соединений, то нейтральная ветвь в приведенных моделях становится висячей и может быть отброшена. После этого они могут быть преобразованы в эквивалентные треугольные Z - и Y -модели, показанные в 3- и 4-й позициях табл.1, где обозначено

$$Z_1^\Delta = 3Z_1; \quad Z_2^\Delta = 3Z_2; \quad (8)$$

$$Y_d^\Delta = Y_d/3; \quad Y_r^\Delta = Y_r/3. \quad (9)$$

Очевидно, эти схемы соответствуют также соединению обмоток СГ в треугольник.

Примечание 4. Все схемы табл.1 могут рассматриваться и как модели АД, если в них устранить источники ЭДС и тока.

Примечание 5. Из табл.1 следует, что сис-

темные параметры СГ или АД содержат активные составляющие и в том случае, когда активные составляющие сопротивлений всех трех последовательностей принимаются равными нулю. При этом управляющий параметр становится чисто активным (см. ниже пример 3).

Примечание 6. Из формул табл.1 нетрудно получить представления параметров симметричных последовательностей через системные параметры:

$$Z_1 = Z_{div} + a^2Z_{rot}; \quad Z_2 = Z_{div} + aZ_{rot};$$

$$Z_0 = Z_{div} + Z_{rot} + 3Z_N; \quad Y_1 = Y_d + a^2Y_r;$$

$$Y_2 = Y_d + aY_r; \quad Y_0 = Y_n(Y_d + Y_r)/(Y_n + 3Y_d + 3Y_r);$$

$$Z_1^\Delta = Z_{div}^\Delta + a^2Z_{rot}^\Delta; \quad Z_2^\Delta = Z_{div}^\Delta + aZ_{rot}^\Delta;$$

$$Y_1^\Delta = Y_d^\Delta + a^2Y_r^\Delta; \quad Y_2^\Delta = Y_d^\Delta + aY_r^\Delta.$$

Расчет систем, содержащих СГ и АД. Анализ системы включает следующие этапы:

- выбор для каждого СГ и АД подходящей системной модели (табл.1);
- определение по заданным значениям Z_1 , Z_2 и Z_0 параметров системной модели каждого СГ и АД по формулам табл.1;
- расчет полученной схемы замещения цепи, содержащей СГ и АД, любым известным методом теории цепей.

Пример 1. Использование системных моделей табл.1 для расчета несимметричных режимов классическими методами иллюстрируется в табл.2 на примере двухфазного КЗ СГ. Поскольку полюс N не имеет соединения, то нейтральная ветвь в схемах поз.1 и 2 табл.2 отбрасывается, и, согласно примечанию 2, решение не будет зависеть от Z_0 . Элементарные преобразования уравнений и их решений во всех вариантах

табл.2 приводят к известным из теории электрических машин соотношениям [7]:

$$\dot{I}_{K3} = \frac{(a^2 - a)\dot{E}_A}{Z_1 + Z_2} = -j\sqrt{3} \frac{\dot{E}_A}{Z_1 + Z_2};$$

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{AC} = \frac{3Z_2\dot{E}_A}{Z_1 + Z_2} = j\sqrt{3}Z_2\dot{I}_{K3}.$$

Пример 2. В табл.3 рассматривается применение системных моделей для расчета однофазного КЗ СГ на землю с учетом сопротивления Z в месте КЗ. Как следует из первой позиции табл.3, в данном случае при использовании звездной Z -модели СГ формируется лишь одно уравнение, из которого немедленно определяется ток КЗ \dot{I}_A , совпадающий с известным выражением, приводимом во многих учебниках [6, 7]. Звездная Y -модель СГ будет полезной в более общих

Таблица 2

Расчет двухфазного короткого замыкания синхронного генератора с использованием системных моделей

№	Схема цепи при двухфазном КЗ СГ	Уравнение цепи	Вычисления по данным решения уравнений цепи
1		Метод контурных токов: $(2Z_{div} - Z_{rot})\dot{I}_B = \dot{E}_B - \dot{E}_C$	$\dot{I}_{K3} = \dot{I}_B, \dot{I}_C = -\dot{I}_B$ $\dot{U}_{AN} = \dot{E}_A - Z_{rot}\dot{I}_B$ $\dot{U}_{BN} = \dot{E}_B - (Z_{div}\dot{I}_B + Z_{rot}\dot{I}_C)$ $\dot{U}_{CN} = \dot{U}_{BN}$ $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{AN} - \dot{U}_{BN}$
2		Метод узловых напряжений: $\begin{bmatrix} Y_d & Y_r \\ Y_r & 2Y_d + Y_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_{AN} \\ \dot{U}_{BN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{J}_A \\ \dot{J}_B + \dot{J}_C \end{bmatrix}$	$\dot{U}_{CN} = \dot{U}_{BN}$ $\dot{I}_B = \dot{J}_B - (Y_d\dot{U}_{BN} + Y_r\dot{U}_{CN})$ $\dot{I}_{K3} = \dot{I}_B$ $\dot{I}_C = -\dot{I}_B$ $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{AN} - \dot{U}_{BN}$
3		Метод контурных токов: $\begin{bmatrix} Z_{11}^{\Delta} & Z_{rot}^{\Delta} \\ Z_{rot}^{\Delta} & Z_{div}^{\Delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{AC}^{\Delta} \\ \dot{I}_{CB}^{\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_{AC}^{\Delta} + \dot{E}_{BA}^{\Delta} \\ \dot{E}_{CB}^{\Delta} \end{bmatrix}$ Где $Z_{11}^{\Delta} = 2Z_{div}^{\Delta} + Z_{rot}^{\Delta}$	$\dot{I}_{BA}^{\Delta} = \dot{I}_{AC}^{\Delta}$ $\dot{I}_{K3} = \dot{I}_{CB}^{\Delta} - \dot{I}_{BA}^{\Delta}$ $\dot{U}_{BA} = Z_{div}^{\Delta}\dot{I}_{BA}^{\Delta} + Z_{rot}^{\Delta}\dot{I}_{CB}^{\Delta} - \dot{E}_{BA}^{\Delta}$ $\dot{U}_{AC} = -\dot{U}_{BA}$
4		Метод узловых напряжений: $(2Y_d^{\Delta} + Y_r^{\Delta})\dot{U}_{AB} = \dot{J}_{BA}^{\Delta} - \dot{J}_{AC}^{\Delta}$	$\dot{U}_{AC} = \dot{U}_{AB}$ $\dot{I}_{K3} = -\dot{J}_{BA}^{\Delta} + Y_d^{\Delta}\dot{U}_{AB}$

Однофазный режим работы СГ

№	Схема цепи	Уравнения цепи	Вычисления по данным решения уравнений цепи																
1		<p>Метод контурных токов:</p> $(Z_{div} + Z_N + Z) \dot{I}_A = \dot{E}_A,$ <p>откуда</p> $\dot{I}_A = \dot{E}_A / (Z_{div} + Z_N + Z) = \frac{3 \dot{E}_A}{Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z}$	$\dot{U}_{BN} = \dot{E}_B - Z_N \dot{I}_A = \frac{(a^2 - 1)Z_0 + (a^2 - a)Z_2 + 3a^2 Z}{Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z} \dot{E}_A$ $\dot{U}_{CN} = \dot{E}_C - (Z_N + Z_{rot}) \dot{I}_A = \frac{(a - 1)Z_0 + (a - a^2)Z_2 + 3aZ}{Z_0 + Z_1 + Z_2 + 3Z} \dot{E}_A$																
2		<p>Метод узловых напряжений:</p> <table><tr><td>$Y_d + Y$</td><td>Y_r</td><td></td><td>$-Y$</td></tr><tr><td></td><td>Y_d</td><td>Y_r</td><td></td></tr><tr><td>Y_r</td><td></td><td>Y_d</td><td></td></tr><tr><td>$-Y$</td><td></td><td></td><td>$Y_n + Y$</td></tr></table> $Y = 1/Z$	$Y_d + Y$	Y_r		$-Y$		Y_d	Y_r		Y_r		Y_d		$-Y$			$Y_n + Y$	$\dot{I}_A = Y_n \dot{U}_{NO'}$ $\dot{U}_{AN} = \dot{U}_{AO'} - \dot{U}_{NO'}$ $\dot{U}_{BN} = \dot{U}_{BO'} - \dot{U}_{NO'}$ $\dot{U}_{CN} = \dot{U}_{CO'} - \dot{U}_{NO'}$
$Y_d + Y$	Y_r		$-Y$																
	Y_d	Y_r																	
Y_r		Y_d																	
$-Y$			$Y_n + Y$																

случаях, если решение ищется в численном виде и используется программа расчета цепей, основанная на МУН.

Пример 3. Наиболее сложная несимметричная система, рассматриваемая с целью иллюстрации метода симметричных составляющих, представлена в [2, с.57]. Система состоит из двух генераторных станций, связанных двумя линиями передачи длиной 48 км, как показано на рис.2, где приведены также параметры генераторов, трансформаторов (со стороны линий) и линий для симметричных последовательностей в *омах*. На расстоянии 13 км от шин левой станции имеет место КЗ на землю одной из фаз второй линии. Сопротивление в месте КЗ обозначим через Z_{K3} . Индексы *left* и *right* указывают на принадлежность параметра соответственно левому или правому трансформатору. Индекс *line* относится к линиям. В [2] решение получено при следующих допущениях:

– трансформаторы являются *групповыми*; ко-

эффициент трансформации для простоты принят равным единице;

– намагничивающие токи трансформаторов равны нулю;

– зарядные токи линий равны нулю;

– ЭДС каждого трехфазного генератора образуют прямую последовательность, при этом ЭДС $\dot{E}_A = \dot{E}_A'' = \dot{E}_A''' = \dot{E}_A^{IV} = j38100$ В, т.е. *синфазны*;

– система исследуется при отсутствии нагрузки, как показано на рис.2,а;

– сопротивление в месте КЗ $Z_{K3} = 0$;

– взаимная индуктивность между проводами различных линий передач не принимается во внимание.

Рассмотрим поэтапный расчет этой системы на основе *системных моделей* СГ, т.е без использования метода симметричных составляющих.

Э т а п 1. Построение схемы замещения системы, в которой СГ представлены системными

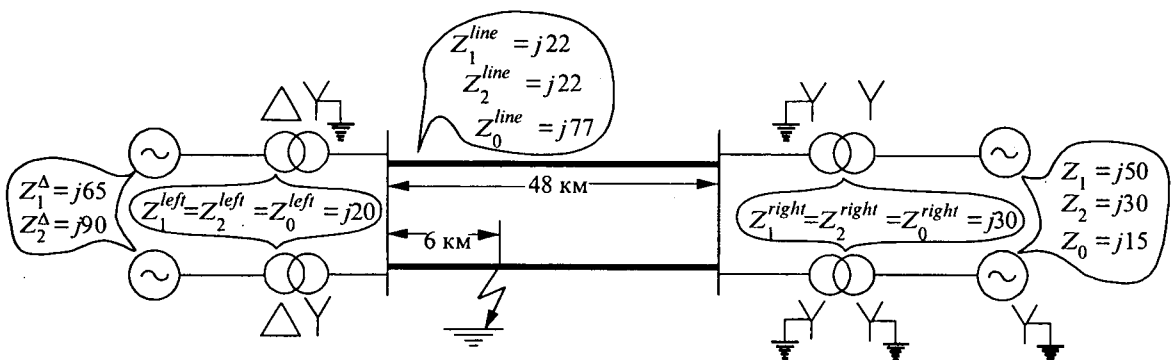


Рис.2. Однолинейное изображение двухцепной системы к примеру 3

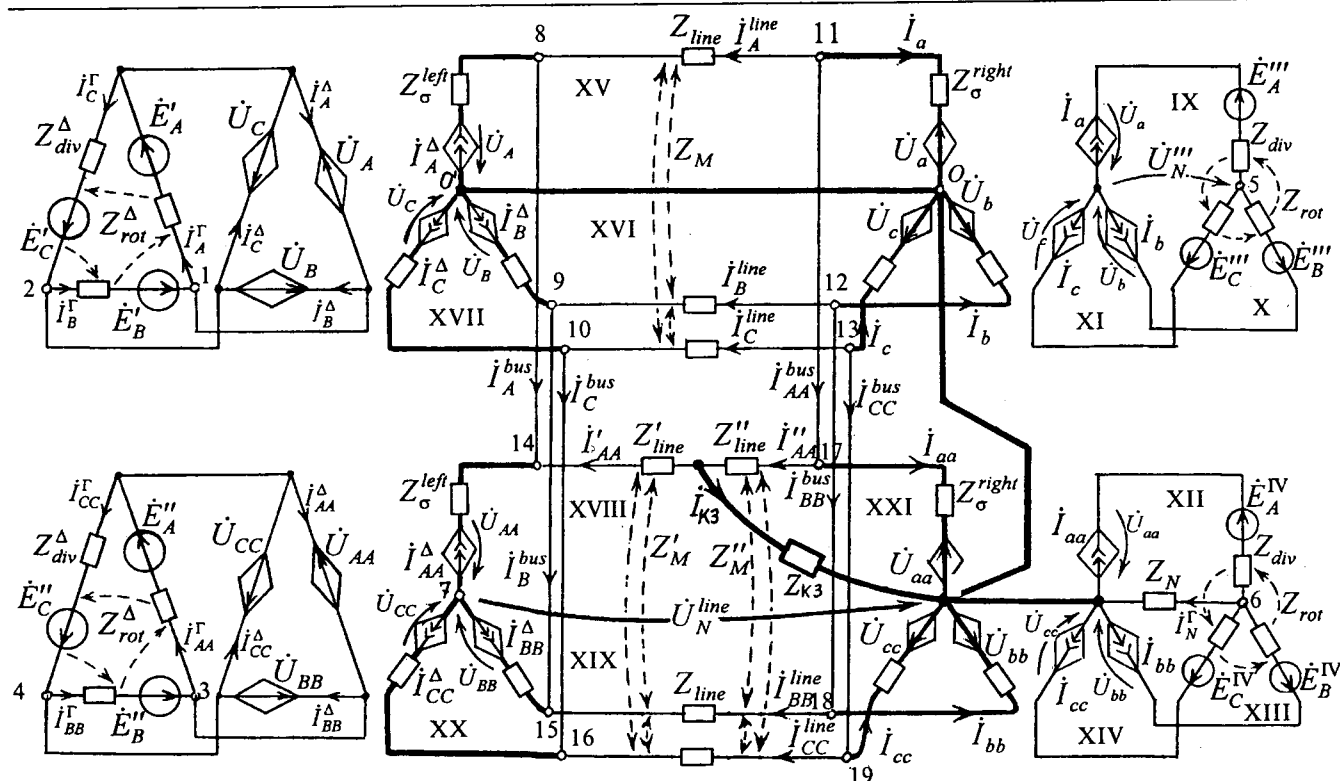


Рис.3. Схема замещения системы для *реальных* величин с представлением синхронных генераторов *системными* схемами замещения

моделями, взятыми из табл.1. В схеме протекают реальные токи системы (рис.3). Короткозамкнутые ветви между узлами 8 и 14, 9 и 15, 10 и 16 являются соединительными шинами левой станции, а между узлами 11 и 17, 12 и 18, 13 и 19 – шинами правой станции. Токи левых шин помечены нижними индексами A, B, C , а правых – нижними индексами AA, BB, CC (верхний индекс является английским словом *bus* – шина). Согласно табл.1 системные параметры *треугольных Z-моделей* левых СГ равны (в *омах*)

$$Z_{div}^{\Delta} = \frac{(1 - a^2)Z_1^{\Delta} + (1 - a)Z_2^{\Delta}}{3} = 7,2169 + j77,5;$$

$$Z_{rot}^{\Delta} = \frac{(a - a^2)}{3} (Z_1^{\Delta} - Z_2^{\Delta}) = 14,4338.$$

Системные параметры звездных *Z*-моделей правых СГ

$$Z_{div} = \frac{(1-a^2)Z_1 + (1-a)Z_2}{3} = 5,7735 + j40;$$

$$Z_{rot} = \frac{(a - a^2)}{3} (Z_1 - Z_2) = -11,547;$$

$$Z_N = \frac{Z_0 + a^2 Z_1 + a Z_2}{3} = 5,7735 - j8,3333.$$

Приведенные расчеты весьма наглядно иллюстрируют смысл *примечания 5*.

Реальные трансформаторы в соответствии с принятыми допущениями представлены идеальными моделями с сопротивлениями КЗ (в *омах*)

$$Z_g^{left} = Z_1^{left} = Z_2^{left} = Z_0^{left} = j20;$$

$$Z_g^{right} = Z_1^{right} = Z_2^{right} = Z_0^{right} = j30.$$

Идеальный трансформатор каждой фазы представлен парой ИНУН-ИТУТ. Величины, характеризующие левые трансформаторы обозначены с нижними индексами A, B, C и AA, BB, CC , а правые – с нижними индексами a, b, c и aa, bb, cc .

Фазные собственные и взаимные сопротивления (в *омах*) между проводами первой линии определяются известными соотношениями:

$$Z_{line} = \frac{2Z_1^{line} + Z_0^{line}}{3} = j40,33 ;$$

$$Z_M = \frac{Z_0^{line} - Z_1^{line}}{3} = j18,33;$$

$$\mathbf{Z}_{line} = \begin{bmatrix} Z_{line} & Z_M & Z_M \\ Z_M & Z_{line} & Z_M \\ Z_M & Z_M & Z_{line} \end{bmatrix}$$

Вторая линия состоит из двух частей: *левой* (от шин левой станции до точки КЗ) с парамет-

$$Z'_{line} = \frac{13}{48} Z_{line} = j10,9; Z'_M = \frac{13}{48} Z_M = j4,96,$$

и правой (от точки КЗ до шин правой станции) с параметрами

$$Z''_{line} = Z_{line} - Z_{line}^{left} = 29,43; Z''_M = Z_M - Z_M^{left} = j13,37.$$

Токи фаз верхней линии обозначены с нижними индексами A, B, C , а нижней линии – AA, BB, CC .

Узлы, соединенные с землей, в том числе точка КЗ, объединены друг с другом под нулевым номером. Остальные узлы пронумерованы от 1 до 19. Из схемы замещения следует, что ток КЗ на землю может быть найден из соотношения

$$I_{KЗ} = I''_{AA} - I'_A. \quad (10)$$

Э т а п 2. Формирование уравнений системы по заданной схеме замещения (рис.3). Для наглядности сформируем систему уравнений непосредственно по законам Кирхгофа. По первому закону Кирхгофа необходимо составить 19 уравнений. Для узлов 1, 2, 3 и 4:

$$I_A^{\Gamma} - I_B^{\Gamma} - I_A^{\Delta} + I_B^{\Delta} = 0; I_B^{\Gamma} - I_C^{\Gamma} - I_B^{\Delta} + I_C^{\Delta} = 0; \quad (11)$$

$$I_{AA}^{\Gamma} - I_{BB}^{\Gamma} - I_{AA}^{\Delta} + I_{BB}^{\Delta} = 0; I_{BB}^{\Gamma} - I_{CC}^{\Gamma} - I_{BB}^{\Delta} + I_{CC}^{\Delta} = 0; \quad (12)$$

для узлов 5, 6, и 7

$$I_a + I_b + I_c = 0; I_{aa} + I_{bb} + I_{cc} - I_N^{\Gamma} = 0;$$

$$I_{AA}^{\Delta} + I_{BB}^{\Delta} + I_{CC}^{\Delta} = 0; \quad (13)$$

для узлов 8, 9, и 10

$$-I_A^{\Delta} - I_A^{line} + I_A^{bus} = 0; -I_B^{\Delta} - I_B^{line} + I_B^{bus} = 0;$$

$$-I_C^{\Delta} - I_C^{line} + I_C^{bus} = 0; \quad (14)$$

для узлов 11, 12, и 13

$$I_a + I_A^{line} + I_a^{bus} = 0; I_b + I_B^{line} + I_{BB}^{bus} = 0;$$

$$I_c + I_C^{line} + I_{CC}^{bus} = 0; \quad (15)$$

для узлов 14, 15, и 16

$$I_{AA}^{\Delta} + I_{AA}' + I_A^{bus} = 0; I_{BB}^{\Delta} + I_{BB}^{line} + I_B^{bus} = 0;$$

$$I_{CC}^{\Delta} + I_{CC}^{line} + I_C^{bus} = 0; \quad (16)$$

для узлов 17, 18, и 19

$$-I_{aa} - I_{AA}'' + I_A^{bus} = 0; -I_{bb} - I_{BB}^{line} + I_B^{bus} = 0;$$

$$-I_{cc} - I_{CC}^{line} + I_C^{bus} = 0. \quad (17)$$

По 2-му закону Кирхгофа составим 27 уравнений. Для контура I (включающего ветви с токами I_A^{Γ} и I_A^{Δ}), контура II (с токами I_B^{Γ} , I_B^{Δ}), контура III (с токами I_C^{Γ} , I_C^{Δ}) и контура IV (с токами I_A^{Δ} , I_B^{Δ} , I_C^{Δ}):

Z_{div}^{Δ}	Z_{rot}^{Δ}		1		
	Z_{div}^{Δ}	Z_{rot}^{Δ}		1	
Z_{rot}^{Δ}		Z_{div}^{Δ}			1
			1	1	1

I_A^{Γ}
I_B^{Γ}
I_C^{Γ}
U_A
U_B
U_C

 $=$

E'_A
E'_B
E'_C

(18)

Для контура V (по ветвям с токами ветвей I_{AA}^{Γ} и I_{AA}^{Δ}), контура VI (с токами I_{BB}^{Γ} , I_{BB}^{Δ}), контура VII (с токами I_{CC}^{Γ} , I_{CC}^{Δ}) и контура VIII (с токами I_{AA}^{Δ} , I_{BB}^{Δ} , I_{CC}^{Δ}):

Z_{div}^{Δ}	Z_{rot}^{Δ}		1		
	Z_{div}^{Δ}	Z_{rot}^{Δ}		1	
Z_{rot}^{Δ}		Z_{div}^{Δ}			1
			1	1	1

I_{AA}^{Γ}
I_{BB}^{Γ}
I_{CC}^{Γ}
U_{AA}
U_{BB}
U_{CC}

 $=$

E''_A
E''_B
E''_C

(19)

Для контуров IX, X, XI (с учетом напряжения U_N'''), показанных на рис.3:

Z_{div}	Z_{rot}		-1			-1
	Z_{div}	Z_{rot}		-1		-1
Z_{rot}		Z_{div}			-1	-1

I_a
I_b
I_c
U_a
U_b
U_c
U_N'''

 $=$

$-E'''_A$
$-E'''_B$
$-E'''_C$

(20)

Для контуров XII, XIII, XIV с общей ветвью Z_N :

Z_{div}	Z_{rot}		Z_N	-1		
	Z_{div}	Z_{rot}	Z_N		-1	
Z_{rot}		Z_{div}	Z_N			-1

I_{aa}
I_{bb}
I_{cc}
I_N^{Γ}
U_{aa}
U_{bb}
U_{cc}

 $=$

$-E^{IV}_A$
$-E^{IV}_B$
$-E^{IV}_C$

(21)

При формировании уравнений для центральной части схемы в ней выбрано *дерево*, выделен-

ное утолщенными линиями, включая стрелку \dot{U}_N^{line} , которую можно рассматривать как ветвь дерева с нулевой проводимостью. Будем составлять уравнения только для *главных* контуров, т.е. контуров, включающих по одной *хорде*, имеющей на рис.3 вид *тонкой* ветви. Для контуров XV, XVI, XVII с учетом нейтрали OO' :

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{I}_A^\Delta \\ \dot{I}_B^\Delta \\ \dot{I}_C^\Delta \end{bmatrix} Z_\sigma^{left} - \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} Z_\sigma^{right} - \begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} + Z_{line} \begin{bmatrix} \dot{I}_A^{line} \\ \dot{I}_B^{line} \\ \dot{I}_C^{line} \end{bmatrix} = 0. (22)$$

Для контуров XVIII, XIX, XX (с учетом напряжения \dot{U}_N^{line}) и контура XXI:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{AA}^\Delta \\ \dot{I}_{BB}^\Delta \\ \dot{I}_{CC}^\Delta \end{bmatrix} Z_\sigma^{left} - \begin{bmatrix} \dot{I}_{bb} \\ \dot{I}_{cc} \\ \dot{I}_{aa} \end{bmatrix} Z_\sigma^{right} + \begin{bmatrix} Z'_{line} + Z_{K3} & Z'_M & Z'_M & -Z_{K3} \\ Z'_M & Z'_{line} & Z'_M & Z''_M \\ Z'_M & Z'_M & Z'_{line} & Z''_M \\ -Z_{K3} & Z''_M & Z''_M & Z''_{line} + Z_{K3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{AA}'' \\ \dot{I}_{BB}^{line} \\ \dot{I}_{CC}^{line} \\ \dot{I}_{AA}'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{U}_{AA} \\ \dot{U}_{BB} \\ \dot{U}_{CC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{U}_{bb} \\ \dot{U}_{cc} \\ \dot{U}_{aa} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{U}_N^{line} \\ \dot{U}_N^{line} \\ \dot{U}_N^{line} \end{bmatrix} = 0. (23)$$

Для контуров XXII, XXIII, XXIV, включающих левые шины, нейтраль OO' (с нулевым сопротивлением) и напряжение \dot{U}_N^{line} :

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{U}_{AA} \\ \dot{U}_{BB} \\ \dot{U}_{CC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{I}_A^\Delta \\ \dot{I}_B^\Delta \\ \dot{I}_C^\Delta \end{bmatrix} Z_\sigma^{left} - \begin{bmatrix} \dot{I}_{AA}^\Delta \\ \dot{I}_{BB}^\Delta \\ \dot{I}_{CC}^\Delta \end{bmatrix} Z_\sigma^{left} + \begin{bmatrix} \dot{U}_N^{line} \\ \dot{U}_N^{line} \\ \dot{U}_N^{line} \end{bmatrix} = 0. (24)$$

Для контуров XXV, XXVI, XXVII, включающих правые шины:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} Z_\sigma^{right} - \begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{I}_{aa} \\ \dot{I}_{bb} \\ \dot{I}_{cc} \end{bmatrix} Z_\sigma^{right} + \begin{bmatrix} \dot{U}_{aa} \\ \dot{U}_{bb} \\ \dot{U}_{cc} \end{bmatrix} = 0. (25)$$

После подстановки в уравнения (11)–(25) численных значений коэффициентов и решения образовавшейся системы из 46 линейных уравнений при $Z_{K3} = 0$ получены следующие результа-

ты. Токи (в амперах) в обмотках генераторов левой станции и напряжения (в вольтах) на их зажимах, совпадающие с напряжениями на входах левых трансформаторов:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A^\Gamma = \dot{I}_{AA}^\Gamma \\ \dot{I}_B^\Gamma = \dot{I}_{BB}^\Gamma \\ \dot{I}_C^\Gamma = \dot{I}_{CC}^\Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 216,9 \\ -108,4 - j24,29 \\ -108,4 + j24,29 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{AA} \\ \dot{U}_{BB} \\ \dot{U}_{CC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j21635 \\ 33461 - j10817 \\ -33461 - j10817 \end{bmatrix}.$$

Токи в обмотках генераторов правой станции и фазные напряжения на входах подключенных к ним трансформаторов:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -260,3 \\ 130,1 - j24,29 \\ 130,1 + j24,29 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j21639 \\ 31712 - j20313 \\ -31712 - j20313 \end{bmatrix}; \quad \dot{U}_N''' = j6329;$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{aa} \\ \dot{I}_{bb} \\ \dot{I}_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -400,9 \\ -10,49 - j24,29 \\ -10,49 + j24,29 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{aa} \\ \dot{U}_{bb} \\ \dot{U}_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j25858 \\ 31712 - j16093 \\ -31712 - j16093 \end{bmatrix}; \quad \dot{I}_N^\Gamma = -427,9.$$

Токи во вторичных обмотках трансформаторов левой станции:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A^\Delta \\ \dot{I}_B^\Delta \\ \dot{I}_C^\Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 553,5 \\ 228,1 - j24,29 \\ 228,1 + j24,29 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{AA}^\Delta \\ \dot{I}_{BB}^\Delta \\ \dot{I}_{CC}^\Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 216,9 \\ -108,4 - j24,29 \\ -108,4 + j24,29 \end{bmatrix}.$$

Токи в соединительных шинах у трансформаторов левой станции и правой станции:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A^{bus} \\ \dot{I}_B^{bus} \\ \dot{I}_C^{bus} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 688,9 \\ 168,3 \\ 168,3 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{AA}^{bus} \\ \dot{I}_{BB}^{bus} \\ \dot{I}_{CC}^{bus} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 124,9 \\ -70,32 \\ -70,32 \end{bmatrix}.$$

Токи фаз первой линии и в неповрежденных фазах второй линии:

$$\begin{matrix} \dot{I}_A^{line} \\ \dot{I}_B^{line} \\ \dot{I}_C^{line} \end{matrix} = \begin{matrix} 135,3 \\ -59,82 + j24,29 \\ -59,82 - j24,29 \end{matrix};$$

$$\begin{matrix} \dot{I}_{BB}^{line} \\ \dot{I}_{CC}^{line} \end{matrix} = \begin{matrix} -59,82 + j24,29 \\ -59,82 - j24,29 \end{matrix}; \dot{U}_N^{line} = -j6732.$$

Токи в проводах поврежденной фазы второй линии:

$$\begin{matrix} \dot{I}_{AA}' \\ \dot{I}_{AA}'' \end{matrix} = \begin{matrix} -905,9 \\ 525,8 \end{matrix}.$$

Согласно (10) ток (в амперах) КЗ на землю (при $Z_{K3} = 0$)

$$\dot{I}_{K3} = \dot{I}_{AA}'' - \dot{I}_{AA}' = 525,8 - (-906,9) = 1431,7,$$

что совпадает с результатом, полученным в [2, с.64]. Совпадают также и остальные величины с точностью до четвертой значащей цифры. Как и следовало ожидать, на векторной диаграмме комплексы величин, относящихся к неповрежденным фазам (как находящимся в *одинаковых условиях* по отношению к поврежденной), являются зеркальными отражениями друг друга относительно линии, вдоль которой расположен комплекс соответствующей величины для поврежденной фазы.

Пример 4. Решим предыдущую задачу с учетом допущений, перечисленных в примере 3, кроме шестого условия, т.е. при $Z_{K3} \neq 0$. Заметим, что благодаря (10) величина Z_{K3} входит лишь в первое и четвертое уравнения подсистемы (23). Полученные результаты при $Z_{K3} = 10, 100, 1000$ Ом для величин между нейтральными узлами сети (рис.3), приведены в табл.4. При $Z_{K3} = \infty$ имеет место симметричный случай ненагруженной системы.

Примечание 7. Для расчета несимметричных режимов сложных сетей в реальных величинах при наличии в них трехстержневых трансформаторов можно воспользоваться системными моделями последних, представленных в [8].

Пример 5. Решим задачу примера 3, сняв шестое и седьмое ограничения, т.е. полагая, что между транспонированными проводниками первой трехфазной линии и второй трехфазной линии имеется взаимная индуктивная связь. Положим, что сопротивление взаимной индукции между здоровыми фазами разных линий равно $Z_M^{line} = j10$ Ом (рис.3). Соответствующая вели-

чина для участков поврежденной фазы составит соответственно $13Z_M^{line}/48$ и $35Z_M^{line}/48$. При этом, очевидно, в системе уравнений (11)–(25) изменятся лишь подсистемы (22) и (23). В левую часть (22) необходимо добавить матричное слагаемое

$$\begin{matrix} Z_M^{line} \\ Z_M^{line} \\ Z_M^{line} \end{matrix} \begin{matrix} \dot{I}_{BB}^{line} + \dot{I}_{CC}^{line} + (13/48)\dot{I}_{AA}' + (35/48)\dot{I}_{AA}'' \\ \dot{I}_{BB}^{line} + \dot{I}_{CC}^{line} + (13/48)\dot{I}_{AA}' + (35/48)\dot{I}_{AA}'' \\ \dot{I}_{BB}^{line} + \dot{I}_{CC}^{line} + (13/48)\dot{I}_{AA}' + (35/48)\dot{I}_{AA}'' \end{matrix},$$

а в левую часть (23) – матричное слагаемое

$$\begin{matrix} 13Z_M^{line}/48 \\ Z_M^{line} \\ Z_M^{line} \\ 35Z_M^{line}/48 \end{matrix} \begin{matrix} \dot{I}_A^{line} + \dot{I}_B^{line} + \dot{I}_C^{line} \\ \dot{I}_A^{line} + \dot{I}_B^{line} + \dot{I}_C^{line} \\ \dot{I}_A^{line} + \dot{I}_B^{line} + \dot{I}_C^{line} \\ \dot{I}_A^{line} + \dot{I}_B^{line} + \dot{I}_C^{line} \end{matrix}.$$

При $Z_M^{line} = j10$ и $Z_{K3} = 0$

$$\dot{I}_{K3} = 1431,7; \dot{I}_N^r = -417,5;$$

$$\dot{U}_N^{line} = -j6760; \dot{U}_N''' = 6263,$$

что незначительно отличается от соответствующих значений из примера 1. Результаты расчетов при $Z_{K3} \neq 0$ сведены в табл.5 (для сравнения с табл.4).

Выводы

1. Представлен достаточно полный набор схемных моделей СГ и АД, позволяющий выполнить расчет цепей, их содержащих, в *реальных величинах* (без привлечения метода симмет-

Таблица 4
Расчет двухцепной системы (рис.2) с учетом сопротивления Z_{K3} в месте КЗ

Z_{K3}	10 Ом	100 Ом	1000 Ом	α
\dot{I}_{K3}	1254 + j471,4	94,67 + j355,8	1,013 + j38,07	0
\dot{I}_N^r	-369,7 - j138,9	-27,90 - j104,8	-0,2985 - j11,21	0
\dot{U}_N^{line}	2217 - j5899	1673 - j445,1	179,0 - j4,763	0
\dot{U}_N'''	-2084 + j5545	-1572 + j418,5	-168,2 + j4,478	0

Таблица 5
Расчет двухцепной системы (рис.2) с учетом взаимной индуктивной связи между трехфазными линиями ($Z_M^{line} = j10$) и сопротивления Z_{K3}

Z_{K3}	10 Ом	100 Ом	1000 Ом	α
\dot{I}_{K3}	1254 + j471,4	94,68 + j355,8	1,013 + j38,07	0
\dot{I}_N^r	-365,2 - j137,5	-27,61 - j103,7	-0,2955 - j11,10	0
\dot{U}_N^{line}	2226 - j5924	1680 - j447,1	179,7 - j4,784	0
\dot{U}_N'''	-2062 + j5488	-1556 + j414,2	-166,0 + j4,432	0

ричных составляющих) на основе классических методов расчета цепей, включая МКТ и МУН.

2. Предложенные модели СГ и АД являются оптимальными в смысле наименьшего числа управляющих связей. При этом в моделях с нейтралью параметр нулевой последовательности входит только в сопротивление или проводимость нейтральной ветви.

3. Рассмотренные примеры наглядно демонстрируют новые возможности для выполнения расчета несимметричных режимов многофазных систем, включая случаи с несимметричными сопротивлениями фаз, нагрузок и несимметричными взаимоиנדуктивностями между фазами и линиями, где применение метода симметричных составляющих приводит к чрезвычайным усложнениям расчетов.

Список литературы

1. Fortescue C.L. Method of Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of the Polyphase Networks // Trans. AIEE, Vol.35, Pt.II. P.1027–1140.

2. Вагнер К.Ф., Эванс Р.Д. Метод симметричных составляющих. Л.: ОНТИ НКПТ СССР, 1936.

3. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. М.: ГЭИ, 1955.

4. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Советское радио, 1978.

5. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Теория электрических цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989.

6. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Ч.1. Л.: Энергоиздат, 1981.

7. Шакиров М.А. Теоретические основы электротехники. Новые идеи и принципы. Схемоанализ и диакоптика. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2001.

8. Шакиров М.А. Основы энергетической теории трансформаторов и электрических машин // Научно-технические ведомости СПбГТУ. 2002. № 4. С.72–86.



Шакиров Мансур Акмелович – профессор кафедры теоретических основ электротехники Петербургского государственного политехнического университета (СПбГПУ). Окончил в 1961 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ныне СПбГПУ). В 1980 г. защитил

докторскую диссертацию по теме "Универсальные преобразования и диакоптика электрических цепей".

Моделирование сложных видов несимметрии в распределительных сетях 10 кВ методом фазных координат

СОЛДАТОВ В.А., ПОПОВ Н.М.

Предлагается моделировать участки магистрали на линии, отпайки, нагрузки и виды несимметрии 4K-полюсниками (где K-число фаз сети). Напряжения и токи в точках соединения этих 4K-полюсников определяются из исходных и эквивалентных уравнений в форме H и Y.

Для расчета уставок и проверки чувствительности релейных защит к токам КЗ требуется знать значения токов и напряжений в различных точках сети при одновременной несимметрии в нескольких местах сети. Обычно для таких расчетов используется метод симметричных составляющих [1]. Наряду с ним для анализа работы сети при одновременной несимметрии в нескольких точках удобно использовать метод фазных координат [2].

Рассмотрим схему распределительной сети с ответвлением. В конце магистрали линии подключена нагрузка, а на ответвлении происходит междуфазное КЗ (рис.1).

В такой схеме можно выделить три участка линии, участок нагрузки и участок КЗ, каждый из которых представляет собой многополюсник. Удобно представлять участки нагрузки, КЗ и линии в виде 4K-полюсника (K – число фаз) типа

It is proposed to model trunk line sections, line taps, loads and asymmetries using 4K-poles (where K stands for the number of phases in the network). Voltages and currents at the connection points of these 4K-poles are determined from the basic and equivalent H- and Y-shaped equations.

Н. В таком многополюснике по напряжениям и токам в конце участка (U_k, I_k) определяются напряжения и токи в начале (U_n, I_n):

$$\begin{aligned} [U_n] &= [A][U_k] + [B][I_k]; \\ [I_n] &= [C][U_k] + [D][I_k], \end{aligned} \quad (1)$$

где $[A], [B], [C], [D]$ – квадратные матрицы параметров 4K-полюсника; $[U_n], [I_n], [U_k], [I_k]$ – векторы-столбцы напряжений и токов начала и конца участка, размерностью $k \times 1$.

Участок междуфазных КЗ можно рассматривать как нагрузку с малым сопротивлением,

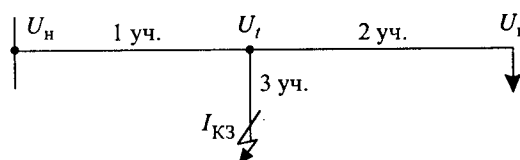


Рис.1. Схема линии с ответвлением

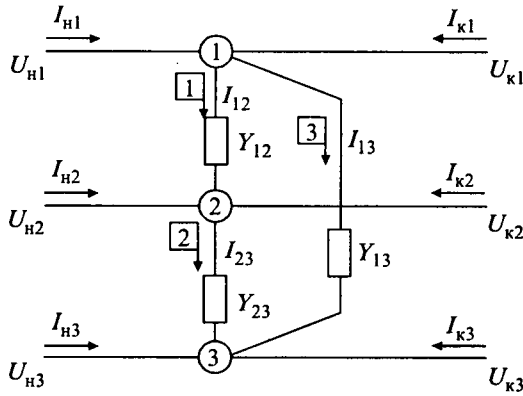


Рис.2. Представление участка с различными межфазными проводимостями

включаемую между фазными проводами. Нагрузку представим как 4К-полюсник, который может получать питание от двух источников на коротком участке трехпроводной сети. Проводимости нагрузок, включаемых между фазными проводами, обозначим двумя цифрами в подстрочных индексах. Эти цифры указывают, между какими фазами включена проводимость. Аналогично обозначаются токи, протекающие в сопротивлениях нагрузки I_{12} , I_{23} , I_{13} (рис.2).

Найдем коэффициенты, связывающие напряжения и токи в начале и в конце схемы на рис.2 в соответствии с системой уравнений (1). Номера ветвей на схеме проставлены в прямоугольниках, а номера узлов – в кружках.

Схема содержит три узла и три ветви. Поскольку между началом и концом участка не включены продольные сопротивления, то из схемы следует: $U_{n1} = U_{k1}$; $U_{n2} = U_{k2}$; $U_{n3} = U_{k3}$. Представленные равенства можно записать в матричном виде относительно параметров $[A]$ и $[B]$, 4К-полюсника в (1)

$$\begin{bmatrix} U_{n1} \\ U_{n2} \\ U_{n3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{k1} \\ U_{k2} \\ U_{k3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{k1} \\ I_{k2} \\ I_{k3} \end{bmatrix}.$$

Отсюда

$$[A] = [E]; [B] = [0],$$

где $[E]$ и $[0]$ – соответственно единичная и нулевая матрицы размерностью 3×3 .

Далее находим матрицы $[C]$ и $[D]$. Воспользовавшись законом Кирхгофа и выразив токи в ветвях через проводимости и напряжения, после объединения подобных членов получим:

$$\begin{aligned} I_{n1} &= (Y_{12} + Y_{13})U_{k1} - Y_{12}U_{k2} - Y_{13}U_{k3} - I_{k1}; \\ I_{n2} &= -Y_{12}U_{k1} + (Y_{12} + Y_{23})U_{k2} - Y_{23}U_{k3} - I_{k2}; \\ I_{n3} &= -Y_{13}U_{k1} - Y_{23}U_{k2} + (Y_{23} + Y_{13})U_{k3} - I_{k3}. \end{aligned}$$

Запишем уравнения в матричном виде

$$[I_n] = [Y_k][U_k] + [-E][I_k].$$

Сравнивая полученное уравнение со вторым уравнением системы (1) получаем параметры $[C] = [Y_k]$; $[D] = [-E]$, где $[Y_k]$ – матрица проводимостей между фазами, используется для моделирования нагрузки или различных КЗ,

$$Y_k = \begin{bmatrix} Y_{12} + Y_{13} & -Y_{12} & -Y_{13} \\ -Y_{12} & Y_{12} + Y_{23} & -Y_{23} \\ -Y_{13} & -Y_{23} & Y_{23} + Y_{13} \end{bmatrix}.$$

Для моделирования двухфазного КЗ небольшое сопротивление включается между двумя фазами, а между другими парами фаз проводимости равны нулю. Например, при КЗ между фазами 1 и 2 в матрице оставляем только проводимости $Y_{12} = 1/R_{12}$, а остальные проводимости приравняем нулю.

Наряду с подключением нагрузки между фазами к линиям 10 кВ подключаются эквивалентные нагрузки со схемой соединения в звезду (рис.3). Матрица узловых проводимостей такой схемы имеет размерность 4×4 и составлена по рекомендациям [2–4], т.е. недиагональные элементы равны проводимости данной ветви со знаком "минус", а диагональные элементы равны сумме проводимостей строки:

$$Y_{3\phi} = \begin{bmatrix} Y_1 & 0 & 0 & -Y_1 \\ 0 & Y_2 & 0 & -Y_2 \\ 0 & 0 & Y_3 & -Y_3 \\ -Y_1 & -Y_2 & -Y_3 & Y_1 + Y_2 + Y_3 \end{bmatrix}.$$

По заданным узловым напряжениям ($U_{3\phi}$) в четырех узлах в виде вектора-столбца и полученной матрицы проводимостей можно определить четыре узловых тока ($I_{3\phi}$) в виде вектора-столбца в соответствии с формулой

$$[I_{3\phi}] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}; [U_{3\phi}] = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}; [I_{3\phi}] = [Y_{3\phi}][U_{3\phi}].$$

Но для согласования с трехпроводной питающей линией, имеющей размерность матрицы сопротивлений 3×3 , необходимо матрицы проводимостей размерностью 4×4 , а также токов и напряжений, размерностью 4×1 привести к размерностям 3×3 и 3×1 , соответственно.

Напряжения к узлам 1, 2 и 3 подводятся из сети, а в узле 4 напряжение зависит от значения

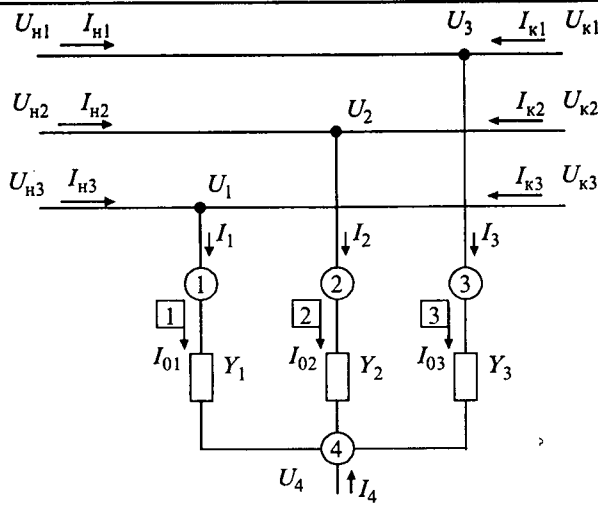


Рис.3. Соединение нагрузки в звезду в трехпроводной сети

проводимостей в ветвях и от подведенного напряжения. Для анализа напряжения в точке 4 эквивалентим схему звезды относительно трех узлов 1, 2, 3, исключая узел 4 (так как ток в узле $I_4 = 0$).

Для эквивалентирования делим матрицы токов, напряжений и узловых проводимостей на блоки так, чтобы выделить напряжения и токи в узле 4. Для исключения узла 4 общую матрицу узловых проводимостей разбиваем на четыре блока проводимостей, которые обозначаем

$$Y_{11} = \begin{bmatrix} Y_1 & 0 & 0 \\ 0 & Y_2 & 0 \\ 0 & 0 & Y_3 \end{bmatrix}; \quad Y_{12} = \begin{bmatrix} -Y_1 \\ -Y_2 \\ -Y_3 \end{bmatrix};$$

$$Y_{21} = [-Y_1 \quad -Y_2 \quad -Y_3]; \quad Y_{22} = [Y_1 + Y_2 + Y_3].$$

С учетом полученных блоков составляем матричные уравнения

$$\begin{bmatrix} I_{1-3} \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{1-3} \\ U_4 \end{bmatrix}.$$

В соответствии с правилами умножения матриц

$$[I_{1-3}] = [Y_{11}][U_{1-3}] + [Y_{12}][U_4];$$

$$[I_4] = [Y_{21}][U_{1-3}] + [Y_{22}][U_4].$$

Из второго уравнения, учитывая, что $I_4 = 0$, находим

$$[U_4] = -[Y_{22}]^{-1}[Y_{21}][U_{1-3}]$$

и подставляем в первое уравнение. В результате получаем:

$$[I_{1-3}] = [Y_n][U_{1-3}],$$

где $[Y_n] = [Y_{11}] - [Y_{12}][Y_{22}^{-1}][Y_{21}]$; $[Y_{22}^{-1}]$ – матрица, обратная матрице $[Y_{22}]$.

Эквивалентная матрица проводимостей нагрузки $[Y_n]$ имеет размерность 3×3 .

Таким образом нагрузки, соединенные в звезду, также можно представить в виде K -полюсников с параметрами:

$$[A] = [E]; \quad [B] = [0]; \quad [C] = [Y_n]; \quad [D] = [-E]. \quad (2)$$

Знак перед параметром D определяется принятым направлением токов в конце.

Участки линии электропередачи содержат активные, индуктивные сопротивления, активные и емкостные проводимости между фазами и между фазами и землей. Для такого участка параметры $4K$ -полюсника определены в [2,3], например, для 1-го участка:

$$[A_1] = [E + Z_1 Y_1]; \quad [B_1] = [Z_1];$$

$$[C_1] = [2Y_1 + Y_1 Z_1 Y_1]; \quad [D_1] = [E + Y_1 Z_1],$$

где $[E]$ – единичная матрица для трехпроводной линии размерностью 3×3 ; $[Z_1]$ – матрица сопротивлений,

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} & Z_{1,3} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} & Z_{2,3} \\ Z_{3,1} & Z_{3,2} & Z_{3,3} \end{bmatrix};$$

$[Z_{i,j}]$ – полные собственные сопротивления каждой фазы; $[Z_{i,j}]$ – взаимные сопротивления фаз; $[Y_1]$ – матрица проводимостей линии,

$$[Y_1] = \begin{bmatrix} Y_{1,1} + Y_{1,2} + Y_{1,3} & -Y_{1,2} & -Y_{1,3} \\ -Y_{2,1} & Y_{2,1} + Y_{2,2} + Y_{2,3} & -Y_{2,3} \\ -Y_{3,1} & -Y_{3,2} & Y_{3,1} + Y_{3,2} + Y_{3,3} \end{bmatrix};$$

$[Y_{1,i,j}]$ – полные собственные проводимости фаз; $[Y_{1,i,j}]$ – взаимные проводимости фаз.

Аналогично могут быть представлены параметры 2- и 3-го участка линии:

$$[A_2] = [E + Z_2 Y_2]; \quad [B_2] = [Z_2]; \quad [C_2] = [2Y_2 + Y_2 Z_2 Y_2];$$

$$[D_2] = [E + Y_2 Z_2]; \quad [A_3] = [E + Z_3 Y_3]; \quad [B_3] = [Z_3];$$

$$[C_3] = [2Y_3 + Y_3 Z_3 Y_3]; \quad [D_3] = [E + Y_3 Z_3].$$

Таким образом, рассматриваемый участок сети можно представить в виде следующего соединения K -полюсников (рис.4).

Объединим 3-й участок линии с участком КЗ, получим участок $3k$. При каскадном (последовательном) соединении K -полюсников получим параметры объединенного K -полюсника, полагая, что все элементы – матрицы:

$$A_{3k} = A_3 A_k + B_3 C_k; \quad B_{3k} = A_3 B_k + B_3 D_k;$$

$$C_{3k} = C_3 A_k + D_3 C_k; \quad D_{3k} = C_3 B_k + D_3 D_k.$$

Напряжения и токи для такого объединенного K -полюсника связаны соотношением

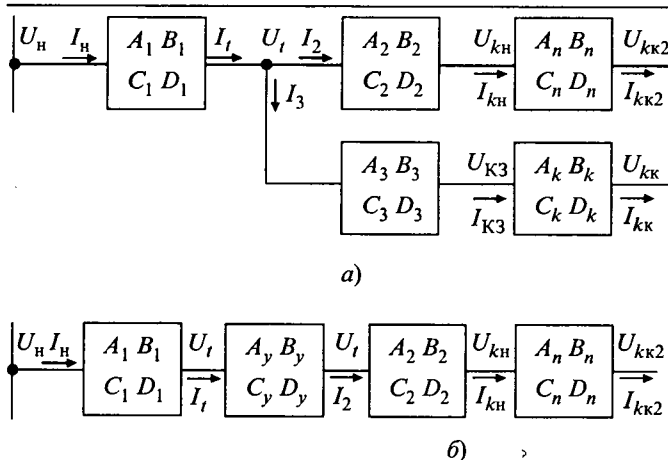


Рис.4. Моделирование участков линии K-полюсниками

$$\begin{bmatrix} U_t \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{3k} & B_{3k} \\ C_{3k} & D_{3k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{kk} \\ I_{kk} \end{bmatrix}.$$

Токи I_{kk} после участка с КЗ равны нулю, поэтому применительно к объединенному участку из первого уравнения системы (1)

$$U_t = A_{3k} U_{kk},$$

отсюда

$$U_{kk} = A_{3k}^{-1} U_t. \quad (3)$$

Тогда из второго уравнения системы (1)

$$I_3 = C_{3k} U_{kk} = C_{3k} A_{3k}^{-1} U_t,$$

где $C_{3k} A_{3k}^{-1} = Y_y$ – эквивалентная матрица проводимости объединенного участка 3k.

Тогда участок 3k можем рассматривать, как проводимость нагрузки. Для такого эквивалентного участка параметры K-полюсника определяются, как в (2):

$$[A_y] = [E]; \quad [B_y] = [0]; \quad [C_y] = [Y_y]; \quad [D_y] = [-E].$$

K-полюсники с такими параметрами можно включать в рассечку в любой точке питающей линии.

Для нахождения параметров K-полюсника, общего для всей цепи (рис.4,б), рассмотрим каскадное включение сначала 1-го участка линии и участка 3k, получим участок 1y с параметрами:

$$A_{1y} = A_1 A_y + B_1 C_y; \quad B_{1y} = A_1 B_y + B_1 D_y;$$

$$C_{1y} = C_1 A_y + D_1 C_y; \quad D_{1y} = C_1 B_y + D_1 D_y.$$

К участку 1y присоединяем 2-й участок линии, получим участок 1y2 с параметрами:

$$A_{1y2} = A_{1y} A_2 + B_{1y} C_2; \quad B_{1y2} = A_{1y} B_2 + B_{1y} D_2;$$

$$C_{1y2} = C_{1y} A_2 + D_{1y} C_2; \quad D_{1y2} = C_{1y} B_2 + D_{1y} D_2.$$

Затем присоединяем участок нагрузки. Полу-

чим параметры результирующего K-полюсника (AE, BE, CE, DE):

$$AE = A_{1y2} A_n + B_{1y2} C_n; \quad BE = A_{1y2} B_n + B_{1y2} D_n;$$

$$CE = C_{1y2} A_n + D_{1y2} C_n; \quad DE = C_{1y2} B_n + D_{1y2} D_n.$$

Считаем известным матрицу-столбец напряжений в начале линии U_n , тогда в соответствии с первым уравнением системы (1), учитывая, что после нагрузки ток $I_{kk2} = 0$, получим соотношение напряжений объединенного K-полюсника:

$$U_n = AE U_{kk2}, \text{ отсюда } U_{kk2} = AE^{-1} U_n.$$

Теперь по известным U_{kk2} , U_n можно найти напряжения и токи во всех точках схемы (рис.4,а, б):

– перед нагрузкой $U_{kn} = A_n U_{kk2}; I_{kn} = C_n U_{kk2};$

– в начале 2-го участка $U_t = A_2 U_{kn} + B_2 I_{kn};$

$I_2 = C_2 U_{kn} + D_2 I_{kn};$

– до точки КЗ U_{kk} определяется по (3) $U_{K3} =$

$= A_k U_{kk}; I_{K3} = C_k U_{kk};$

– в начале отпайки $I_3 = C_3 U_{K3} + D_3 I_{K3};$

– в конце первого участка $I_t = I_2 + I_3$ или $I_t =$

$= C_y U_t + D_y I_2;$

– в начале линии $I_n = C_1 U_t + D_1 I_t.$

По предлагаемой методике проведены расчеты модели сети 10 кВ без учета проводимостей линии, когда $Y_1 = 0; Y_2 = 0; Y_3 = 0$. В этой модели 1-й участок выполнен проводом АС-50, длиной 5 км, второй участок до нагрузки выполнен проводом АС-35, длиной 10 км, третий участок от разветвления до точки КЗ выполнен проводом АС-35, длиной 7 км. Нагрузка представлена сопротивлениями $133+j100$, что примерно соответствует мощности 600 кВ·А и $\cos \varphi = 0,8$. Напряжения на входе линии симметричны и равны $U_a = 5774$ В, $U_b = U_a a^2$, $U_c = U_a a$, где $a = e^{j120}$ фазный множитель, соответствующий повороту вектора на 120° против часовой стрелки. Моделировались режимы нагрузки, двухфазного КЗ и двухфазного КЗ с обрывом фазы (таблица).

Для моделирования КЗ непосредственно на линии, питающей нагрузку, достаточно принять длину 3-го участка и соответствующие междуфазные проводимости равными нулю.

Одновременно с модулями токов и напряжений в различных точках сети получаем и угол между токами и напряжениями. Так, при двухфазном КЗ ВС линейное напряжение в точке токораздела снижается до $U_{l_{bc}} = 6,27 \angle -92^\circ$ кВ и ток в фазе В $I_B^{(2)} = 527,1 \angle -117^\circ$ А отстает от линейного напряжения на 25° за счет индуктивного сопротивления 3-го участка линии. При отсутствии нагрузки, подключенной ко 2-му участку линии, за счет снижения напряжения на 1-м участке линии напряжение в точке токораздела

Результаты моделирования режимов работы сети

Режим сети	I_2 , А (нагрузка)	I_3 , А (КЗ)	I_n , А (вход)
Нагрузка $Z_n = 133 + j 100$ Ом; КЗ отсутствует, сопротивление $R_{k12} = R_{k23} = R_{k13} = 1000000$ Ом	32,41*	0,017*	32,42*
Двухфазное КЗ, $R_{k23} = 0,001$ Ом, без нагрузки $Z_2 + Z_n = 1000000$ Ом	$I_a \approx 0$; $I_b \approx 0$; $I_c \approx 0$	$I_a \approx 0$; $I_b = 533,6$ $I_c = 533,6$	$I_a \approx 0$; $I_b = 533,6$ $I_c = 533,6$
Двухфазное КЗ, $R_{k23} = 0,001$ Ом, с нагрузкой $Z_n = 133 + j 100$ Ом	$I_a \approx 32,4$; $I_b = 24,6$; $I_c = 23,7$	$I_a \approx 0$; $I_b = 527,1$ $I_c = 527,1$	$I_a \approx 32,4$; $I_b = 542,5$ $I_c = 547,4$
Двухфазное КЗ $R_{k23} = 0,001$ Ом, нагрузка $Z_n = 133 + j 100$ Ом. Одновременно с КЗ оборван фазный провод В на 1-м участке, $Z_{1B} = 1000000$ Ом.	$I_a = 36,8$; $I_b = 17,8$; $I_c = 18,99$	$I_a \approx 0$; $I_b = 17,8$; $I_c = 17,8$	$I_a = 36,8$; $I_b \approx 0$; $I_c = 36,8$

* Во всех фазах.

увеличивается до $U_{\text{в}} = 6,35 \angle -92^\circ$, ток КЗ увеличивается до $I_{\text{в}}^{(2)} = 533,6 \angle -117^\circ$ А, при этом угол между током и напряжением остается прежний.

Выводы

Представленная методика и пример расчета подтверждают эффективность использования фазных координат для определения токов и напряжений в различных точках при сложных видах несимметрии в распределительных сетях, когда участки магистрали линии, отпайки, нагрузки и виды несимметрии моделируются эквивалентными 4К-полюсниками и их уравнениями в форме H и Y .

Список литературы

1. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы. М.: Энергия, 1970.
2. Лосев С.Б., Чернин А.Б. Вычисление электрических величин в несимметричных режимах электрических систем. М.: Энергоиздат, 1983.
3. Солдатов В.А., Постолатий В.М. Расчет и оптимизация параметров и режимов управляемых многопроводных линий. Кишинев: Штиинца, 1990.

4. Солдатов В.А., Киорсак М.В., Зайцев Д.А., Калинин Л.П. Гибкие линии электропередачи с продольно-емкостной компенсацией и фазоповоротным трансформатором // Кишинев: АН Республики Молдова, 1997.

Солдатов Валерий Александрович – заведующий кафедрой информационных технологий в электроэнергетике Костромской государственной сельскохозяйственной академии, доктор техн. наук, проф. Окончил энергетический факультет Кишиневского политехнического института в 1976 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Оптимизация параметров и режимов управляемых электропередач с повышенной естественной и искусственной пропускной способностью на основе фазового управления" в 1993 г.

Попов Николай Малафеевич – декан факультета электрификации и автоматизации сельского хозяйства Костромской государственной сельскохозяйственной академии, канд. техн. наук, доц. Окончил энергетический факультет Уральского политехнического института им.С.М. Кирова в 1962 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Совершенствование релейных защит распределительных сетей 6–35 кВ" в 1977 г.

Исследования условий отражения импульсных сигналов в распределительных электрических сетях с древовидной топологией

МИНУЛЛИН Р.Г., ЗАКАМСКИЙ Е.В., АНДРЕЕВ В.В.

Выполнены предварительные исследования реакции электролиний с разветвленной структурой на импульсное и волновое зондирования с целью разработки оперативного дистанционного метода диагностики распределительных электросетей. Получены амплитудно-временные рефлектограммы отраженных сигналов, осуществлена их интерпретация.

Preliminary investigations concerning the effect of impulse and wave probing on electric power supply lines with diversified structure were performed to develop a method of fast remote control diagnostics of distributive electric lines. Temporal-amplitude reflectograms of reflected signals were recorded and their interpretation was performed.

Воздушные линии электропередачи являются наименее надежными элементами энергосистемы. При этом определение места повреждения

(ОМП) и восстановление поврежденных участков электролиний сети является сложной и длительной технологической операцией. Поэтому

оперативное ОМП на линиях электропередачи и своевременная диагностика их технического состояния в сочетании с профилактическим ремонтом линий обуславливают минимизацию финансовых потерь из-за недоотпуска электроэнергии.

Особо остро эта проблема стоит для электролиний напряжением 6–35 кВ, составляющих основу распределительных сетей. Затруднения возникают из-за того, что в распределительных сетях применяется режим изолированной нейтралю, кроме того, они имеют древовидную (разветвленную) топологию. Поэтому методы диагностики, успешно используемые для электролиний напряжением 110 кВ и выше, в данном случае абсолютно неприемлемы.

Разнообразие видов и характеров повреждений пока не позволило найти какой-либо универсальный и эффективный метод диагностики воздушных линий распределительных сетей. Это затрудняет обнаружение повреждений электролиний, особенно в осенне-весенние и зимние периоды.

Сложность и неординарность ситуации требуют:

- фундаментального исследования физических особенностей структуры электросетей с древовидной топологией;
- выбора оптимального и результативного метода диагностики;
- физико-технического обоснования метода;
- разработки технологии диагностики.

После критического обзора и оценки существующих методов ОМП на электролиниях был выбран метод рефлектометрии, т.е. метод зондирования неоднородностей в проводящих металлических средах с помощью видеоимпульса (импульсный) и с помощью перепада напряжения (волновой).

При этом необходимо решать сложную физико-техническую задачу: распознавание на рефлектограмме импульсов, отраженных от различных неоднородностей линии (обрывы, КЗ, места присоединения ответвлений, ухудшения изоляции и контактов и т.д.), по их полярности, амплитуде, форме и характерным искажениям. Задача распознавания принадлежности импульсов осложняется тем, что в разветвленных линиях, каковыми являются распределительные сети, имеют место многократные отражения от каждой неоднородности, так как их сопротивления отличаются от волнового сопротивления воздушной линии.

Попытки модельного описания реакции на

импульсное зондирование сети с древовидной топологией даже простейшей конфигурации привели к сложнейшим математическим выражениям, которые не имеют технологической перспективы. Поэтому было решено вести фундаментальные исследования физико-технических особенностей сетей с древовидной топологией экспериментальным путем.

Исследования были выполнены [1, 2]:

- 1) в лабораторных условиях на макетных образцах, состоящих из отрезков кабельных линий;
- 2) в полевых условиях на электролиниях распределительных сетей.

Можно применять два метода зондирования: импульсный и волновой.

Если в линии имеется только одна неоднородность (обрыв, замыкание, кабельная вставка и т.д.), то она может быть легко идентифицирована по одиночному отраженному сигналу в виде короткого импульса или волны (перепада) напряжения.

Но такие простые участки в сетях встречаются редко. Реальная структура представляет собой основную линию с отходящими от нее многочисленными ответвлениями (отпайками), которые на концах нагружены на обмотки трансформаторов. В данном случае ответвления идентичны емкостной нагрузке, и сигнал при отражении от места присоединения ответвления изменяет свою полярность. Обмотки трансформаторов идентичны индуктивной нагрузке, отраженный сигнал при этом полярности не меняет. Кроме того, сигналы от места КЗ в линии отражаются с изменением полярности, а от места обрыва – без изменения полярности, причем от этих неоднородностей зондирующие сигналы отражаются многократно из-за несогласованности их сопротивлений с волновым сопротивлением линии. В итоге на индикаторе – экране электронно-лучевой трубки или жидкокристаллическом дисплее с амплитудно-временной разверткой – получается суммарно-разностная картина отраженных сигналов – так называемая рефлектограмма.

Если неоднородности в линии расположены на расстоянии, на прохождение которого требуется время, большее длительности зондирующего импульса, то используется импульсный метод, если меньшее – то волновой метод.

При импульсном методе применяются короткие импульсы, поэтому на рефлектограмме отраженные сигналы складываются, в основном, только во времени. Это несколько упрощает рефлектограмму, где отраженные сигналы вид-

ны в виде отдельных импульсов, которые удастся связать с неоднородностями, имеющимися в линии.

При волновом методе информация заключена в переднем фронте отраженной волны, которая существует длительное время. К сожалению, из-за сложения и вычитания многократные волновые отражения создают такую картину, в которой разобраться весьма сложно, так как сигналы складываются не только во времени, но и по амплитуде.

Как показали исследования, каждый вид неоднородности в линии обуславливает свой отраженный импульс с характерными изменениями амплитуды и формы. Была составлена база рефлектограмм отраженных импульсов для разных ситуаций с целью распознавания и определения вида и места повреждения в линии.

Распределительные сети имеют в большинстве случаев линии длиной не более 20–30 км. Полоса пропускания таких электролиний составляет примерно 1–5 МГц. Естественно, чем длиннее линия и больше на ней ответвлений, тем меньше ее полоса пропускания из-за увеличения общей емкости линии.

Для измерений можно использовать рефлектометры [2], предназначенные для диагностики:

– длинных электролиний (Р5-5, Р5-10, Р5-17, Р5-23, К6Р-5 и др.);

– коротких электролиний (РЕЙС-105Р, РИ-10М, Т625-TDR, Т631-TDR, DIGIFLEX-T12/3, DIGIFLEX-COM, KABELLUX-3Е и др.).

Существующие промышленные рефлектометры могут использоваться как в стационарных, так и в полевых условиях.

Был проведен цикл лабораторных исследований макетов электролиний с использованием кабеля РК-75. Была реализована древовидная схема подключения к основному кабелю ответвлений с индуктивными нагрузками, имитирующими обмотки трансформаторов. Также имитировались подключения к линии конденсаторов связи, фильтров присоединения и заградительных фильтров. С помощью импульсного рефлектометра были сняты рефлектограммы для всех перечисленных ситуаций. Исследования проводились в режимах нормальных нагрузок, обрывов и замыканий на разных участках линии.

В качестве примера на рис.1,а приведена схема кабельной линии длиной 153,9 м с тремя от-

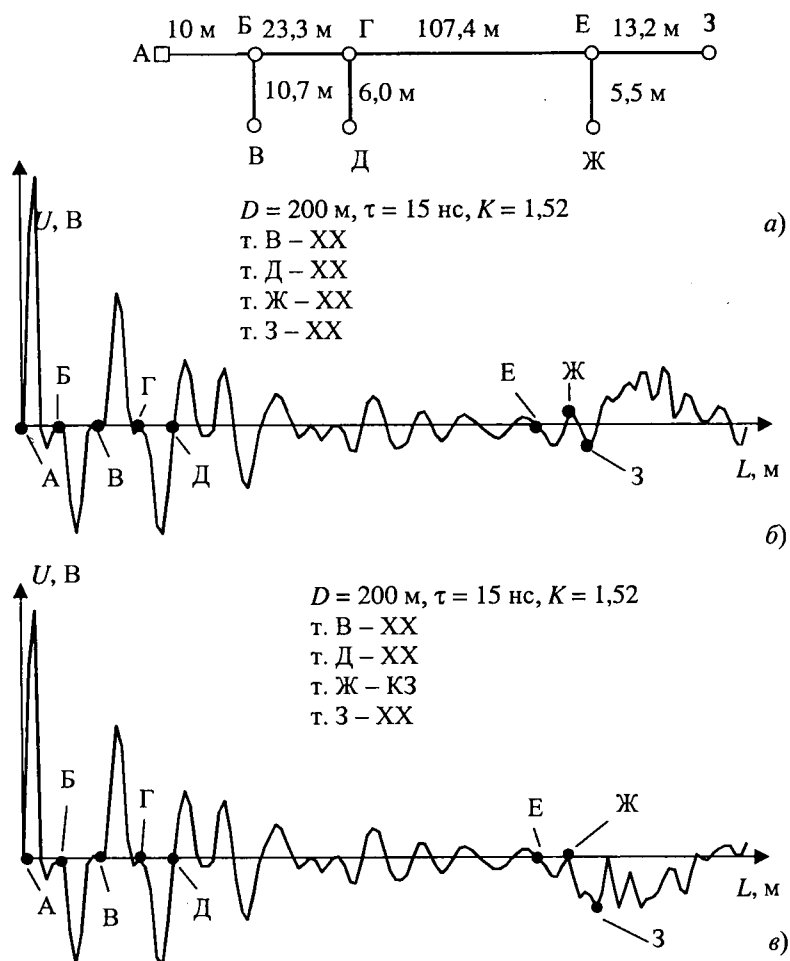


Рис.1. Результаты зондирования кабельной линии с ответвлениями (D – диапазон измерения расстояний; τ – длительность зондирующего импульса; K – коэффициент укорочения):

а – схема линии; б – эталонная рефлектограмма; в – реальная рефлектограмма КЗ в точке Ж)

ветвлениями (размеры участков линии указаны на схеме), для которой были сняты эталонная рефлектограмма (рис.1,б), когда концы всех ответвлений были разомкнуты (режим XX), и реальная рефлектограмма (рис.1,в), когда третье ответвление на конце в точке Ж замкнуто коротко (режим КЗ).

Зондирование осуществлялось импульсами длительностью $\tau = 15 \text{ нс}$, расчетная разрешающая способность согласно длительности импульса при этом составила 4,5 м, диапазон измеряемых расстояний $D = 200 \text{ м}$, коэффициент укорочения $K = 1,52$.

На рефлектограмме, показанной на рис.1,б, хорошо видны импульсы, отраженные от неоднородностей линии. В местах присоединения ответвлений (точки В, Г, Е) отраженные импульсы имеют отрицательную полярность, а от разомкнутых концов ответвлений (точки В, Д, Ж)

импульсы отражаются с положительной полярностью.

На рис.1,в изображена рефлектограмма для той же конфигурации линии, но в точке Ж отвлечение замкнуто накоротко. До точки Ж рефлектограмма имеет прежний вид, как на рис.1,б. Но от точки Ж теперь отражается отрицательный импульс, соответствующий КЗ.

Для линии, представленной на рис.1,а, можно написать свособразные уравнения для путей прохождения импульсов при однократном отражении от неоднородностей линии.

- Для т. Б $A(-B)A = -10 \text{ м} \text{ } (-11 \text{ м});$
 т. В $ABBA = 20,7 \text{ м} \text{ } (22 \text{ м});$
 т. Г $AB(-Г)BA = -33,3 \text{ м} \text{ } (-32 \text{ м});$
 т. Д $ABГДГБА = 39,3 \text{ м} \text{ } (41 \text{ м});$
 т. Е $ABГ(-Е)ГБА = -140,7 \text{ м} \text{ } (-142 \text{ м});$
 т. Ж $ABГЕЖЕГБА = 146,2 \text{ м} \text{ } (148 \text{ м});$
 т. З $ABГЕЗЕГБА = 153,9 \text{ м} \text{ } (156 \text{ м}),$

где знак минус перед буквой означает изменение полярности импульса в этой точке.

Первая цифра в левой части уравнений – истинная длина участка линии, вторая цифра (в скобках) – длина, измеренная с помощью рефлектометра. Как видно из уравнений, с увеличением расстояния относительная ошибка уменьшается, а абсолютная ошибка остается в пределах 1–2 м. Следовательно, реальная разрешающая способность импульсного метода в 2–3 раза выше расчетной.

Таким образом, метод импульсного локационного зондирования позволяет однозначно расшифровывать получающиеся при этом рефлектограммы линий с несколькими ответвлениями.

Были проведены исследования в полевых условиях на электролиниях пригородного РЭС Приволжских электрических сетей ОАО "Татэнерго". Измерения велись на воздушных линиях 10 кВ с несколькими ответвлениями, нагруженными на обмотки трансформаторов 10/0,4 кВ. Исследовались режимы нормальной нагрузки ответвлений, режимы обрывов и замыканий на фидере №23 подстанции "Аэропорт". Общая длина линии составляет 8890 м, на линии имеются 4 ответвления. Размеры участков линии указаны на схеме рис.2,а, концы всех ответвлений разомкнуты.

Зондирование осуществлялось импульсами длительностью в 1 мкс, расчетная разрешающая способность согласно длительности импульса при этом составляла 300 м. Для ответвлений длиной 180, 120, 150 и 10 м длительность импульса, эквивалентная 300 м, обеспечивала вол-

новой метод зондирования. Диапазоны измерения расстояний D соответствовали 0–9600 м (рис.2,б) и 0–19200 м (рис.2,в), коэффициент укорочения $K = 1$.

На эталонной рефлектограмме (рис.2,б) в месте присоединения ответвлений (точки Б, Г, Е) отраженные импульсы имеют отрицательную полярность, от разомкнутых концов ответвлений (точки В, Д, Ж) импульсы отражаются с положительной полярностью. Реальная разрешающая способность волнового метода тоже в 2–3 раза выше расчетной, так как начала отражений от концов ответвлений, находящихся на расстоянии 120–180 м от места присоединения, хорошо различаются.

На рис.2,в изображена реальная рефлектограмма для той же линии, но в точках Д и И подключены силовые трансформаторы, а в точке Ж создано двухфазное КЗ. В отличие от эталонной рефлектограммы реальная рефлектограмма снята при другом масштабе по оси ОХ, так как диапазон измерений составляет 0–19200 м. На реальной рефлектограмме (рис.2,в) видны без изменения формы и полярности все однократно отраженные импульсы, которые наблюдаются в точках Б, В, Г, Д, Е на рис.2,б. Но импульс, отраженный в точке Ж, изменил свою полярность на отрицательную и просуммировался с отрицательным импульсом, отраженным в точке Е. Из-за КЗ в точке Ж отражения от точек И и К отсутствуют.

Итак, волновой метод локационного зондирования также дает возможность однозначно расшифровывать рефлектограммы линий с древовидной топологией при высокой разрешающей способности.

Измерения рефлектограмм осуществлялись с помощью промышленного рефлектометра "Рейс-105Р". С использованием описанной методики расстояния до мест обрывов и КЗ определялись с погрешностью менее 1%.

Анализ многочисленных рефлектограмм показывает, что процесс их формирования отраженными импульсами достаточно сложен и не всегда поддается четкой идентификации. Среди импульсов, принадлежность которых распознается однозначно, имеются устойчивые отражения, причина появления которых явно не проглядывается. Возможно, они обусловлены дефектами в электролинии (нарушения изоляции, повышенные сопротивления в местах соединения проводов и т.д.). Все эти обстоятельства являются предметом дальнейших исследований.

В большинстве случаев детальный анализ ре-

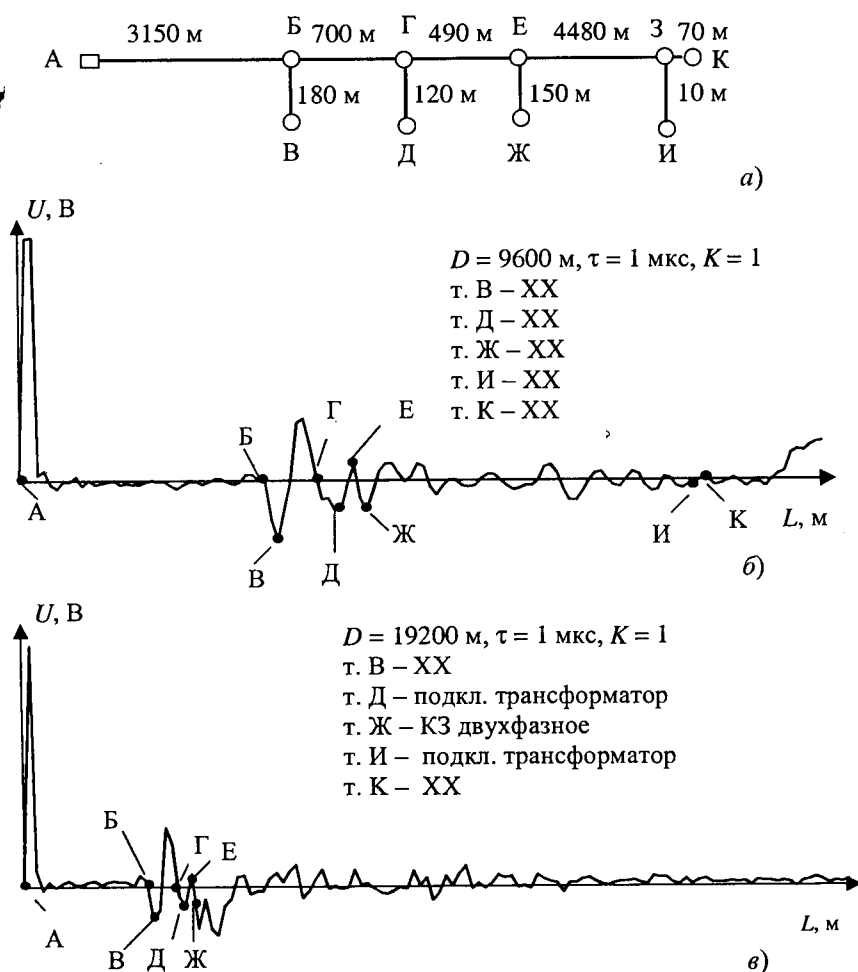


Рис. 2. Результаты зондирования воздушной линии с ответвлениями:

а – схема линии; б – эталонная рефлектограмма; в – реальная рефлектограмма КЗ в точке Ж)

акции электролинии с ответвлениями на импульсное зондирование осуществляется только при ее первичном обследовании. В дальнейшем полученную (и расшифрованную) рефлектограмму можно хранить в базе данных как эталонную, соответствующую штатной ситуации на выбранной линии. Хранение может происходить в памяти компьютера или в памяти самого рефлектометра (от 8 до 200 рефлектограмм в зависимости от модели рефлектометра). Современные рефлектометры [2] позволяют при повторном зондировании линии вычитать из реальной рефлектограммы эталонную. В этом случае на разностной рефлектограмме легко обнаруживаются участки линии, где за истекшее время произошли определенные изменения.

Разработана компьютерная программа, которая позволяет на основании разностной рефлектограммы определять вид и место возникшего повреждения на линии.

Исследования проводились на обесточенных электролиниях. Однако, используя высоковольтные конденсаторы емкостью 5–10 тыс. пФ, можно подключить зондирующее устройство к электролинии, находящейся под напряжением. Тогда диагностику линии можно осуществлять в ее рабочем состоянии.

Систему диагностики можно сделать автоматической с использованием персонального компьютера, который будет осуществлять времязадающие, обрабатывающие, распознающие функции, а также подавать сигнал тревоги в случае появления нештатной ситуации с указанием места происшествия. Автоматическая система диагностики будет следить за состоянием электролиний без участия человека и оперативно оповещать диспетчера обо всех нарушениях в подконтрольных распределительных электросетях.

В результате широкого внедрения данного метода диагностики

станет возможным заблаговременно предупреждать возникновение повреждений в электролиниях, своевременно обнаруживать вид повреждения и оперативно устанавливать его место. Все это приведет к значительному сокращению времени отключения потребителей при возникновении повреждений и аварийных ситуаций, повысит надежность работы электролиний путем планово-предупредительного ремонта обнаруженных некачественных участков электролиний, обеспечит потребителей бесперебойным и качественным энергоснабжением и в итоге приведет к существенной экономической выгоде.

Кроме того, будет решена проблема хищения проводов электролиний, так как предлагаемая система диагностики будет также играть роль охранной сигнализации. При возникновении несанкционированных обрывов в линии диспетчер будет мгновенно получать сигнал тревоги с указанием места обрыва.

Итак, первые результаты исследования физико-технических особенностей электролиний с древовидной топологией показали, что оперативная дистанционная диагностика подобных линий является хотя и сложной, но вполне раз-

решимой технической задачей, которая должна решаться поэтапно. Поэтому в первую очередь система диагностики должна быть создана на электролиниях, имеющих наивысший приоритет, а затем и на остальных электролиниях. После детальной проработки технология диагностики может тиражироваться и внедряться в распределительных сетях с привязкой к конкретной конфигурации электролиний.

Данный метод диагностики и ОМП может быть применен на электролиниях напряжением 110 кВ и выше, а также на низковольтных связных и коммутационных сетях и на сетях передачи данных.

Исследования выполнены на средства фонда НИОКР ОАО "Татэнерго" за 2001 г. и фонда НИОКР Республики Татарстан (грант Академии наук Республики Татарстан, проект 06-6.7-178/2002-Ф).

Список литературы

1. Минуллин Р.Г., Закамский Е.В. Определение мест повреждения в электрических сетях напряжением 6–35 кВ импульсным методом // Доклады Российского национального симпозиума по энергетике. Казань. 2001. Т.2. С.62–64.

2. Минуллин Р.Г. Методы и аппаратура определения мест повреждений в электросетях // Энергопрогресс. 2002. № 4 (30).

Минуллин Ренат Гизатуллович – профессор кафедры "Электроэнергетические системы и сети" ("ЭСиС") Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ). Окончил радиотехнический факультет Казанского авиационного института в 1959 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Прогностическая радиофизическая модель среднеширотного спорадического слоя E" в ИЗМИРАН.

Закамский Евгений Владимирович – инженер УАИТ ОАО "Татэнерго". Окончил в 1999 г. электроэнергетический факультет КГЭУ.

Андреев Владимир Валерьевич – студент кафедры "ЭСиС" КГЭУ, бакалавр.

Системы измерения качества электроэнергии на базе промышленно выпускаемых средств автоматизации

КОКОРИН С.А., НЕЙ Е.Е., НОВИКОВ В.К.

Описаны системы измерения качества электроэнергии. Произведен анализ метода, основанного на применении промышленно производимых средств автоматизации.

В настоящее время электрическая энергия по существу стала товаром, предметом купли-продажи. В связи с этим приобретают актуальность вопрос о контроле качества электроэнергии (КЭ) и создание измерительных приборов служащих этой цели.

Государственными стандартами устанавливается 11 показателей качества электроэнергии (ПКЭ), причем 9 из них имеют нормально и предельно допустимые значения [1].

Отношения между производителем и потребителем электроэнергии регламентируются в основном следующими документами:

- правила энергоснабжения определяют права и обязанности энергоснабжающих организаций и потребителей, в том числе и в области качества энергии [2].

- инструкция о порядке расчетов за электроэнергию в разделе 4 устанавливает скидку или

Of power quality measurement systems construction are described. The analysis of a method, based on industrial made automation components is executed.

надбавку до 10% от тарифа в зависимости от виновника ухудшения КЭ [3].

В настоящее время известно порядка десяти отечественных и практически столько же зарубежных приборов для измерения ПКЭ. Требования, предъявляемые к приборам в Российской Федерации, описаны в [4]. В [5] проводится анализ этих требований и соответствия им известных разработок. Авторы приходят к выводу что ситуация на рынке складывается в пользу российских приборов, разработанных с учетом особенностей отечественного рынка электроэнергии, и, что немаловажно, стоящих существенно меньше зарубежных аналогов. При существующем прогрессе этой области отмечаются следующие недостатки: объем производства неадекватен, технические характеристики приборов не отвечают в полной мере требованиям ГОСТ[1], не обеспечивается анализ и контроль КЭ в со-

Приборы и измеряемые ПКЭ

Прибор	ПКЭ										
	Установившееся отклонение напряжения	Размах изменения напряжения	Доза фликера	Коэффициент искажения синусоидальности	Коэффициент <i>n</i> -й гармонической составляющей напряжения *	Коэффициент несимметрии по обратной последовательности	Коэффициент несимметрии по прямой последовательности	Отклонение частоты	Длительность провала напряжения	Импульс напряжения	Коэффициент временного перенапряжения
Измерительно-вычислительный комплекс "ОМСК" ООО "Энерготехнология", г.Омск	•			•	•	•	•				
Портативный прибор контроля электроэнергии ППКЭ-1-50 "СОЛИС-С", г.Москва	•			•	•	•	•	•	•	•	
ППКЭ-2-50 "СОЛИС-С", г.Москва		•							•	•	•
Прибор диагностического контроля ПДК МЭИ, г.Москва	•	•		•	• (40)	•	•	•			
Автоматизированное рабочее место аудитора АРМ.А.ПКЭ МЭИ, г.Москва	•			•	•	•	•	•			
Микропроцессорный анализатор режима сети "МАРС" НПФ "Радиус"				•	• (11)	•	•	•			
Универсальный регистратор-анализатор напряжения "УРАН-10", г. Екатеринбург	•	•	•	•	• (50)			•			
Прибор для измерения показателей качества электрической энергии ЭРИС – КЭ.01	•			•	•	•	•	•			

* В скобках указано число гармоник *n*

* В скобках указано число гармоник n

ответствии с действующими методиками и правилами.

В табл.1 приведена информация о возможностях измерения ПКЭ некоторыми из отечественных приборов.

Можно выделить два пути построения приборов для измерения ПКЭ.

Первый путь заключается в создании автономного микропроцессорного устройства, снабженного датчиками напряжения, памятью, индикацией, пультом управления. Микропроцессорная система производит измерения, обработку полученных данных, вычисление ПКЭ, отображение их на индикации или вывод на печать. Передать результаты измерений на ПЭВМ для дальнейшей обработки можно через интерфейс RS232 либо через съемный носитель информации (например дискету). По этому пути пошли создатели приборов ЭРИС – КЭ.01, МАРС, "УРАН-10", ППКЭ-1-50, ППКЭ-2-50.

Во втором случае прибор состоит из IBM-совместимой ПЭВМ, на которую возлагаются функции хранения и обработки информации. Сопряжение ПЭВМ с измеряемыми сигналами производится при помощи коммутационного блока, преобразующего сигнал в цифровую форму. Этот путь представлен приборами ПДК МЭИ, АРМ. А.ПКЭ, ИВК "ОМСК".

В разработанном НПП "Энергоприбор" ана-

лизаторе качества электрической энергии "АКЭ-01" реализуется еще один из возможных путей построения подобных приборов. Он заключается в использовании имеющихся в продаже функционально законченных средств автоматизации на базе IBM PC. Основанием для такого подхода является:

- ускорение разработки прибора; подлежащая разработке аппаратная часть сведена к минимуму;

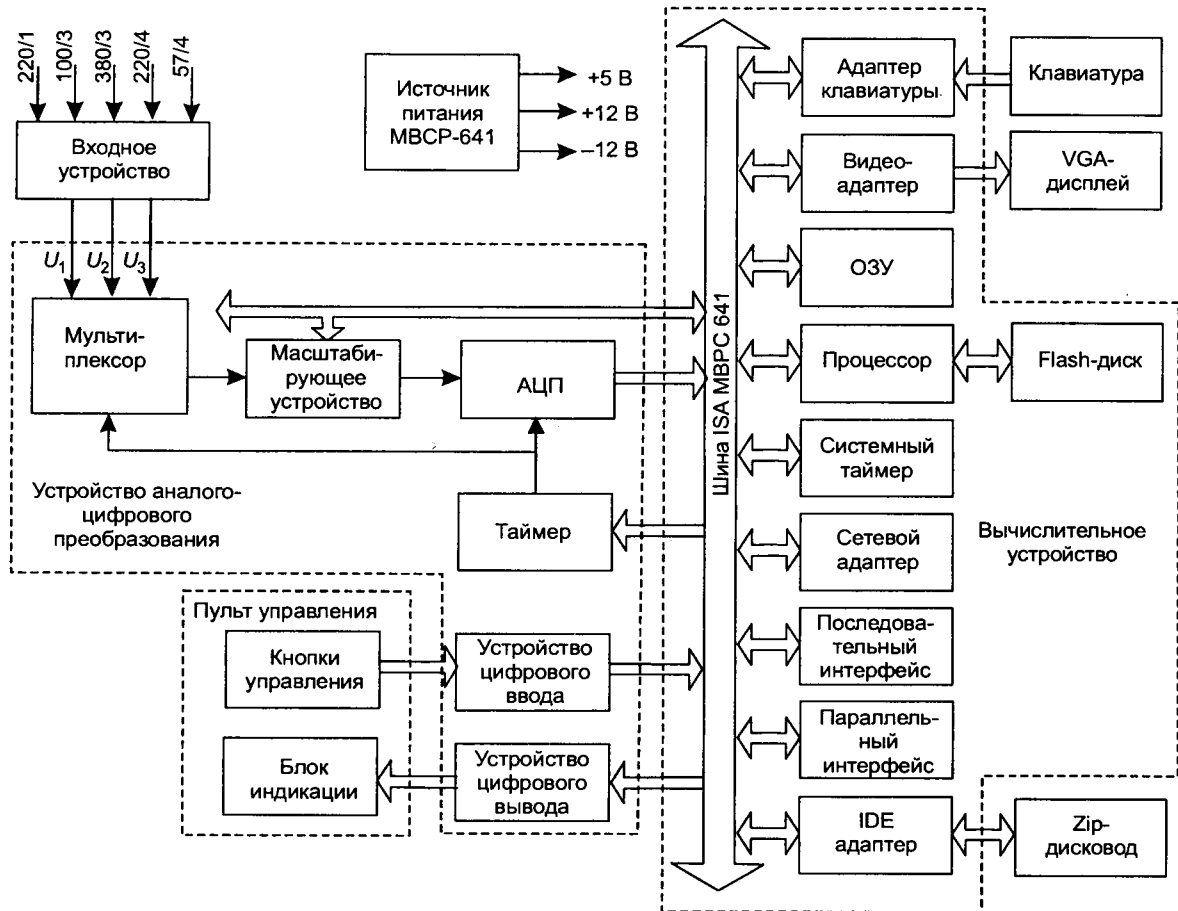
- возможность применения стандартных накопителей информации – флоппи и ZIP диски, жесткий диск, flash-диск;

- применение в качестве ядра системы IBM-совместимого промышленного компьютера позволяет задействовать для обработки сигнала в реальном времени процессора класса 486 или Pentium;

- написание программ на языках высокого уровня;

- возможность применения стандартных средств ввода и вывода информации – клавиатуры, манипулятора мышью, VGA-дисплея; это упрощает и делает более наглядной работу с накопленными данными;

- мелкосерийный характер производства делает экономически обоснованной структурную избыточность и относительно высокую стоимость применяемых компонентов. Структурная



Структурная схема АКЭ-01

схема анализатора представлена на рисунке.

Устройство аналого-цифрового преобразования реализовано на плате PCL-818L фирмы "ADWANTECH". На плате расположены мультиплексируемый на 16 каналов 12-разрядный АЦП с частотой выборок до 40 кГц, 16 цифровых входов, 16 цифровых выходов, программируемый таймер. Обмен данными с платой возможен в режиме прямого доступа к памяти (ПДП), по прерыванию или программным путем. ПДП особенно удобен при обработке сигналов в реальном времени.

Вычислительное устройство (ВУ) построено на процессорной плате PCA-6145B. Плата позволяет использовать процессоры 80486DX/DX2 и 5X86. Интерфейс VGA поддерживает мониторы с электронно-лучевой трубкой и плоские панели с разрешением 640X480. Среди других характеристик следует отметить: поддержка твердотельных дисков на базе однокристалльных флэш-дисков объемом до 24 Мбайт; порт RS-232/422/485; параллельный порт; порт PS/2; контроллер Ethernet IEEE 802. 3, интерфейс для подключения 2 EIDE устройств; интерфейс для подключения 2 накопителей на гибких дисках.

Входное устройство имеет пять входов: одно-

фазный 220 В, два трехфазных трехпроводных с напряжениями 380 и 100 В, два трехфазных четырехпроводных с напряжениями 220 и 57,74 В. Измерения могут проводиться одновременно только по одному входу..

Обмен данными между вычислительным устройством и АЦП производится в двухбуферном режиме: в то время, как в режиме ПДП заполняется один расположенный в ОЗУ буфер данных, производится обработка данных из второго буфера. Полученные значения ПКЭ записываются на флэш-диск. После заполнения первого буфера, начинает заполняться второй, а ВУ обрабатывает данные из первого, и т.д. Метрологические характеристики АКЭ-01 приведены в табл.2.

Анализатор может работать в двух режимах: автономном и расширенном. Выбор режима происходит в зависимости от подключенных внешних устройств.

В расширенном режиме (при подключенных мониторе и клавиатуре) производится ввод параметров для работы в автономном режиме, настройка анализатора, вывод накопленной информации в графическом виде, распечатка протоколов, а так же измерения, аналогичные автономному режиму.

Метрологические характеристики анализатора АКЭ-01

Измеряемая величина X	Диапазон измерения, не менее	Пределы допускаемой основной погрешности анализатора		Интервал усреднения при определении ПКЭ, с
		Абсолютной ΔX	Относительной ΔX %	
Установившееся отклонение напряжения δU_y , %	$-30 \div +30$	$\pm 0,5$	—	60
Коэффициент искажения синусоидальности напряжения K_U , %	0–25	—	± 10	3
Коэффициент n-й гармонической составляющей* напряжения K_{Un} , %	0–20	$\pm 0,05^{**}$	± 5	3
Коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности K_{2U} , %	0–25	$\pm 0,3$	—	3
Коэффициент несимметрии напряжений по нулевой последовательности K_{0U} , %	0–25	$\pm 0,5$	—	3
Отклонение частоты Δf , Гц	$-5 \div +5$	$\pm 0,03$	—	20
Длительность провала напряжения Δt_n , с	0,01–100	$\pm 0,01$	—	—
Коэффициент временного перенапряжения $K_{перU}$	1,1–1,3	$\pm 0,1$	—	—
* $n = 2 \div 40$				
** при $K_{Un} < 1,0\%$ —				

В автономном режиме управление анализатором осуществляется при помощи встроенного пульта управления. В случае, если предыдущий сеанс измерений был завершен некорректно (например сбоем по питанию), то измерения автоматически возобновляются, при этом регистрируется время простоя. Возможна распечатка протоколов измерений.

Накопленная за сутки информация о ПКЭ сохраняется на ZIP-диске. Программой предусмотрена возможность накопления результатов за 10 сут.

Теплоизолирующая оболочка анализатора расширяет диапазон рабочих температур до $-10 \div +55^\circ\text{C}$, и допускает пломбировку устройства.

Указанные характеристики позволяют использовать анализатор для проведения длительного непрерывного контроля ПКЭ в условиях промышленных помещений (цехов, трансформаторных подстанций и т.д.) без участия оператора.

Описанный подход к построению измерительной системы делает ее открытой для модернизации. Высокая производительность вычислительного устройства позволяет ввести дополнительную обработку данных, в частности, вычислять дозу фликера. Структурная избыточность измерительного устройства дает возможность проводить измерения по 16 каналам АЦП, регистрируя, например, не только напряжение, но и ток по трем фазам. Незадействованные цифровые входы и выходы позволяют увеличить возможности пульта управления и индикации, вплоть до использования жидкокристаллических дисплеев.

Использование готовых средств автоматизации, легко сопрягаемых друг с другом делает систему аппаратно гибкой, а значительная мощность вычислительного устройства и применение языков высокого уровня способствует быстрому развитию программного обеспечения.

Список литературы

1. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Изд-во стандартов, 1998.
2. Правила энергоснабжения в Российской Федерации. Минтопэнерго России, 1976.
3. Инструкция о порядке расчетов за электрическую и тепловую энергию. М.: Минюст. Пер. №449 от 28.12.1993.
4. Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы для измерения показателей качества электрической энергии. Общие технические условия. М.: Госстандарт России.
5. Карташев И.И., Пономаренко И.С., Ярославский В.Н. Требования к средствам измерения показателей качества электроэнергии // Электричество. 2000. № 4.

Кокорин Сергей Анатольевич — канд. техн. наук НПП "Энергоприбор". Окончил приборостроительный факультет Владимирского политехнического института в 1980 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование экстраполяционных методов определения статических магнитных характеристик" в 1980 г.

Ней Евгений Евгеньевич — аспирант кафедры УИТЭС Владимирского государственного университета. Окончил факультет информатики и прикладной математики Владимирского государственного университета в 2001 г.

Новиков Вячеслав Константинович — доктор техн. наук, проф. НПП "Энергоприбор". Окончил приборостроительный факультет Владимирского политехнического института в 1973 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Методы и современные технические средства контроля магнитных параметров электротехнических стале- и сплавов" в МЭИ в 1994 г.

Об уровне и критериях оценки электромагнитного использования машин переменного тока в нелинейных сетях

БОГУСЛАВСКИЙ И.З., доктор техн. наук, проф. (С.-Петербург),
КУСС Г., доктор техн. наук, проф. (Дрезден)

Исследованы особенности физических процессов, определяющих уровень электромагнитного использования мощных частотно-регулируемых двигателей. Приведены критерии, позволяющие оценить этот уровень по сравнению с машинами, работающими в линейных сетях.

Analysis is made for characteristic properties of physical phenomena, which define the level of electric and magnetic loads of large frequency – controlled motors and generators at non – sinusoidal supply. Criteria are offered, which make possible to evaluate this load level in comparison with A.C. machines operating at sinusoidal supply.

В последние годы в связи с широким применением в электроэнергетических системах преобразовательной техники достаточно часто исследуются проблемы выбора уровня электромагнитного использования крупных двигателей и генераторов переменного тока в нелинейных сетях (по сравнению с уровнем их использования при синусоидальном питании). Обычно степень нелинейности сети оценивается коэффициентом нелинейных искажений [1]

$$K_{\text{иск}} = [\Sigma(\Gamma_m/\Gamma_1)^2]^{0,5}, \quad (1)$$

где m – номер временной гармоники; Γ_m – ее амплитуда.

Практически в современных нелинейных сетях с мощными машинами переменного тока этот коэффициент не превышает $K_{\text{иск}} < 0,3 \div 0,35$.

Однако уровень электромагнитного использования машины (линейной нагрузки, плотностей тока в обмотках и др.) может быть различным при одном и том же $K_{\text{иск}} = \text{idem}$, ограниченном этими пределами. Это связано с соотношением амплитуд временных гармоник порядков $m_{\text{пр}}$ и $m_{\text{доп}}$ результирующего поля в зазоре трехфазной машины, работающей в нелинейной сети. Оно содержит временные гармоники порядков:

$$m_{\text{пр}} = 1, 7, 13, 19, \dots, 6k - 5, \text{ а также } m_{\text{доп}} = 5, 11, 17, 23, \dots, 6k - 1 \text{ (при } k = 1, 2, 3, \dots). \quad (2)$$

В выражениях (2) отсутствуют гармоники кратные трём, так как предполагается обычная в практике схема соединения фаз обмотки статора – в звезду.

Рассмотрим особенности влияния гармоник $m_{\text{пр}}$ и $m_{\text{доп}}$ на уровень электромагнитного использования машин переменного тока. Исследование проведем для первой пространственной гармоники результирующего поля в зазоре [2].

Асинхронные машины. Рассмотрим частотно-регулируемые асинхронные машины с короткозамкнутым ротором. Такие машины широко применяются, например, в приводах для металлургии, нефтяной и газовой промышленности, станков, компрессоров, насосов и др. Методы анализа машин с фазным ротором и с преобразователем в его цепи (машин двойного питания) рассмотрены в [3].

Контурам на статоре и роторе машины, сцепленным с результирующим полем в зазоре, имеющим временной порядок $m_{\text{пр}}$, соответствуют моменты вращения [2], направленные в сторону вращения ротора (двигательный режим). Скольжение результирующего поля порядка $m_{\text{пр}}$ относительно ротора

$$s_{\text{пр}} = (m_{\text{пр}} + s_1 - 1)/m_{\text{пр}}, \quad (3)$$

где s_1 – скольжение для гармоники порядка $m_{\text{пр}} = 1$, например, при $m_{\text{пр}} = 7$, $s_1 = 0,01$ $s_7 = 0,859$.

Отметим, что при увеличении порядка гармоники ($m_{\text{пр}} \rightarrow \infty$) $s_{\text{пр}} \rightarrow 1$.

Частота дополнительных ЭДС и токов, индуцируемых в контурах ротора результирующим полем со скольжением $s_{\text{пр}}$,

$$f_{\text{рот.пр}} = f_1(m_{\text{пр}} + s_1 - 1), \quad (4)$$

где f_1 – частота ЭДС в обмотке статора при $m_{\text{пр}} = 1$.

Отметим, что частотам $f_{\text{рот.пр}}$ соответствуют повышенные вибрации обмотки и активной стали ротора.

Из соотношений (3), (4) следует:

– дополнительный двигательный момент, создаваемый временной гармоникой порядка $m_{\text{пр}} > 1$, не оптимален, так как ему соответствует скольжение $s_{\text{пр}} \approx 1$; при таких скольжениях токи в контурах ротора и статора машины максимальны [2] и характеризуются повышенной частотой согласно (4); поэтому они вызывают в обмотках и активной стали машины дополнитель-

ные потери и нагревы, что снижает уровень электромагнитного использования машины;

– в отличие от пускового момента ($s_{\text{пр}} \approx 1$, $m_{\text{пр}} = 1$), когда токи в обмотках максимальны, но кратковременны, режим при $s_{\text{пр}} \approx 1$, $m_{\text{пр}} > 1$ – длительный;

– число двигательных дополнительных мощностей и моментов определяется числом гармоник в ряду $m_{\text{пр}}$ согласно (2); в практике для трехфазной машины достаточно $m_{\text{пр}} < 25$; каждому из этих дополнительных моментов соответствует дополнительные активная $P_{(1)m_{\text{пр}}}$ и реактивная $Q_{(1)m_{\text{пр}}}$ мощности, потребляемые из сети.

Аналогично, контурам на статоре и роторе машины, сцепленным с результирующим полем в зазоре, имеющим временной порядок $m_{\text{доп}}$, также соответствуют моменты вращения; однако в отличие от предыдущих они направлены в сторону [2], противоположную вращению ротора (режим электромагнитного тормоза). Скольжение результирующего поля порядка $m_{\text{доп}}$ относительно ротора составляет:

$$s_{\text{доп}} = (m_{\text{доп}} - s_1 + 1)/m_{\text{доп}}. \quad (5)$$

Например, при $m_{\text{доп}} = 5$, $s_1 = 0,01$ имеем: $s_7 = 1,198$. Отметим, что аналогично предыдущему при увеличении порядка гармоники ($m_{\text{доп}} \rightarrow \infty$) $s_{\text{доп}} \rightarrow 1$.

Частота дополнительных ЭДС и токов, индуцируемых в контурах ротора результирующим полем со скольжением $s_{\text{доп}}$

$$f_{\text{рот.доп}} = f_1(m_{\text{доп}} - s_1 + 1). \quad (6)$$

Частотам $f_{\text{рот.доп}}$ также соответствуют повышенные вибрации обмотки и активной стали ротора.

Из соотношений (5), (6) следует:

– дополнительный момент, создаваемый временной гармоникой порядка $m_{\text{доп}} > 1$, является тормозным и снижает значение результирующего момента вращения двигателя;

– этому моменту соответствует скольжение $s_{\text{доп}} \approx 1$; поэтому эти гармоники вызывают в обмотках и активной стали машины дополнительные потери и нагревы [2], что также снижает уровень электромагнитного использования машины;

– режим при $s_{\text{доп}} \approx 1$, $m_{\text{доп}} > 1$ – длительный;

– число тормозных дополнительных моментов определяется числом гармоник в ряду $m_{\text{доп}}$ согласно (2); в практике для трехфазной машины должно быть $m_{\text{доп}} < 17$; каждому из этих дополнительных моментов соответствует дополнительные активная $P_{(1)m_{\text{доп}}}$ и реактивная $Q_{(1)m_{\text{доп}}}$ мощности, потребляемые из сети.

Рассмотрим для примера последовательность вычислений рабочих характеристик машины в номинальном режиме.

Исходными для расчета предполагаются заданными: номинальная мощность двигателя $P_{(2)\text{ном}}$, амплитуды гармоник напряжения $U_1, U_5, U_7, U_{11}, U_{13}, U_{17}, U_{19}, \dots$, номинальное напряжение $U_{\text{ном}} = U_1$, число полюсов машины $2p$, параметры схемы замещения для каждой из гармоник, частота f_1 . Требуется определить для каждой из гармоник: ряды мощностей, потребляемых из сети – активных ($P_{(1)1}, P_{(1)5}, P_{(1)7}, P_{(1)11}, P_{(1)13}, P_{(1)17}, P_{(1)19}$ и реактивных $Q_{(1)1}, Q_{(1)5}, Q_{(1)7}, Q_{(1)11}, Q_{(1)13}, Q_{(1)17}, Q_{(1)19}$), потери в машине $W_1, W_7, W_{13}, W_{19}, \dots$, а также частота вращения ротора двигателя ($n = n_{\text{ном}}$).

В практике для вычисления рабочих характеристик асинхронной машины обычно используется схема замещения [2, 4, 5], учитывающая насыщение магнитной цепи машины и поверхностный эффект в обмотках статора и ротора. Ее уравнения приведены в Приложении. При несинусоидальном питании эта схема для гармоник $m > 1$ имеет следующие особенности:

– кривую намагничения [6] удобно представить в виде:

$$E_m = |I_\mu| \left(\partial |E| / \partial |I_\mu| \right)^*. \quad (7)$$

Здесь знак * обозначает, что производная взята в точке $E \approx U$ характеристики намагничения машины $|I_\mu| = f(|E|)$, которая вычислена для первой временной гармоники ($m = 1$). Такой учет состояния магнитной цепи машины предполагает, что насыщение определяется только двумя временными гармониками – первой ($m = 1$) и одной из рассматриваемых высших ($m > 1$); воздействие остальных гармоник на состояние магнитной цепи для упрощения не учитывается. Однако такой учет может быть выполнен методом итераций.

При вычислении активной составляющей тока ХХ [5] согласно уравнению (П. 5) Приложения механические потери в двигателе (в подшипниках, на вентиляцию) учитываются только для первой ($m = 1$) гармоники.

Из схемы замещения для ряда частот вращения в диапазоне $n_{\text{мин}} < n < n_{\text{макс}}$ определяется следующий ряд мощностей, моментов и потерь (здесь $n_{\text{макс}} \approx 1,1 \cdot 60 f_1 / p$, $n_{\text{мин}} \approx 0,9 \cdot 60 f_1 / p$):

1. Составляющие активной и реактивной мощности гармоник двигательного режима ($m_{\text{пр}} = 6k - 5$), потребляемые из сети: $P_{(1)1}(n)$, $P_{(1)7}(n)$, $P_{(1)13}(n)$, $P_{(1)19}(n)$ и их сумма $P_{(1)\text{двиг}}(n)$;

$Q_{(1)1}(n)$, $Q_{(1)7}(n)$, $Q_{(1)13}(n)$, $Q_{(1)19}(n)$ и их сумма $Q_{(1)двиг}(n)$.

2. Составляющие активной и реактивной мощности гармоник тормозного режима ($m_{доп} = 6k - 1$), потребляемые из сети:

$P_{(1)5}(n)$, $P_{(1)11}(n)$, $P_{(1)17}(n)$ и их сумма $P_{(1)торм}(n)$;
 $Q_{(1)5}(n)$, $Q_{(1)11}(n)$, $Q_{(1)17}(n)$ и их сумма $Q_{(1)торм}(n)$.

Отметим, что эти составляющие $P_{(1)двиг}(n)$, $Q_{(1)двиг}(n)$, $P_{(1)торм}(n)$, $Q_{(1)торм}(n)$ определяют уровень электромагнитного использования двигателя, потери в его активной части, его нагрев.

3. Потери $W_m(n)$ в машине для каждой активной составляющей мощности $P_{(1)двиг}(n)$ (таблица).

$m_{пр}$	$P_{(1)двиг}(n)$	$W_m(n)$
1	$P_{(1)1}(n)$	$W_1(n)$
7	$P_{(1)7}(n)$	$W_7(n)$
13	$P_{(1)13}(n)$	$W_{13}(n)$
19	$P_{(1)19}(n)$	$W_{19}(n)$

Отметим некоторые особенности физических процессов при $m_{пр} > 1$, характерных, например, для мощности $P_{(1)7}(n)$ и соответствующих потерь $W_7(n)$. В соответствии с (3) для $m_{пр} > 1$ скольжения $s_{пр} \approx 1$; при таких скольжениях потери $W_m(n)$ составляют [2] значительную долю мощности $P_{(1)двиг}(n)$, причем среди потерь $W_m(n)$ наиболее существенны потери в обмотке ротора [6]; они вызывают ее дополнительный нагрев (по сравнению с синусоидальным питанием).

4. Мощность на валу двигателя

$$P_{(2)}(n) = P_{(1)двиг}(n) - P_{(1)торм}(n) - W_1(n) - W_7(n) - W_{13}(n) - W_{19}(n).$$

5. Номинальная частота вращения двигателя $n = n_{ном}$ из условия:

$$P_{(2)ном} = P_{(2)}(n).$$

6. Активные и реактивные составляющие номинальной мощности (при $n = n_{ном}$), потребляемые из сети для двигательного и тормозного режимов, $P_{(1)двиг}$; $P_{(1)торм}$; $Q_{(1)двиг}$; $Q_{(1)торм}$.

7. Активная и реактивная номинальные мощности (при $n = n_{ном}$), потребляемые из сети,

$$P_{(1)ном} = P_{(1)двиг} + P_{(1)торм}; \quad Q_{(1)ном} = Q_{(1)двиг} + Q_{(1)торм}.$$

8. Для номинального режима (при $n = n_{ном}$) при несинусоидальном питании определяются из теплового расчета [6] перегревы обмоток статора $\theta_{ст.ном}$; ротора $\theta_{рот.ном}$ и активной стали статора $\theta_{Fe ном}$.

Учёт влияния гармонического состава результирующего поля в зазоре на выбор уровня электромагнитных нагрузок частотно-регулируемо-

го двигателя (по сравнению с двигателем при синусоидальном питании) машины может быть выполнен с помощью следующих соотношений:

Коэффициент

$$K_{гarm} = P_{(2)ном} : \{[P_{(1)ном}]^2 + [Q_{(1)ном}]^2\}^{0.5}. \quad (8)$$

Для асинхронных машин с синусоидальным питанием коэффициент

$$K_{син.гarm} = (\cos \varphi) \eta, \quad (8')$$

где η – КПД двигателя при синусоидальном питании.

Коэффициент $\eta_{гarm}$. Методы экспериментального определения КПД частотно-регулируемых машин стандартами в настоящее время не предусмотрены. Расчетным путем КПД может быть определено на основе соотношений:

$$\eta_{гarm} = P_{(2)ном} : P_{(1)ном}. \quad (9)$$

Для машин с синусоидальным питанием $\eta_{син.гarm} = \eta$ и может быть определено экспериментально в соответствии со стандартами.

Коэффициент $K_{мощн}$ – отношение активной мощности, потребляемой из сети, к ее полной мощности. Из (8)–(9)

$$K_{мощн} = K_{гarm} : \eta_{гarm}. \quad (10)$$

Для машин с синусоидальным питанием $K_{син.мощ} = \cos \varphi$.

Коэффициент $K_{мод}$. Для выбранной геометрии активной зоны [6] частотно-регулируемого двигателя целесообразно определить и его модельную мощность $P_{(2)мод}$, соответствующую, например, перегреву обмотки статора $\theta_{ст.ном}$. Предполагаем, что двигатель питается не от преобразователя частоты, а от сети с синусоидальным напряжением ($m = 1$). Для частотно-регулируемого двигателя ($m \geq 1$) этот перегрев $\theta_{ст.ном}$ вычислен ранее согласно п.8. Тогда степень изменения модельной мощности, вызванная несинусоидальным питанием,

$$K_{мод} = P_{(2)ном} : P_{(2)мод}. \quad (11)$$

Обычно $K_{мод} < 1$, однако это не всегда означает снижение технико-экономических показателей привода при его работе с преобразователем частоты. Практически может оказаться, что двигатель, имеющий модельную мощность $P_{(2)мод} > P_{(2)ном}$, не обеспечивает при синусоидальном питании требуемых по ТУ значений пускового момента или тока, не позволяет запустить приводной механизм с заданным значением динамического момента инерции и др., что без труда обеспечивается им при питании от

преобразователя частоты при мощности $P_{(2)ном}$. Обычно такие сопоставления, необходимые для выбора варианта привода, решаются в практике путем технико-экономического анализа вариантов.

Синхронные машины. Явнополюсные синхронные машины с полной демпферной обмоткой на роторе применяются в нелинейных сетях как в качестве приводов (с моментом на валу до 1000 т·м) в металлургии, цементной, горнодобывающей и др. отраслях промышленности, так и в качестве генераторов мощностью до 8–10 МВт. Физические процессы, связанные с образованием дополнительных вращающих моментов на роторе, в машинах этого типа и в асинхронных короткозамкнутых двигателях аналогичны; соответственно, аналогичны и алгоритмы расчета их моментов и мощностей, а также и критерии оценки уровня их электромагнитного использования. Однако физические процессы в этих машинах имеют и ряд особенностей:

– частота дополнительных токов, которые индуцированы временными гармониками результирующего поля в зазоре порядка $m_{пр} = 1, 7, 13, 19, \dots, 6k - 5$,

$$f_{рот.пр} = f_1(m_{пр} - 1), \quad (12)$$

а частота дополнительных токов, которые индуцированы временными гармониками $m_{доп} = 5, 11, 17, \dots, 6k - 1$,

$$f_{рот.доп} = f_1(m_{доп} + 1). \quad (13)$$

Из соотношений (12), (13) следует, что поля с гармониками порядков, удовлетворяющих соотношению

$$|m_{доп} - m_{пр}| = 2, \quad (14)$$

например, $m_{доп} = 11$, $m_{пр} = 13$, индуцируют в контурах ротора ЭДС и токи одинаковой частоты. Назовем гармоники, удовлетворяющие соотношению (14), соседними;

– в отличие от асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, в явнополюсной машине с демпферной обмоткой поля токов, индуцируемых соседними гармониками, создают не два поля, вращающиеся относительно ротора с различными частотами в противоположные стороны [2], а одно пульсирующее поле; обе компоненты этого поля также вращаются относительно ротора в противоположные стороны, но с одинаковыми частотами;

– для явнополюсной машины, в отличие от асинхронной, нет необходимости вычислять в зависимости от скорости ряд мощностей, так как практически всегда эта скорость равна номи-

нальной, определяемой первой временной гармоникой.

Перечисленные особенности позволяют влиять на амплитуду этого пульсирующего поля и токов, которые оно индуцирует [7], несколько снижая добавочные потери и нагревы ротора. В остальном алгоритм расчета мощностей и моментов для явнополюсной машины и асинхронной с короткозамкнутым ротором аналогичны.

Основным средством исключения из кривой поля ряда высших временных гармоник является применение в мощных явнополюсных машинах шестифазной обмотки [8, 9]; в асинхронных машинах она обычно не используется из-за усложнения конструкции обмотки и ее выводов. При использовании шестифазной обмотки одновременно становится возможным несколько увеличить ее обмоточный коэффициент (по сравнению с трехфазной обмоткой). В результате на 6–8% удается сократить активную длину машины [9]. Однако такая обмотка имеет и ряд недостатков: помимо усложнения конструкции обмотки статора увеличивается вылет ее лобовых частей и, соответственно, реактивность рассеяния машины; для некоторых приводов это может иметь практическое значение.

Приложение.

Основные уравнения схемы замещения асинхронного двигателя

$$I_0 = I_1 + I'_2; \quad (П.1)$$

$$I'_2 Z'_2 = E(I_\mu); \quad (П.2)$$

$$U = I_1 Z_1 - E(I_\mu); \quad (П.3)$$

$$I_0 = I_{0a} - jI_\mu; \quad (П.4)$$

$$I_{0a} = (P_{Fe} + P_{мех}) / (3U); \quad (П.5)$$

$$|I_\mu| = f(|E|). \quad (П.6)$$

Здесь I_0 ток ХХ, содержащий согласно (П.4) активную составляющую I_{0a} (она соответствует потерям в машине, не зависящим от токов в его контурах) и индуктивную – I_μ (она соответствует результирующему потоку в зазоре); I_1 – ток в первичном контуре (статора); I'_2 – ток во вторичном контуре (ротора); Z'_2 – полное сопротивление вторичного контура (с учетом поверхностного эффекта); $E(I_\mu)$ – ЭДС на зажимах намагничивающего контура; U – гармоника фазного напряжения; Z_1 – полное сопротивление первичного контура; P_{Fe} , $P_{мех}$ – соответственно потери в стали и механические; $|I_\mu| = f(|E|)$ – характеристика намагничивания машины.

В уравнениях (П.1–П.6) токи, ЭДС и напряжение – комплексы [4]; ток I'_2 и сопротивление Z'_2 приведены к первичному контуру; индекс, характеризующий порядок m временной гармоники, опущен.

Список литературы

1. ГОСТ 13 109-97.
2. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2. М.: Энергия, 1965.
3. Богуславский И.З. Методы исследования режимов машины двойного питания с учетом насыщения и высших гармоник // Изв. РАН. Энергетика. 2002. № 1.
4. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. М.: Энергия, 1981.

5. Антонов В.В., Богуславский И.З., Савельева М.Г. Метод расчета мощных асинхронных двигателей с нелинейными параметрами // Электросила. 1983. №35.
6. Проектирование электрических машин/ Под ред. И.П. Копылова. М.: Энергия, 1982.
7. Демирчян К.С., Богуславский И.З. Методы аналитического исследования токов в короткозамкнутых обмотках ротора машин переменного тока // Изв. РАН. Энергетика. 1992. № 4.
8. Глебов И.А., Данилевич Я.Б. Научно-технические проблемы крупного турбогенераторостроения М.: Наука, 1990.
9. Богуславский И.З. Гармоники поля якоря и частоты токов в контурах ротора многофазного явнополюсного двигателя при несинусоидальном питании // Проблемы создания и эксплуатации новых типов электроэнергетического оборудования. СПб. ОЭЭП РАН, 1998. Вып. 2.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Построение схем измерения входных параметров регуляторов реактивной мощности конденсаторных установок

ШИШКИН С.А.

Рассмотрено построение измерения входных параметров современных регуляторов реактивной мощности конденсаторных установок для повышения коэффициента мощности распределительных сетей. Рекомендовано конструктивное изменение схемы измерения для расширения функциональных возможностей регулятора.

It is considered a measurement design of input parameters of modern reactive power controllers of the capacitor installations for the power factor of distribution networks increase. There are some recommendations of a constructive change of the measurement scheme for expansion of functional possibilities of the reactive power controller.

Компенсация реактивной мощности (РМ) – одно из условий эффективного функционирования распределительных электросетей, поскольку даже при отсутствии прямой оплаты потребления реактивной энергии позволяет снизить токовые нагрузки элементов системы электрообеспечения (трансформаторов, кабельных и воздушных линий), а также повысить качество электроэнергии за счет фильтрации высших гармоник и импульсных сетевых помех. Конденсаторные установки (КУ) являются наиболее распространенными устройствами компенсации. Для узлов нагрузки потребителей, где РМ в течение суток изменяется в широких пределах, постоянное включение батарей конденсаторов неприемлемо, поэтому КУ комплектуются специальным регулятором, позволяющим автоматизировать процесс компенсации РМ.

Большинство серийно выпускаемых в настоящее время автоматических регуляторов РМ ис-

пользуют в качестве параметра регулирования реактивную составляющую полного тока нагрузки. Несмотря на многообразие модификаций, они имеют функционально идентичное построение [1]. На вход регулятора через трансформатор тока подается сигнал, пропорциональный полному току одной из фаз, например I_A , и сигнал линейного напряжения двух других фаз контролируемой сети U_{BC} . В этом случае внешняя функция регулирования будет следующей:

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I_{A\max} \sin(\omega t - \varphi_1); \\ U_{BC} &= U_{BC\max} \sin(\omega t - 90^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где φ_1 – угол фазового сдвига тока I_A .

Вектор полного тока каждой из фаз регулируемой сети \vec{I} может быть представлен как сумма трех составляющих (рис.1):

$$\vec{I} = \vec{I}_{ак} + (\vec{I}_p - \vec{I}_к), \quad (2)$$

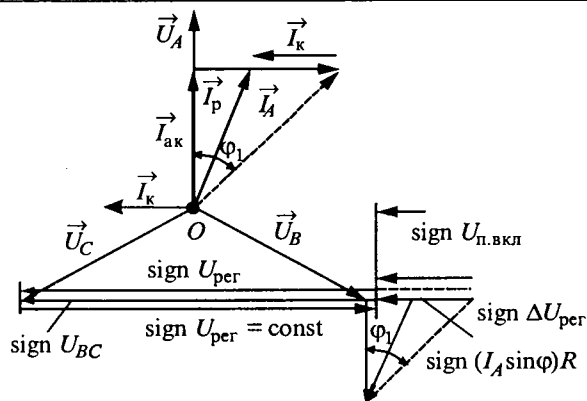


Рис.1. Векторная диаграмма одноканальной схемы измерения входных параметров регулятора РМ при симметричном режиме работы сети

где $\vec{I}_{ак}$ и $\vec{I}_{р}$ – векторы активной и реактивной составляющих; $\vec{I}_к$ – вектор тока устройства компенсации, направленный противоположно $\vec{I}_{р}$,

$$I_k = I_{k \max} \cos \omega t. \quad (3)$$

Токовый канал модулятора [1] фазочувствительного блока регулятора воспримет сигнал, пропорциональный действующему значению полного тока контролируемой фазы сети $\text{sign } I_A$, с учетом уставки коэффициента чувствительности k :

$$\text{sign } I_A = k \text{sign} \sqrt{(I_A \cos \varphi_1)^2 + (I_A \sin \varphi_1 - I_k)^2}. \quad (4)$$

Изменение соотношения активной $I_{ак}$ и реактивной $I_{р}$ составляющих тока контролируемой фазы (2) меняет значение угла сдвига φ , которое определяется системой измерения регуляторов РМ различными способами. Одним из наиболее распространенных является способ, основанный на формировании двух пар ортогональных сигналов с одновременным измерением их мгновенных значений [2]. В любой произвольный момент времени t_n разность фаз φ между первым φ_{1n} и вторым φ_{2n} синусоидальным сигналом U_{BC} и I_A (1) составит:

$$\varphi = \varphi_{1n} - \varphi_{2n}. \quad (5)$$

В свою очередь, φ_{1n} и φ_{2n} определяют по синусным (sn) и косинусным (cn) ортогональным составляющим, полученным сдвигом без изменения амплитуды одного или обоих сигналов U_{BC} и I_A на установленные углы, выбираемые по двум критериям: допустимой погрешности и бы-

стродействию измерения, в зависимости от того, какой из них будет являться определяющим [2]:

$$\left. \begin{aligned} U_{BC \, sn} &= U_{BC \, \max} \sin \omega t_n; \\ U_{BC \, cn} &= U_{BC \, \max} \cos \omega t_n; \\ I_{A \, sn} &= I_{A \, \max} \sin \omega t_n; \\ I_{A \, cn} &= I_{A \, \max} \cos \omega t_n. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Тогда выражение формируемого модулятором устройства регулирования сигнала, пропорционального углу φ ($\text{sign } \varphi$) и состоящего из пары одновременно фиксируемых исходных сигналов ортогональных составляющих, может быть представлено следующим образом [2]:

$$\begin{aligned} \text{sign } \varphi &= \text{sign}(U_{BC \, sn}) \arccos \frac{U_{BC \, cn}}{\sqrt{U_{BC \, sn}^2 + U_{BC \, cn}^2}} - \\ &- \text{sign}(I_{A \, sn}) \arccos \frac{I_{A \, cn}}{\sqrt{I_{A \, sn}^2 + I_{A \, cn}^2}}. \end{aligned} \quad (7)$$

Область измерения находится в четырех квадрантах комплексной плоскости U и I , что позволяет охватить всю зону регулирования РМ (режим "недокомпенсация/перекомпенсация"). Точность при этом зависит от числа n попарных замеров (6), зафиксированных в t_{n-1} и t_n моменты периода синусоидального сигнала [2]. В результате суммирующий цифровой сигнал $\text{sign } U_{пер}$ модулятора (рис.1) получится сложением сигналов U_{BC} и напряжения, индуцированного током I_A с учетом значения сигнала угла φ (7) и входного сопротивления токового канала регулятора R [1]:

$$\text{sign } U_{пер} = k \text{sign} [U_{BC} - (I_A \sin \varphi_1) R]. \quad (8)$$

Таким образом, принимая значение $\text{sign } U_{пер}$ контролируемой фазы (8) пропорциональным РМ регулируемой сети, схема измерения отслеживает ее изменение. В зависимости от значения и направления $I_{р}$ на выходе модулятора формируется $\text{sign } \Delta U_{пер}$, как разность между уровнями сигналов, соответствующими его текущему значению $\text{sign } U_{пер}$ (8) и заданному режиму компенсации $\text{sign } U_{пер} = \text{const}$, при превышении которой уставкой порогового элемента регулятора $\text{sign } U_{п}$ (рис.1) автоматически производится дискретная коммутация секций КУ, согласно условию:

$$\text{sign } U_{п.откл} > \text{sign } \Delta U_{пер} > \text{sign } U_{п.вкл}, \quad (9)$$

где $\text{sign } U_{п.вкл}$ и $\text{sign } U_{п.откл}$ – уровни сигналов включения и отключения выходной схемы регулятора [1], определяемые зоной нечувствительности порогового элемента относительно значения $\text{sign } U_{п}$.

Общим недостатком подобных схем измерения является контроль входных параметров управления только в одной из фаз (фаза A на рис.1), что приведет к погрешности компенсации РМ при несимметричном режиме регулируемой сети. Потребляемая мощность и характер нагрузок фаз в этом случае будут неодинаковы, а возможное включение секций КУ (трехфазных батарей конденсаторов) ухудшит баланс РМ узла нагрузки. В результате пропускная способность отдельных фаз сети (фазы B и C на рис.2) уменьшится, а потери электроэнергии увеличатся, так как фактическое направление токов компенсации I_k будет противоположно требуемому. Поэтому в условиях сетевой несимметрии регулятор РМ должен содержать не менее двух парных каналов измерения тока и напряжения [3], например I_A и U_{BC} , I_C и U_{AB} . Тогда выражение внешней функции регулирования (1) примет вид:

$$\begin{aligned} I_A &= I_{A \max} \sin(\omega t - \varphi_1); \\ U_{BC} &= U_{BC \max} \sin(\omega t - 90^\circ); \\ I_C &= I_{C \max} \sin(\omega t - \varphi_2); \\ U_{AB} &= U_{AB \max} \sin(\omega t - 90^\circ), \end{aligned} \quad (10)$$

где φ_2 – угол фазового сдвига тока I_C .

Регулятор с двухканальной схемой измерения [3] при симметричном сетевом режиме ($\varphi_1 = \varphi_2$, $U_{AB} = U_{BC}$, $I_A = I_C$) разрешит произвести коммутацию секций КУ после того, как во всех временных интервалах измерения t_n (6) суммарный сигнал $\Sigma \text{sign } U_{\text{рег}}$ превысит $\text{sign } U_{\text{п.}}$. Учитывая равенство коэффициентов трансформации и R обоих токовых каналов (10), а также сдвиг линейных напряжений U_{BC} и U_{AB} относительно измеряемых токов I_A и I_C на угол 90° , получаем:

$$\begin{aligned} \Sigma \text{sign } U_{\text{рег}} &= k \text{sign} \{ [U_{BC} \times I_A \sin(90^\circ - \varphi_1) R] + [U_{AB} \times I_C \sin(90^\circ - \varphi_2) R] \}. \end{aligned} \quad (11)$$

Т.е. в данном случае $\Sigma \text{sign } U_{\text{рег}}$ (11) будет пропорционален РМ сети аналогично $\text{sign } U_{\text{рег}}$ регулятора с одноканальной схемой измерения (8). Появление сетевой несимметрии (отрезок OO' на рис.2) нарушит равенство слагаемых (11) и, хотя $\Sigma \text{sign } U_{\text{рег}}$ по-прежнему будет представлять их суммарное выражение, его значение не будет отражать соотношения значений пофазных РМ контролируемой трехфазной сети. Очевидно, что использование в данном случае модулятора, подобного применяемому в серийно выпускаемых регуляторах РМ [1] и конструктивно по-

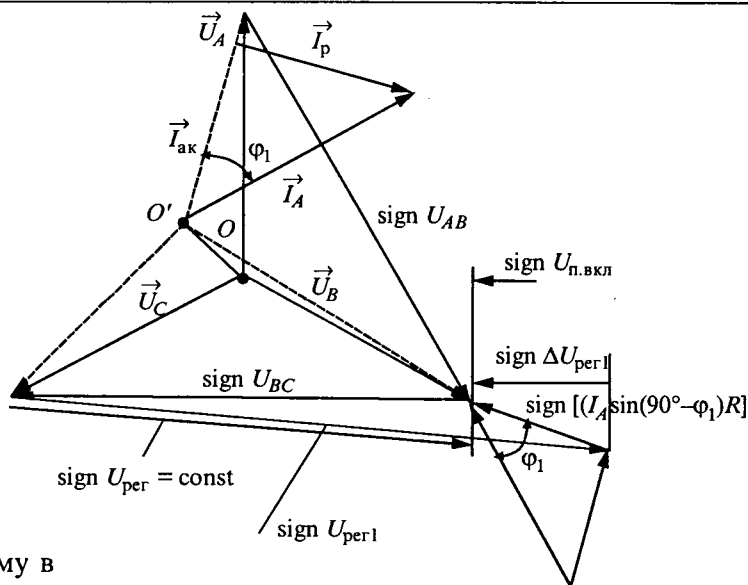


Рис.2. Векторная диаграмма двухканальной схемы измерения входных параметров регулятора РМ в режиме сетевой несимметрии

строенного согласно (8) и (9), неприемлемо. Так, вход блока модуляции, работающего совместно с двухканальной схемой измерения фазных токов и напряжений [3], содержит два, по числу парных каналов (10), пороговых элемента. Каждый из них в отдельности, сработав, меняет потенциал своего выходного сигнала с низкого $\text{sign } U_{\text{п.откл}}$ на высокий $\text{sign } U_{\text{п.вкл}}$. При использовании схем, реализующих логическую функцию "И" разрешение на включение секций КУ будет дано только в случае присутствия на всех N входах данных схем высоких уровней сигнала $\text{sign } U_{\text{п.вкл}}$, не допуская повышения компенсации РМ при значительной разности слагаемых $\Sigma \text{sign } U_{\text{рег}}$ (11). В то же время, отключение работавших до этого секций КУ будет происходить на основании наличия на N входах не только одних низких $\text{sign } U_{\text{п.откл}}$, но и разно-потенциальных сигналов $\text{sign } U_{\text{п.вкл}}$ и $\text{sign } U_{\text{п.откл}}$ (логическая функция "И-НЕ"). Например, для случая сетевой несимметрии (загружена только фаза A на рис.2) $\text{sign } \Delta U_{\text{рег1}}$ фазы A превысит $\text{sign } U_{\text{п.вкл}}$, а $\text{sign } \Delta U_{\text{рег2}}$ фазы C , поскольку $I_C = 0$, будет отсутствовать. Выходные сигналы их пороговых элементов будут разно-потенциальными ($\text{sign } U_{\text{п.вкл}}$ канала фазы A и $\text{sign } U_{\text{п.откл}}$ канала фазы C). В итоге логический блок устройства [3] поочередно сформирует команды на отключение секций КУ. Если для данного случая (рис.2) использовать одноканальную схему измерения (1), то, так как в фазе A $\text{sign } \Delta U_{\text{рег1}} >$

$> \text{sign } U_{\text{п.вкл.}}$, команда будет противоположна, произойдет ложное включение очередной секции, что приведет к перекомпенсации РМ в фазах В и С. Для каждого из каналов измерения установленный режим компенсации одинаков $\text{sign } U_{\text{пер}} = \text{const}$. Поэтому при отключенных ступенях КУ абсолютное значение разности $\text{sign } \Delta U_{\text{пер1}}$ и $\text{sign } \Delta U_{\text{пер2}}$ будет пропорционально разбалансу РМ между контролируемыми фазами регулируемой сети ΔQ :

$$\Delta Q = K |\text{sign } \Delta U_{\text{пер1}} - \text{sign } \Delta U_{\text{пер2}}|, \quad (12)$$

где K – коэффициент передачи модулятора.

В целом, замеры параметров сети двухканальной схемой с последующей их индикацией (режим "Display") по сравнению с одноканальной могут быть дополнены значениями φ_2 , I_C , U_{AB} (10) и ΔQ (12), сопоставление значений которых с контролируемыми ранее φ_1 , I_A , U_{BC} (1) позволит оценить степень сетевой несимметрии с целью ее снижения.

За последнее десятилетие отношение потерь при передаче электроэнергии к объему ее потребления увеличилось с 8,9% в 1991 г. до 13,5% в 2001 г. (данные "РАО ЕЭС" России), достигнув в некоторых энергосистемах 15–20%, а в отдельных распределительных сетях, особенно сельских, 30–50%, причём наибольшая доля в структуре сетевых потерь разного уровня напряжений приходится на сети 0,4 кВ. Одной из причин этого является сетевая несимметрия, связанная с ростом за данный период однофазных на-

грузок потребителей по отношению к трехфазным с 25 до 70%, их неравномерным распределением, а также преобладанием трансформаторов с соединением обмоток $Y-Y_n$, потери в которых при несимметрии нагрузки резко возрастают. Поскольку регулятор [3] коммутирует секции КУ-0,4 кВ, одинаково воздействующие на все три фазы, построение его схемы измерения по двухканальному принципу (10) исключит в режиме сетевой несимметрии появление противоположно направленных потоков РМ компенсации. Это повысит пропускную способность недогруженных фаз, не позволит ухудшить баланс РМ регулируемой сети и повысить в ней потери электроэнергии.

Список литературы

1. Шишкин С.А. Автоматическое управление конденсаторными установками по току нагрузки // Электрика. 2002. № 5. С.33–35.
2. Пат. 2029962 РФ G01R25/00. Способ определения разности фаз двух синусоидальных сигналов / Ф.А. Романюк, В.Ю. Румянцев, А.А. Тивоненко // Открытия. Изобретения. 1995. № 6.
3. А.с. 1029324 СССР H02J3/18; G05F1/70. Устройство для компенсации реактивной мощности / А.К. Шидловский, Г.А. Москаленко, А.Г. Кармалицкий и др. // Открытия. Изобретения. 1983. № 26.

Шишкин Сергей Алексеевич – доцент кафедры "Электроснабжение и электрические машины" Московского государственного агроинженерного университета им. В.П. Горячкина. Окончил Московский институт инженеров сельскохозяйственного производства им. В.П. Горячкина по специальности "Электрификация сельского хозяйства" в 1978 г.

Особенности формирования радиально сходящегося пучка электронов из плазмы отражательного разряда с полыми катодами и общим анодом в магнитном поле

НАРХИНОВ В.П., СЕМЕНОВ А.П., БАЛХАНОВ В.К.

Представлен плазменный источник электронов на основе модифицированного пеннинговского разряда низкого давления с холодным полым катодом. Показана возможность эффективного радиального извлечения электронов при соблюдении условий формирования плазменной эмиссионной поверхности с пристеночным ленгмювским слоем.

Основной особенностью формирования пучков заряженных частиц из плазмы газового разряда является подвижность эмитирующей по-

Plasma Electron Source on the Base of Modified Penning Reflective Low Pressure Discharge with Hollow Cathode is Presented. Possibility of Effective Radial Extracting of Electrons by Observance of Conditions Plasma of Emission Surface with Nearby Wall by a Langmuir Stratum Formation is Shown.

верхности плазмы, причем положение и форма границы плазмы зависят от геометрии эмиссионного канала, параметров плазмы и внешних

электрического и магнитного полей [1]. С другой стороны, выбор конструкции разрядной камеры обуславливается прежде всего назначением плазменного эмиттера, часто определяемым геометрией пучка. Характеристики, в частности, плазменного эмиттера с радиально сходящимся пучком электронов существенно зависят от конфигурации эмиссионного канала, свойств проникающей в канал плазмы и воздействия поля ускоряющего электрода на слой пространственного заряда, отделяющий эмитирующую плазму от эмиттерного электрода [2].

В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования кольцевой эмитирующей плазмы с достаточно высокой концентрацией $n \sim (4 \div 5) \cdot 10^{18} \text{ м}^{-3}$, электронной температурой $T_e \sim 6 \div 7 \text{ эВ}$, имеющей потенциал $\phi_0 \sim 370 \text{ В}$ выше потенциала анода ϕ_a примерно на 100 В [3]. Исследование направлено на выяснение характеристик разряда, влияющих на формирование газоразрядной плазмы в кольцевом эмиссионном канале и эмиссионных свойств плазмы разряда при извлечении радиально сходящегося пучка электронов.

Для проведения исследований разработано газоразрядное устройство, конструкция которого представлена на рис.1. Газоразрядная плазма возбуждается в 28 ячейках типа Пеннинга 16 с общим полым анодом 4 секционированным стержневыми катодами 2 с полостями Т-образной формы 14. Плазмообразующий газ поступает в катодные полости. При подаче напряжения от источника тока зажигается отражательный разряд, который с ростом тока переходит в сильноточную низковольтную форму отражательного разряда с полым катодом [4]. Разряд одновременно распространяется на все ячейки, формируя плазму в кольцевом магнитном поле. На рис.2 представлена вольт-амперная характеристика разряда.

Возникающее в разряде отрицательное анодное падение потенциала $(\phi_0 - \phi_a)$, характеризующееся соотношением [5]:

$$\phi_0 - \phi_a \geq (kT_e / e) \ln(M/m)^{1/2}, \quad (1)$$

где k – постоянная Больцмана; e – заряд электрона; M – масса иона; m – масса электрона, обеспечивает устойчивое протекание разрядного тока на анод.

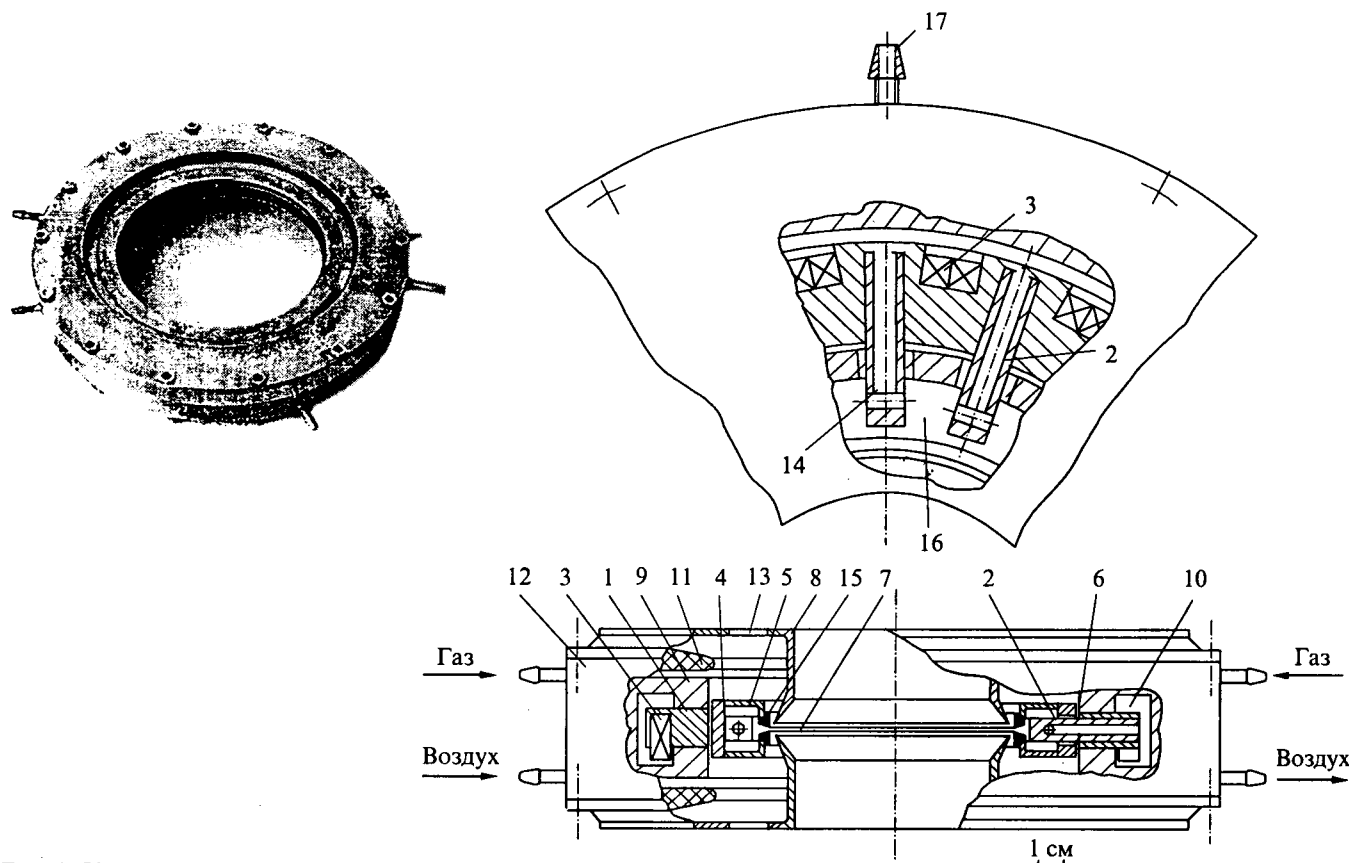


Рис.1. Конструкция и общий вид источника электронов:

1 – катодный электрод; 2 – стержневые катоды; 3 – постоянные магниты; 4 – анодный цилиндр; 5 – анодные кольца; 6 – диэлектрические втулки; 7 – эмиссионный канал; 8 – ускоряющий электрод; 9 – кольца; 10 – полость; 11 – высоковольтный изолятор; 12 – корпус; 13 – технологические отверстия; 14 – катодные полости; 15 – анодные вставки; 16 – разрядные ячейки; 17 – штуцер

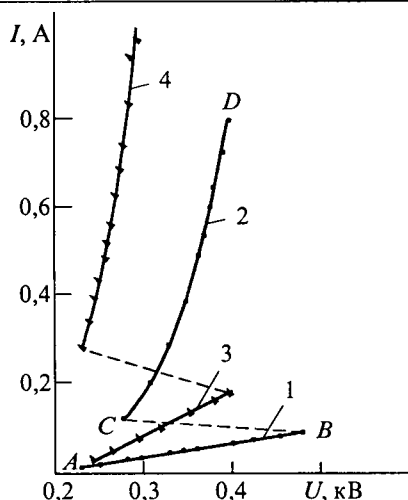


Рис.2. Вольт-амперная характеристика разряда с полыми стержневыми катодами:

1, 2 – $P = 3,5 \cdot 10^{-1}$ Па; 3, 4 – $P = 8$ Па

Одной из конструктивных особенностей разрядной камеры газоразрядного устройства является поперечное извлечение электронов из анодной плазмы. Радиально сходящийся пучок формируется из 28 радиально направленных ленточных пучков с углом сходимости $12,8^\circ$. Эффективное извлечение электронов возможно при ослаблении магнитного поля H_\perp поперечного направлению извлечения в области эмиссионного канала и устранения значительных потерь электронов на ускоряющий электрод 8. Для ослабления H_\perp поперечной составляющей магнитного поля в эмиссионном канале, на края съемных анодных колец 5 напрессованы ферромагнитные вставки 15 специальной формы. При сближении анодных колец 5 образуется регулируемый зазор 7 с конусным сужением на длине 2 мм и высотой щели 1–5 мм. В таком эмиссионном канале формируется плазменная эмиссионная поверхность. Радиальное конусное сужение канала может стабилизировать площадь эмиссионной поверхности при увеличении тока разряда [6]. На рис.3 показана схема извлечения радиально сходящегося пучка электронов через эмиссионный канал при наличии пристеночного слоя.

Введение таких мер привело к локальному ослаблению поперечной составляющей H_\perp , возрастанию продольной компоненты H_\parallel магнитного поля в окрестности эмиссионного канала 7 (рис.1). Усиление продольной компоненты происходит при использовании ферромагнитного ускоряющего электрода 8. В кольцевом зазоре между анодом и ускоряющим электродом магнитная индукция усилилась с $3 \cdot 10^{-3}$ до $2 \cdot 10^{-2}$ Тл, замеры выполняли прибором РШ1-10. Кроме

того, в этих условиях достигается необходимое ослабление влияния магнитного поля рассеяния на формирование пучка в ускоряющем промежутке.

Оценим толщину пристеночного анодного слоя при токе разряда $I_p = 100$ мА. Протяженность анодного падения потенциала задает ленгмюровский слой толщиной l_a , на котором потенциал падает от потенциала плазмы ϕ_0 до потенциала на аноде ϕ_a . Оценить l_a можно, исходя из уравнения Пуассона $\nabla^2 \phi = \rho / \epsilon_0$, где ϵ_0 – диэлектрическая постоянная; ρ – плотность электронов плазмы, отсутствие знака “–” в правой части уравнения соответствует отрицательному знаку электрона. Для стационарного процесса из закона сохранения заряда следует, что плотность тока $j = \rho v = \text{const}$ (v – скорость электронов в эмиссионном канале). Отсюда плотность электронов выражаем через плотность тока и скорость электронов. Из закона сохранения

энергии $\frac{mv^2}{2} = e\phi$ выражаем скорость через

потенциал. Полагаем, что потенциал заметно меняется только на длине l_a . В этом случае вблизи анодной поверхности уравнение Пуассона можно свести к одномерному:

$$\frac{d^2 \phi}{dx^2} = \frac{j}{\epsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2e}} \phi^{-1/2}, \quad (2)$$

где координата x направлена по нормали к поверхности. Правую часть уравнения (2) запишем

в виде $\frac{j}{\epsilon_0} \sqrt{\frac{m}{2e}} \frac{1}{\phi_0^{3/2}} \left(\frac{\phi_0}{\phi} \right)^{1/2}$. Обратная величина перед $(\phi_0/\phi)^{1/2}$, являясь квадратом величины, имеющей размерность длины, оценивает протяженность пристеночного анодного слоя

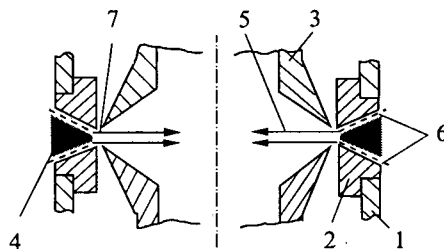


Рис.3. Схема эмиссионного канала:

1 – анодные кольца; 2 – анодные вставки; 3 – ускоряющий электрод; 4 – плазма; 5 – электронный пучок; 6 – слой пространственного заряда; 7 – эмиссионная поверхность плазмы

$$l_a \sim \sqrt{\frac{\epsilon_0}{j}} \sqrt{\frac{2e}{m}} \varphi_0^{3/4}. \quad (3)$$

Интегрируя уравнение (2), заменяем множитель $\varphi_0^{3/4}$ на $\varphi_0^{3/4} - \varphi_a^{3/4}$, и подставляя $I_p \sim ja(h - 2l_a)$, получаем соотношение для определения l_a

$$\frac{l_a^2}{h - 2l_a} = b, \quad (4)$$

где h – средний поперечный размер эмиссионного канала; a – суммарная протяженность эмиссионного канала из 28 ячеек; $b \sim \frac{\epsilon_0 a}{I_p} \sqrt{\frac{2e}{m}} [\varphi_0^{3/4} - \varphi_a^{3/4}]^2$.

В условиях эксперимента: $I_p = 0,1$ А, давление аргона 6,13 Па, потенциал плазмы $\varphi_0 = 370$ В, потенциал анода $\varphi_a = 270$ В, $h \sim 3$ мм, $a \sim 200$ мм, имеем $b \sim 3,5$ мм. Из (4) находим $l_a \sim 1,2$ мм. Вычисленное значение l_a согласуется с оценками, приведенными в [7–9].

На рис.4 представлены характеристики извлечения электронов. Повышение эффективности извлечения $\alpha = I_e/I_p$, где I_e – ток электронов, от 0,2 до 0,4 (кривая 1 и 2 соответственно) достигнуто благодаря экспериментально подобранной формы эмиссионного канала и ускоряющего электрода рис.3.

Относительно быстрый рост извлеченного тока при подаче ускоряющих напряжений до 2 кВ связан с уменьшением потерь электронов на стенках эмиссионного канала. Локальное снижение потенциального барьера в результате приложения ускоряющего напряжения приводит к тому, что плазму могут покидать более мед-

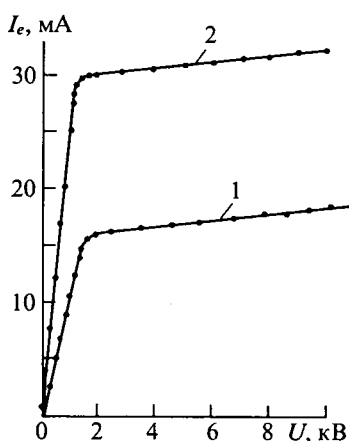


Рис.4. Зависимости тока электронного пучка от ускоряющего напряжения:

1 – без анодных вставок; 2 – с анодными вставками из магнитной стали ($I_p = 0,1$ А, высота эмиссионного канала 1 мм, протяженность ускоряющего промежутка 2 мм)

ленные электроны [6]. При ускоряющих напряжениях 2–10 кВ положение эмитирующей границы плазмы стационарно, извлеченный электронный ток не зависит от ускоряющего напряжения. На рис.5 показана эмиссионная характеристика газоразрядного устройства.

Необходимо отметить, что при сравнительно малой площади эмиссионной поверхности плазмы, отделенной лентмюровским слоем от стенок эмиссионного канала, относительно площади поверхности электродов разрядной системы и при небольшом разрядном токе, эффективность $\alpha > 0,3$.

Как показали эксперименты, повышение давления газа в анодной полости очень слабо влияет на значение электронного тока. Однако при более тщательном подходе к изучению функциональных зависимостей эмиссионных свойств плазмы в электронном источнике подобного типа может подтвердиться фактор влияния давления на извлеченный ток с учетом типичной газовой характеристики [10].

Форма эмиссионного канала позволяет получать плоскосимметричный радиально сходящийся пучок электронов. Специфика генерируемой кольцевой плазмы заключается в многоячейстой структуре кольцевого разряда с общим анодом, плазма возбуждается в 28 разрядных ячейках и при подаче ускоряющего напряжения между анодом и ускоряющим электродом, находящимся под потенциалом "земли", радиально извлекаются 28 ленточных электронных пучков.

С целью определения однородности эмиссионного электронного тока как фактора качества многоэмиттерной пучковой системы проведено диагностирование пучка. Ускоренные электроны проникали через малые отверстия цилиндрического коллектора площадью поперечного сечения s и попадали во вращающийся в азимутальной плоскости цилиндр Фарадея [11–14]. Ток выделенной части пучка считали пропорци-

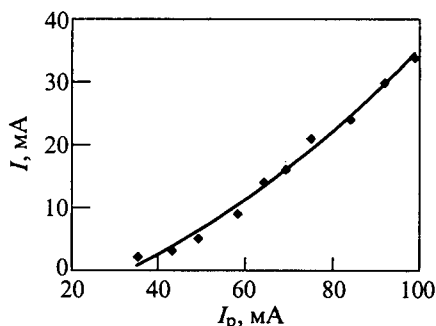


Рис.5. Эмиссионная характеристика ($U = 10$ кВ; $P = 4 \cdot 10^{-1}$ Па)

ональным плотности тока в месте расположения

верстий, т.е. $J = \frac{I(r)}{s}$. Погрешность измерений, обусловленная ошибкой измерения тока δ ,

определялась из выражения $\delta J = \frac{\delta}{s}$. Численная

оценка достоверных значений тока за один оборот цилиндра Фарадея показала относительно небольшой разброс электронных токов, не хуже $\pm 0,05$, с учетом погрешности измерения в диапазоне углов $0-360^\circ$.

Выводы

1. Показано эффективное радиальное извлечение электронов через протяженную (около 200 мм) кольцевую щель из многоячейстой замкнутой по окружности структуры электродов разряда с полыми катодами в магнитном поле.

2. На выходе плазменного источника получен радиально сходящийся пучок электронов током до 0,1 А, с энергией 10 кэВ и азимутальной однородностью не хуже 5%.

3. Определена протяженность прианодного слоя пространственного заряда – примерно 1,2 мм в эмиссионном канале с напряженностью электрического поля в слое около 10^5 В/м. Максимальный ток электронов извлекаемых из анодной плазмы наблюдается при напряженности электрического поля в ускоряющем промежутке равной напряженности поля в слое.

Список литературы

1. Габович М.Д. Физика и техника плазменных источников ионов. М.: Атомиздат, 1972.
2. Крейндель Ю.Е. Плазменные источники электронов. М.: Атомиздат, 1977.
3. Семенов А.П., Нархинов В.П. Плазменный источник электронов с радиально сходящимся пучком // ПТЭ. 1993. № 2. С.131–136.
4. Нархинов В.П., Семенов А.П., Балханов В.К. Низковольтный отражательный разряд в электродной структуре стержневых полых катодов с общим анодом // Электротехника. 2002. № 9. С.50–53.
5. Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. Плазменные процессы в технологических электронных пушках. М.: Энергоатомиздат, 1989.
6. Груздев В.А., Ремпе Н.Г. Исследование характеристик управления током плазменного эмиттера электронов слоем пространственного заряда в эмиссионном канале // Источник электронов с плазменным эмиттером. Новосибирск: Наука, 1983. С.14–20.
7. Амелин Л.А., Охматовский Г.В., Скрипкин А.Ф. Определение ширины области катодного падения потенциала неподвижным теньевым зондом // ЖТФ. 1979. Т.49, вып. 4. С.747–749.
8. Галанский В.Л., Крейндель Ю.Е., Окс Е.М. Возможность диагностики приэлектродных слоев по эмиссионным

характеристикам плазмы // Теплофизика высоких температур. 1982. Т. 20, № 2. С.813–814.

9. Груздев В.А., Ремпе Н.Г. Влияние пристеночного слоя на колебания тока плазменного эмиттера // Теплофизика высоких температур. 1982. Т.20, № 2. С.225–228.

10. Крейндель Ю.Е. Плазменные электронные источники на основе отражательного разряда с полым катодом // Разработка и применение источников интенсивных электронных пучков. Новосибирск: Наука, 1976. С.113–130.

11. Нархинов В.П. Техника и методика экспериментов в разработке модифицированных источников заряженных частиц // Электротехника. 2001. № 10. С.41–46.

12. Нархинов В.П. Регистрация и измерение тока ленточных пучков электронов на фиксированном участке сходящейся эмиттерной системы // ЖТФ. 2002. Т.72, Вып.4. С.136–138.

13. Нархинов В.П. Метод вращающегося цилиндра Фарадея в диагностике радиально сходящихся пучков электронов // ПТЭ. 2002. № 5. С.129–131.

14. Пат. 2202116 RU. 7 G 01 T 1/29. Способ измерения распределения тока радиально сходящихся ленточных пучков электронов и устройство для его осуществления / В.П. Нархинов, А.П. Семенов // Открытия. Изобретения. 2003. № 10.



Семёнов Александр Петрович – заведующий Отделом физических проблем при Президиуме Бурятского научного центра СО РАН, доктор техн. наук, проф. Окончил факультет электронной техники Томского института АСУ и радиоэлектроники в 1976 г. В Томском государственном университете в 1993 г. защитил докторскую диссертацию, посвященную генерированию пучков электронов и ионов плазмой газовых разрядов и физике выращивания тонких пленок электронных материалов концентрированными потоками заряженных частиц.

Нархинов Валерий Прокопьевич – старший научный сотрудник Отдела физических проблем при Президиуме Бурятского НЦ СО РАН. Окончил электротехнический факультет Восточно-Сибирского технологического института в 1971 г. В 1993 г. в Томском политехническом университете защитил кандидатскую диссертацию по генерированию радиально сходящегося пучка в источнике электронов на основе разряда с холодным катодом.



Балханов Василий Карлович – младший научный сотрудник Отдела физических проблем при Президиуме Бурятского НЦ СО РАН. Окончил Физико-математический факультет Бурятского государственного педагогического института в 1982 г.

Оптимизация численной обработки сигнала потребляемого тока при работе активного фильтра

КИСЕЛЕВ А.Н., инж.

МЭИ (ТУ)

Разработан метод определения минимального числа отсчетов, требуемых для вычисления первой гармоники потребляемого тока при известной структуре гармонического состава функции тока.

The article elaborated the method of definition of the readout minimal number required for calculation fundamental harmonic allocation is required at known structure of harmonious structure of function of a current.

В последнее время все более остро встает вопрос обеспечения электромагнитной совместимости. Это связано с увеличением числа нелинейных потребителей электрической энергии, в том числе потребителей, использующих выпрямители, потребляемый ток которых существенно не-синусоидален. Применяемые компенсаторы реактивной мощности на основе конденсаторных батарей не могут обеспечить требуемую форму потребляемого тока, поэтому сейчас для обеспечения качества электрической энергии широкое распространение получают активные и гибридные фильтры.

При работе активного фильтра происходит выделение первой гармоники входного тока. Эта процедура проводится численно с использованием микропроцессора. Так как активный фильтр работает в следящем режиме, время обработки сигнала ограничено, что обуславливает жесткие требования к быстродействию вычислительной системы. Уменьшение числа операций, производимых микропроцессором для обработки сигнала, позволит использовать микроконтроллер с меньшей производительностью и, как следствие, уменьшить стоимость активного фильтра.

При работе активного фильтра с конкретным потребителем электрической энергии как правило априори известен характер потребляемого тока, т.е. структура его гармонического состава (номера гармоник, входящих в разложение функции тока в ряд Фурье). В данной работе проводится анализ выбора минимального числа отсчетов, необходимых для выделения требуемой гармонической составляющей тока при известной гармонической структуре сигнала, что позволит минимизировать объем требуемых вычислений.

Найдем минимальное число отсчетов, требуемое для определения первой гармоники тока, разложение которого в ряд Фурье имеет вид

$$i(\omega t) = \sum_{k \in v} [I_{kS} \sin(k\omega t) + I_{kC} \cos(k\omega t)],$$

где v — множество, состоящее из номеров гармоник, присутствующих в функции тока.

Коэффициент I'_{1S}

$$I'_{1S} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \sum_{k \in v} \left[\int_0^{2\pi} I_{kS} \sin(k\omega t) \times \sin(\omega t) d\omega t + \int_0^{2\pi} I_{kC} \cos(k\omega t) \sin(\omega t) d\omega t \right].$$

Заменяв интегралы приближенными суммами, получим:

$$I'_{1S} = \frac{1}{\pi} \sum_{k \in v} \left[\frac{2\pi}{m} \sum_{j=1}^m I_{kS} \sin\left(k \frac{2\pi}{m} j\right) \sin\left(\frac{2\pi}{m} j\right) + \frac{2\pi}{m} \sum_{j=1}^m I_{kC} \cos\left(k \frac{2\pi}{m} j\right) \sin\left(\frac{2\pi}{m} j\right) \right].$$

Представим произведение тригонометрических функций в виде суммы

$$I'_{1S} = \frac{1}{m} \sum_{k \in v} \left\{ I_{kS} \sum_{j=1}^m \left[\cos\left(\frac{(k-1)2\pi}{m} j\right) - \cos\left(\frac{(k+1)2\pi}{m} j\right) \right] + I_{kC} \sum_{j=1}^m \left[\sin\left(\frac{(k+1)2\pi}{m} j\right) - \sin\left(\frac{(k-1)2\pi}{m} j\right) \right] \right\},$$

где m — число отсчетов функции тока на периоде; k — номер гармоники.

Сумма при коэффициенте I_{kC} равна нулю при любом значении k , так как

* Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Л.: Энергоиздат, 1981.

$$\sum_{j=1}^m \sin\left(\frac{A \cdot 2\pi}{m} j\right) = 0.$$

Для сумм, содержащих косинусы, справедливо равенство

$$\frac{I_{kS}}{m} \sum_{j=1}^m \cos\left(\frac{A \cdot 2\pi}{m} j\right) = \begin{cases} 0, & A/m \notin Z \\ I_{kS}, & A/m \in Z \end{cases} \quad (3)$$

где $Z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$.

Из (3) видно, что при $k = 1$

$$\frac{I_{kS}}{m} \left[\cos\left(\frac{(k-1)2\pi}{m} j\right) - \cos\left(\frac{(k+1)2\pi}{m} j\right) \right] = I_{kS}$$

при $m > 2$.

Тогда выражение (2) запишется в виде

$$I'_{1S} = I_{1S} + \frac{1}{m} \sum_{k \in v_1} \left\{ I_{kS} \sum_{j=1}^m \left[\cos\left(\frac{(k-1)2\pi}{m} j\right) - \cos\left(\frac{(k+1)2\pi}{m} j\right) \right] \right\}, \quad m > 2, \quad (4)$$

где $v_1 = v - \{1\}$ — множество, состоящее из номеров гармоник, присутствующих в функции тока, за исключением первой.

Из (4) следует, что полученное путем численного интегрирования значение коэффициента I'_{1S} будет совпадать с истинным значением I_{1S} в том случае, если число отсчетов m выбрано таким образом, что для любой k -й гармоники из множества v_1 выполнялось условие

$$\frac{k+1}{m} \notin Z; \quad \frac{k-1}{m} \notin Z. \quad (5)$$

Аналогично можно показать, что при выполнении условия (5) точно находится коэффициент $I_{1C} = I'_{1C}$.

В общем случае при определении коэффициентов n -й гармоники условие (5) запишется в виде

$$\frac{k+n}{m} \notin Z; \quad \frac{k-n}{m} \notin Z; \quad m \neq n; \quad m \neq 2n, \quad (6)$$

где $k \in v_n = v - \{n\}$.

Пример 1.

$$i(t) = 100\sin(\omega t - 30^\circ) + 20\sin(3\omega t - 40^\circ) + 10\sin(7\omega t - 20^\circ) + 5\sin(12\omega t)A. \quad (7)$$

Пусть известна структура спектрального состава тока $i(t)$ и его отсчеты в требуемые моменты времени. По этим данным необходимо определить коэффициенты I_{1S} и I_{1C} .

Из анализа структуры гармонического состава тока $i(t)$ видно, что наименьшее значение числа отсчетов m , при котором выполняется условие (5), равно 5. Тогда I_{1S} и I_{1C} вычисляются следующим образом:

$$I_{1S} = \frac{2}{m} \sum_{j=1}^5 i\left(\frac{2\pi}{m} j\right) \sin\left(\frac{2\pi}{m} j\right) = 86,6 \text{ A};$$

$$I_{1C} = \frac{2}{m} \sum_{j=1}^5 i\left(\frac{2\pi}{m} j\right) \cos\left(\frac{2\pi}{m} j\right) = -50 \text{ A}, \quad m = 5.$$

Из сравнения полученных результатов с функцией напряжения (7) видно, что коэффициенты I_{1S} и I_{1C} найдены точно.

Пример 2.

Функция тока обычно симметрична относительно оси абсцисс и, следовательно, содержит только нечетные гармоники. Пусть известен номер гармоники $n+2$, начиная с которой гармонические составляющие малы и ими можно пренебречь. Определим число отсчетов m , необходимых для тока при симметричности функции тока относительно оси абсцисс.

Последовательно определяя из условия (5) число отсчетов m для определения первой гармоники функции тока, спектр которой содержит 1; 1, 3; 1, 3, 5 ... гармоники, получим зависимость, показанную в таблице.

n	1, 3	5, 7	9, 11	13, 15	...
m	3	5	7	9	...

О природе импульсов перенапряжения в магнитополупроводниковых устройствах¹

ЛОБУНЕЦ О.Д.

Показана необходимость понимания природы возникновения импульсов перенапряжения в магнитополупроводниковых устройствах как явления, происходящего вследствие изменения магнитных потоков магнитопроводов их трансформаторов. Полученные результаты необходимы для совершенствования подготовки кадров в вузах и улучшения технико-экономических характеристик ЭТУ и РЭА.

Импульсы перенапряжения в магнитополупроводниковых устройствах, при функционировании которых магнитные материалы работают в том числе в областях их насыщения, имеют чаще негативное значение, большее, чем это предполагалось в последние десятилетия. Данные импульсы возникают при работе в магнитополупроводниковых автогенераторах, усилителях импульсных сигналов и других устройствах, широко используемых в технике.

На заре развития преобразователей данного типа считалось, что причиной возникновения импульсов перенапряжения на элементах магнитополупроводниковых устройств является изменение магнитных полей рассеяния трансформаторов этих устройств, а поэтому энергия, которой обладают обсуждаемые импульсы, относительно мала и, следовательно, конструкции, применяемые в электронике для уменьшения амплитуды данных импульсов, могут быть удовлетворительно выполнены в виде, например, активных поглощающих устройств [1].

Это понимание, к сожалению, сохранилось среди большинства специалистов вплоть до конца минувшего десятилетия [2]. Отсутствие по данной причине существенных достижений в области разработки технических средств для подавления импульсов перенапряжения привело к появлению обратных преобразователей, энергия импульсов перенапряжения которых преобразуется в энергию на выходе этих преобразователей. Одним из основных недостатков обратных преобразователей является увеличение их массогабаритных показателей в связи с ограниченной полезной областью перемagnetизации трансформатора.

Однако развитие науки и техники, требовавшее значительного улучшения технико-экономических характеристик электротехнических устройств (ЭТУ) и радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), обусловило необходимость поиска

истинных причин возникновения импульсов перенапряжения, на основании чего появилась бы возможность разработки более эффективных технических средств для борьбы с этими импульсами.

Одной из особенностей развития науки и техники в последние десятилетия явилось достаточно интенсивное распространение бортовых устройств, устанавливаемых на летательных аппаратах, судах, мобильных наземных, подземных и подводных объектах. Большая нестабильность работы бортовых источников первичного электропитания (ИПЭ), проявляющаяся при пусковых режимах, в моменты времени предельных нагрузок и в режимах пониженных нагрузок, привела к обострению существовавшей проблемы в связи с участвовавшими аварийными ситуациями, возникающими в бортовых устройствах ЭТУ и РЭА.

Аварийные ситуации чаще были вызваны увеличением амплитуды импульсов перенапряжения, вызывавшим пробой управляющих входов полупроводниковых приборов, на которые поступают сигналы положительной обратной связи преобразователей, вследствие увеличения тока через эти входы. Реже аварийные ситуации возникали в результате пробоя выходных цепей полупроводниковых приборов и элементов, на которые подавалось выходное напряжение преобразователей.

Опасность возникновения аварий увеличивалась в связи с тем, что амплитуда импульсов перенапряжения не контролировалась, а при расчетах выходных цепей полупроводниковых приборов они учитывались в основном только в помощи постоянного коэффициента. При расчетах цепей с положительной обратной связью эти импульсы часто не учитывались вовсе.

Вследствие неэффективности применявшихся для подавления импульсов перенапряжения узлов в середине 80-х годов были проведены исследования, направленные на выявление действительных причин возникновения этих им-

¹ Печатается в порядке обсуждения.

пульсов и создание эффективных конструкций узлов для их подавления. Первый этап этих исследований завершился созданием магнитотранзисторного автогенератора [3], принципиальная схема которого представлена на рисунке.

В данной схеме к известному автогенератору, состоящему из трансформатора с первичной обмоткой и обмоткой положительной обратной связи и транзисторов VT_2 , VT_3 , добавлены конденсаторы C_1 , C_2 , а также транзисторы VT_1 , VT_4 и диоды VD_2 , VD_5 , база-эмиттерные переходы всех транзисторов шунтированы диодами в обратном направлении, а их базовые выводы присоединены через резисторы R_1 — R_4 к обмотке положительной обратной связи.

Во время работы автогенератора импульсы перенапряжения заряжают конденсаторы C_1 , C_2 через диоды VD_2 , VD_5 в начале соответствующего полупериода и в этих же полупериодах конденсаторы отдают запасенную энергию в цепи ИПЭ и в нагрузку, причем ток разряда конденсаторов протекает через коллекторно-эмиттерные цепи открытых в тех же полупериодах транзисторов VT_1 , VT_4 .

Емкости конденсаторов C_1 , C_2 находятся из предположения сосредоточения практически всей энергии, вызывающей появление импульсов перенапряжения, в магнитопроводе трансформатора и определяются из условия равенства отдаваемой энергии магнитного поля магнитопровода и накапливаемой в конденсаторах энергии электрического поля:

$$C(U_{Cm} - 2U_n)^2 / 2 = (H_m + H_c)(B_s - B_r)V / 2,$$

где U_n — напряжение ИПЭ; U_{Cm} — допустимое при расчете максимальное напряжение на кон-

денсаторах; H_m — максимальное значение напряженности магнитного поля магнитопровода трансформатора; H_c — коэрцитивная сила материала магнитопровода; B_s — индукция насыщения магнитопровода трансформатора; B_r — остаточная индукция магнитопровода; V — объем магнитопровода трансформатора.

Адекватность полученного соотношения была установлена опытным путем по соответствию приращения напряжения на конденсаторах определенной емкости расчетному значению высвобождающейся энергии магнитного поля магнитопровода трансформатора.

Так, в случае преобразователя номинальной выходной мощностью 0,15 кВт, трансформатор которого выполнен на ферритовом магнитопроводе типа Б48, при напряжении ИПЭ 24 В и коэффициенте насыщения транзисторов преобразователя, равном 2, амплитуда импульсов перенапряжения при отключенной схеме защиты транзисторов составила 112 В, что равно 230% напряжения на выходных цепях закрытых транзисторов, действующего после окончания импульсов перенапряжения. При включенной схеме защиты с конденсаторами емкостью

$$\begin{aligned} C &= (H_m + H_c)(B_s - B_r)V / (U_{Cm} - 2U_n)^2 = \\ &= (638 + 25)(0,36 - 0,12) \cdot 37,4 \cdot 10^{-6} / (57,6 - \\ &- 2 \cdot 24)^2 = 65 \text{ мкФ}, \end{aligned}$$

где $H_m = I_{к.нас} w_k / l_c = 8,3 \cdot 5,8 / 0,078 = 638 \text{ А/м}$;

$I_{к.нас}$, w_k — ток коллектора насыщения и число витков коллекторной обмотки, полученные при расчете по известным методикам; V , l_c — объем и средняя длина магнитной силовой линии магнитопровода Б48; U_{Cm} — допущенной при расчете значение амплитуды импульса перенапряжения, соответствующее превышению его удвоенного напряжения питания на 20%, амплитуда импульсов перенапряжения составила 58 В, что соответствует амплитуде этих импульсов, принятой при расчете.

Измеренная средняя амплитуда тока разряда конденсаторов схемы защиты в полупериоде его протекания составила 1 А, что при токе 7,6 А, потребляемом преобразователем в номинальном режиме, говорит о том, что мощность импульсов перенапряжения в данном преобразователе составляет более $1 \cdot 48 \cdot 100\% / (7,6 \cdot 24) = 26,3\%$ потребляемой мощности.

С другой стороны, непосредственное измерение значения энергии поля рассеяния трансфор-

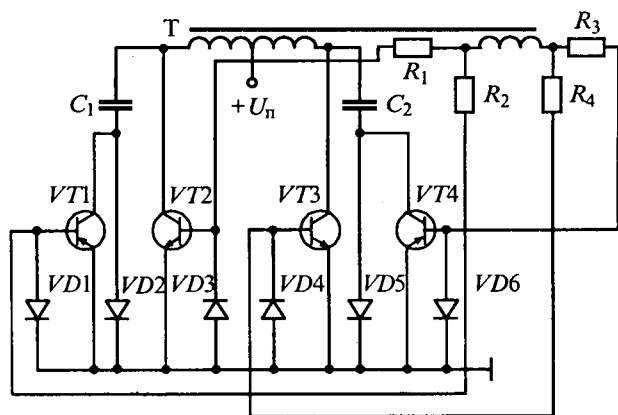


Схема магнитотранзисторного генератора с устройством защиты

матора данного преобразователя с помощью пробной катушки показало, что она составляет доли процента преобразуемой энергии.

Выводы

1. Импульсы перенапряжения в рассматриваемых магнитополупроводниковых устройствах возникают вследствие изменения магнитных потоков магнитопроводов трансформаторов, а не полей рассеяния, как считалось ранее.

2. Понимая природу возникновения импульсов перенапряжения в магнитополупроводниковых устройствах, возможно существенно повысить надежность, электромагнитную совместимость и КПД ЭТУ и РЭА, расширить их функциональные возможности.

Список литературы

1. Журавлев А.А., Мазель К.Б. Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960.
2. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: "Три Л", 2000.
3. Пат. 1589385 СССР, МКИ 5 Н 03 К 3/16. Генератор импульсов. / О.Д.Лобунец.

Лобунец Олег Дементьевич – доцент Уральского государственного профессионально-педагогического университета. Окончил горноэлектромеханический факультет Карагандинского политехнического института в 1970 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследования и разработка технических средств контроля и стабилизации процесса дробления" в 1975 г.

Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33.

Лев Николаевич Рассудов

13 июля 2003 г. на 64-м году жизни после тяжелой продолжительной болезни скончался проректор ЭТУ "ЛЭТИ", заведующий кафедрой робототехники и автоматизации производственных систем, заслуженный деятель науки и техники РФ, доктор технических наук, профессор Лев Николаевич Рассудов.



Ушел из жизни замечательный человек, выросший в ЛЭТИ и верно служивший любимому вузу всю свою жизнь. Жизнерадостный и искренний. Уважающий традиции, но легко и активно воспринимавший новое. Человек солнечный, без тени фальши, живший для людей.

40 лет отдал он родной кафедре, последние 17 возглавляя ее. Эти 40 лет – становление Льва Николаевича как прекрасного педагога и талантливого ученого, организатора и настоящего лидера. Кафедра РАПС стала кафедрой Рассудова, а сам Лев Николаевич – Заслуженным деятелем науки Российской Федерации. Формально в 1998 г., а фактически, по своему авторитету, научным работам и ученикам – много раньше.

Лев Николаевич отдавал свои силы, немалую энергию, время и здоровье не только студентам, аспирантам, коллегам по ка-

федре, по научным поискам, но и развитию ЛЭТИ как нашего общего дома, сохранению и приумножению его традиций, всей неповторимой атмосферы ЛЭТИ. Многие годы он возглавлял профсоюзную организацию вуза. И это было его дело.

С 1998 г. Лев Николаевич – проректор по дополнительному образо-

ванию нашего университета. Название должности только в незначительной степени отражало зону его ответственности. Современные технологии в образовании, оценка эффективности работы кафедр, внешняя отчетность вуза, самостоятельная работа студентов, заочное образование, качество методического обеспечения, организация учебного процесса в современных условиях, взаимодействие с рынком труда – перечень можно продолжить. Но главное, не было дела, которое было бы безразлично Льву Николаевичу, для него не было разницы между хочется и надо, он все делал с душой, увлеченно, потому что любил ЛЭТИ и потому, что так был воспитан.

Нам всем, его коллегам и друзьям, нашему ЛЭТИ будет не хватать этого светлого человека.

Д
ВНИМАНИЕ !

*Редакция журнала "Электротехника"
переехала по адресу:*

111250, Москва,

*Красноказарменная ул., 12, ВЭИ
(Всероссийский электротехнический
институт).*

*Телефон: 361-95-96 (городской),
из бюро пропусков ВЭИ: 65-96.*

*Корреспонденцию направлять по адресу:
123242, Москва, а/я 32.*