



ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
9. 2008



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся 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., НАЙМУШИН В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**
БЕЛКИН Г.С., БЕСПАЛОВ В.Я., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А.,
ИНЬКОВ Ю.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛАЗАРЕВ Г.Б., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., ПАНИБРАТЕЦ А.Н., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б.

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
отделениях связи по объединённому каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

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

Журнал переводится на английский язык в полном
объёме 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 несёт.
Рукописи статей не возвращаются.

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

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru**

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 26.06.2008. Подписано в печать 30.07.2008 Формат 60x88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 155
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2008 г.

Бологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Зайцев А.М., Захаров А.В., Кобелев А.С., Кругликов О.В. Новая серия частотно-регулируемых асинхронных двигателей общего применения разработки ОАО "НИПТИЭМ" 2

Мустафаев Р.И., Гасанова Л.Г. Моделирование динамических и статических режимов работы ветроэлектрической установки с асинхронной машиной двойного питания 11

Шмелёв В.Е., Сбитнев С.А. Пространственно-фазовое 2D моделирование электромеханического преобразования в электрических машинах 16

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Волков А.В., Скалько Ю.С. Оптимальное по минимуму общих потерь мощности управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом с АИН-ШИМ 21

Вейнгер А.М., Медведев В.Н. Векторный показатель искажения напряжений и токов в трёхфазной системе 33

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Шавёлкин А.А. Анализ возможностей реализации несимметричных каскадных многоуровневых преобразователей частоты 39

Иванов С.Н., Ким К.К., Карпова И.М. Теплогенерирующий электромеханический преобразователь 46

АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Лаврентьев Г.Г., Минакова Л.В., Попов Д.К. Устройство диагностического контроля ограничителей напряжения 52

Бортник И.М., Волкова О.В., Корявин А.Р. Перспективы создания нового поколения оборудования высокого, сверх- и ультравысокого напряжения с естественным уровнем изоляции 57

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Кочергин В.В. К расчёту индуктивности однозубцовой обмотки 61

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Лев Николаевич Макаров 65

CONTENS

ELECTRIC MACHINES

Zaytcev A.M., Zaharov A.V., Kobelev A.S., Kruglikov O.V. New family of frequency-controlled induction motors for common industrial using designed by JSC "NIPTIEM" 2

Mustafaev R.I., Gasanova L.G. The dynamic and static modes modeling of wind power plant operation with double-fed asynchronous machine 11

Shmelyov V.G., Sbitnev S.A. Spatially-phase 2D simulation of electromechanical transformation in electrical machines 16

ELECTRIC DRIVE

Volkov A.V., Skalko Yu.S. Optimum energy-saving control by total power losses minimum for specified electric drive with VSI-PWM 21

Veiynger A.M., Medvedev V.N. Vector factor of distortion for the voltages and currents in three-phase system 33

CONVERTER TECHNIQUE

Shavyolkin A.A. The analysis of opportunities of realization asymmetrical cascade multilevel converters of frequency 39

Ivanov S.N., Kim K.K., Karpova I.M. New electro-heat generator 46

HIGH-VOLTAGE APPARATUSES

Lavrent'ev G.G., Minakova L.V., Popov D.K. Monitoring device of surge arrester 52

Bortnik I.M., Volkova O.V., Koryavin A.R. Prospects for creation of new generation of high extra high and ultra high voltage equipment with the natural insulation level 57

TECHNICAL INFORMATION

Kochergin V.V. Calculation of the tooth-pole winding stray inductance 61

YUBILEES

Lev Nikolaevich Makarov 65

Новая серия частотно-регулируемых асинхронных двигателей общего применения разработки ОАО "НИПТИЭМ"

ЗАЙЦЕВ А.М., ЗАХАРОВ А.В., КОБЕЛЕВ А.С., КРУГЛИКОВ О.В.

Приведены основные результаты разработки активных частей новой серии асинхронных электродвигателей, предназначенной для эксплуатации в составе частотно-регулируемого электропривода. Показаны их основные отличия от электродвигателей общего промышленного применения.

Ключевые слова: разработка, частотно-регулируемый электропривод, асинхронный двигатель.

Современный этап развития промышленности и строительства характеризуется повышением интереса к энергосберегающим технологиям. Перспективной энергосберегающей технологией является внедрение регулируемого электропривода в механизмах с переменной производительностью. Следует отметить две потенциальные возможности энергосбережения средствами электропривода: подача конечному потребителю – технологической машине необходимого количества мгновенной мощности [1], выбор рационального управления в динамических режимах [2].

Как правило, при выборе типа электропривода отечественные и зарубежные потребители отдают предпочтение асинхронному частотно-регулируемому электроприводу (ЧРП). В большинстве случаев в ЧРП используются общепромышленные электродвигатели, а также их модификации. Разнообразие модификаций, чаще всего, ограничивается следующими опциями: система независимой вентиляции; пристроенный датчик частоты вращения; пристроенный тормоз¹. Использование стандартных асинхронных электродвигателей (АЭД) в ЧРП даёт удов-

In article at present the basic results of development of new series variable speed induction motor for extensive application. New induction motor family is reserved for operation in the composition of frequency-controlled electric drive. Master differences of new machines from standard electric motors are shown.

Key words: development, frequency-adjustable electric drive, asynchronous motor.

летворительные практические результаты и в то же время является наиболее дешёвым. Однако такой подход обладает рядом недостатков:

1. При использовании самовентилируемых машин охлаждение на низких частотах вращения неэффективно и не позволяет работать в зоне постоянства момента механической характеристики электропривода.

2. Потери напряжения в инверторе, вызванные конечной ёмкостью конденсатора и ограничениями по скважности широтно-импульсного модулятора, не позволяют работать при номинальном потоке машины, вследствие чего растёт потребляемый ток, значительно снижается КПД. Фактически приходится снижать мощность двигателя на 10% за счёт снижения номинальной частоты питания до 45 Гц.

3. Высокочастотная составляющая тока вызывает дополнительные потери, что приводит к необходимости снижать мощность еще на 5–6%. В указанном аспекте интересными для потребителя становятся электродвигатели с сервис-фактором, значение которого может быть использовано для компенсации этих потерь.

4. Активные части общепромышленных двигателей разрабатывались для надёжного прямого пуска и работы от сети переменного тока. Применение двойной клетки ротора, а также обмоточных данных, выбранных, в том числе, исходя из минимизации пуско-

¹ Разработанные во второй половине XX в. модификации двигателей 4А и АИР, предназначенные для частотного регулирования, также не содержали изменений в активной части по сравнению с общепромышленным исполнением.

вого тока и кажущейся мощности, приводит к нерациональному использованию активных частей двигателя, питаемого от преобразователя частоты.

Таким образом, надёжная эксплуатация общепромышленных двигателей в частотно-регулируемом электроприводе может осуществляться только благодаря значительным запасам по мощности, что не эффективно.

Сказанное говорит об актуальности задачи разработки специальной серии частотно-регулируемых двигателей, геометрия активной части и параметры которых должны быть оптимизированы для работы в системе ПЧ-АЭД с учётом режимов работы, типов механической нагрузки, требуемых диапазонов регулирования.

В настоящей статье, которая базируется на [3] и является развитием [4], приведены основные результаты, полученные авторами при разработке активных частей новой серии частотно-регулируемых двигателей общего применения.

Области применения. Считается, что создать универсальную серию частотно-регулируемых двигателей невозможно. Необходимо дифференцировать двигатели по типам производственных механизмов [3]. Нами

были исследованы технологические требования, предъявляемые к различным механизмам, а также поведение и характеристики АЭД при различных типах управления. Исследования показали, что используя модификации двигателей по полюсности, типу охлаждения, классу изоляции и ряду конструктивных особенностей, возможно создать серию двигателей, пригодную для ряда производственных механизмов. Характерные особенности электроприводов приведены в табл.1.

Режимы работы. Большинство механизмов с переменной производительностью предназначены для работы в режимах S1, S3 и S5. Однако, учитывая особенности режимов пуска и торможения электродвигателя в составе электропривода при токоограничении 150–200% номинального тока, возможна равноценная замена режима S5 режимом S3 с ПВ 100–25%

Мощность машины для повторно-кратковременного режима S3 для короткозамкнутых АЭД производства ОАО "НИПТИЭМ" целесообразно определять по формуле [5]:

$$P_{S3} = P_{S1} \sqrt{1 + \frac{\left(1 - \frac{ПВ}{100}\right) \beta_0}{(1 - K_0) \frac{ПВ}{100}}}$$

Таблица 1

Особенности электроприводов

Тип электропривода	Регулировочные особенности			Конструктивные особенности			Модификация		Исполнение
	Режим	Тип нагрузки	Диапазон регулиров	2p	IC	Класс изоляции	ДС	Т	
Краново-металлургический	S3	2QT	10:1 вниз 2:1 вверх	4,6,8	416, 411	F,Н	+,-	+,-	Y2, Y1
Вентиляторов насосов	S1	QT	2:1 вниз	2,4,6,8	411	F	-	-	Y2
Компрессоров	S1	HS+QT	2:1 вниз	2,4,6,8	411	F	-	-	Y2
Конвейеров	S1, S3	CT	5:1 вниз	4,6,8	416	F	-	-	Y2
Прокатно-металлургический	S1, S3	HS+CT	10:1 вниз	4,6,8	410	Н	-	-	Y2
Горно-добывающий	S3	2QT	10:1 вниз	6,8	416	F	-	+	Y1
Металлорежущих станков (главного движения)	S1	CT+CP	10:1 вниз 2:1 вверх	2,4	416	F	+	+,-	Y2
Червячные прессы	S1	LT	10:1 вниз	4,6	411	F,Н	-	-	Y2
Лебёдки	S3	CP	5:1 вниз 2:1 вверх	4,6	416	F	-	+	Y2

Примечание: 2QT – двухквadrантная нагрузка; QT – квадратичная (вентиляторная) нагрузка; CT – нагрузка с постоянством момента; CP – нагрузка с постоянством мощности; LT – нагрузка с линейной зависимостью момента от частоты вращения; HS – тяжёлый пуск; ДС – датчик скорости; Т – пристроенный тормоз; IC – тип вентиляции.

Таблица 2

Значения коэффициентов K_0 и β_0

Высота оси вращения, мм	K_0				β_0			
	$2p=2$	$2p=4$	$2p=6$	$2p=8$	$2p=2$	$2p=4$	$2p=6$	$2p=8$
80	0,55	0,60	0,55	0,60	0,25	0,40	0,55	0,60
112	0,35	0,40	0,50	0,50	0,25	0,30	0,33	0,38
132	0,35	0,35	0,40	0,40	0,25	0,30	0,30	0,38
160 – 180	0,30	0,35	0,35	0,35	0,20	0,23	0,27	0,36
200 – 250	0,30	0,30	0,30	0,30	0,20	0,22	0,27	0,32
280 – 315	0,30	0,30	0,30	0,30	0,20	0,20	0,27	0,28

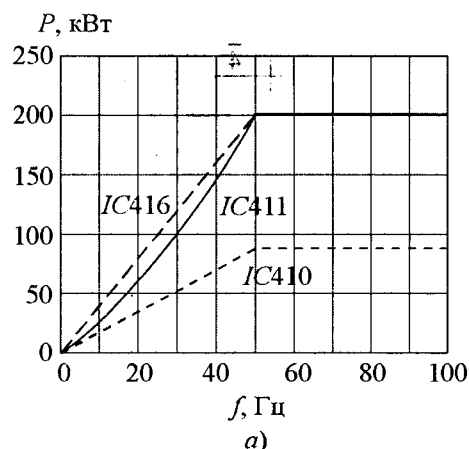
где P_{S3} – мощность в режиме S3; P_{S1} – мощность в режиме S1; K_0 – коэффициент, характеризующий отношение потерь ХХ к потерям при нагрузке; β_0 – коэффициент ухудшения теплоотдачи при стоянке двигателя.

Коэффициенты K_0 и β_0 для различных высот оси вращения и полюсностей электродвигателей приведены в табл.2.

Предусмотрено три варианта исполнения двигателей по типу охлаждения: с самовентиляцией IC411 и независимой вентиляцией IC416, с естественным охлаждением IC410. Снижение мощности на частотах вращения ниже номинальной вследствие ухудшения вентиляции при IC411 и IC410 целесообразно вычислять по формулам:

$$P_{IC411}(f) = P_{IC416}(f) \times \sqrt{\left(1 + K_0 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3}\right) \beta_0 f - K_0 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3}};$$

$$P_{IC410}(f) = P_{IC416}(f) \sqrt{(1 + K_0) \beta_0 - K_0},$$



где $P_{IC411}(f)$ – зависимость полезной мощности от частоты питания при самовентиляции; $P_{IC416}(f)$ – зависимость полезной мощности от частоты питания при независимой вентиляции; $P_{IC410}(f)$ – зависимость полезной мощности от частоты питания при естественном охлаждении.

На рис.1 приведены зависимости полезной

мощности и момента электродвигателя 5AFA315MA2 для различных типов вентиляции.

Номинальное напряжение питания. Частотно-регулируемые электродвигатели предназначены для питания от электронных инверторов, которые в силу неидеального преобразования рода тока не позволяют получить выходное напряжение, равное входному в рабочем режиме. Работа АЭД при пониженном напряжении приводит к увеличению потребляемого тока. Это увеличение невелико при номинальных частотах питания, однако резко возрастает при увеличении частоты. Таким образом, зона постоянства мощности механической характеристики уменьшается по частоте. Поэтому при проектировании частотно-регулируемых электродвигателей целесообразно учитывать потери напряжения в инверторе, возникающие при преобразовании рода тока.

Считая напряжение в звене постоянного тока в рабочем режиме равным $U_{э.п.т} = 520$ В, частоту модуляции $f_k = 5$ кГц, мёртвое время

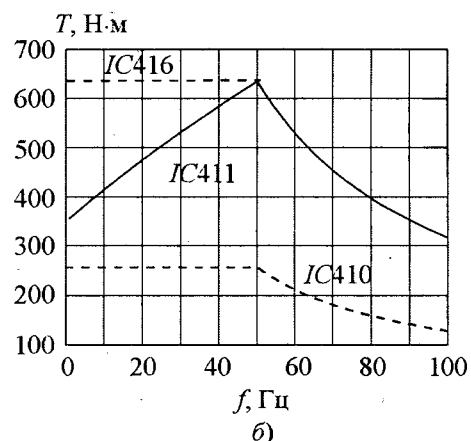


Рис.1. Зависимости полезной мощности и момента от частоты вращения двигателя 5AFA315MA2 при различных типах вентиляции

$T_m = 4$ мкс и пренебрегая падением на ключах инвертора и выпрямителя, рассчитаем действующее фазное напряжение:

$$U_{p.ф} = \frac{U_{з.п.т}}{\sqrt{3}\sqrt{2}} k_n \approx 208 \text{ В},$$

где k_n – коэффициент использования напряжения инвертора,

$$k_n = \frac{T_k - T_m}{T_k} = 0,98;$$

$T_k = 1/f_k$ – период модуляции.

Таким образом, номинальную точку семейства механических характеристик следует определять при параметрах линейного напряжения 360 В и частоте 50 Гц.

Сервис-фактор. В машинах, работающих от частотного преобразователя, увеличивается доля добавочных потерь, вызванная высокочастотной коммутацией тока. Поэтому целесообразно ввести сервис-фактор машины, обеспечивающий запас по нагреву на уровне не ниже 1,10–1,15 [6].

Необходимая кратность максимального момента. При эксплуатации нерегулируемого АЭП значения кратностей пускового $K_{M_{п}}$ и максимального момента K_{M_m} являются определяющими при выборе АЭД. Запасы по пусковому и максимальному моменту определяют срок службы и надёжность нерегулируемого электропривода.

В регулируемом электроприводе ситуация складывается иначе. Кратность $K_{M_{п}}$ в регулируемом электроприводе не представляет интереса, так как не определяет значение пускового момента, а K_{M_m} не определяет максимальный момент электропривода. Величиной, определяющей пусковой и максимальный момент, в частотно-регулируемом электроприводе становится кратность тока пре-

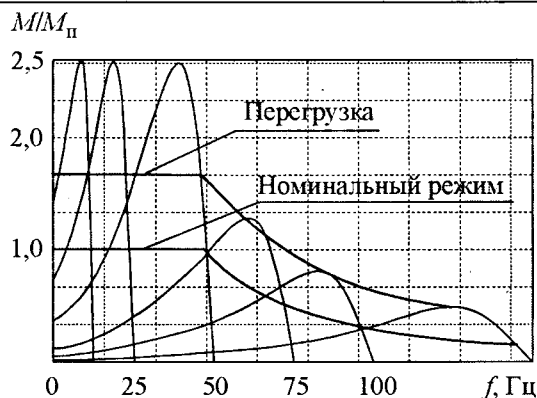


Рис. 2. Семейство механических характеристик АЭД в ЧПР

образователя. Преобразователи ведущих отечественных и зарубежных производителей определяют значение кратности тока преобразователя 120–200%, именно это значение лимитирует пусковой и максимальный моменты электропривода. В настоящее время не существует преобразователей частоты, инвертор которых бы допускал возможность даже кратковременной работы с пятикратной кратностью тока. Поэтому K_{M_m} становится величиной, определяющей максимальный момент электропривода только при частотах вращения выше номинальной, т.е. когда ток при максимальном моменте становится ниже значения токоограничения преобразователя. Характерное семейство механических характеристик двигателя в электроприводе для номинального режима и режима перегрузки показано на рис. 2.

Важным аспектом применения двигателей в электроприводе является возможность кратковременной работы частотно-регулируемого двигателя от промышленной сети в случае аварии. Особенно это важно для на-

Таблица 3

Значения $K_{M_{max}}$ и $K_{M_{п}}$

2p	$K_{M_{max}}$					$K_{M_{п}}$
	ПВ 100%, $f=50$ Гц	ПВ 100%, $f=100$ Гц	ПВ 60%, $f=50$ Гц	ПВ 40%, $f=50$ Гц	ПВ 25%, $f=50$ Гц	
2	2,6	1,3	2,3	2,1	1,8	1,5
4	2,5	1,3	2,2	2,0	1,7	1,5
6	2,5	1,3	2,2	2,0	1,7	1,5
8	2,4	1,3	2,1	1,9	1,6	1,5

сосных, компрессорных и вентиляторных приложений. Целесообразно регламентировать пусковую мощность без ограничения максимальной кажущейся мощности, необходимой для аварийного пуска.

Требования, предъявляемые к значениям кратностей максимального и пускового момента, обобщены в табл.3.

Геометрия активной части. Серия частотно-регулируемых двигателей проектируется на базе существующей серии 5А (АИР), а также на базе активной геометрии разрабатываемой в ОАО "НИПТИЭМ" первой в России и СНГ энергоэффективной серии АЭД. Поэтому необходимым условием является использование имеющихся корпусных деталей и технологического оборудования, применяемых при производстве общепромышленных электродвигателей. Следовательно, внешние и внутренние диаметры статора и ротора, а так же число пазов статора не изменяются, кроме того максимальная длина пакета статора ограничивается соответствующими аксиальными размерами существующих и вновь разрабатываемых станин для АЭД общепромышленного назначения. Изменяемыми параметрами двигателя являются: длина пакета, число пазов, форма и размеры паза ротора, обмоточные данные статора.

В ходе проектирования рассматривались следующие варианты:

1. Исходный вариант общепромышленного двигателя при питании от сети переменного тока.

2. Исходный вариант общепромышленного двигателя при питании от преобразователя частоты.

3. Вариант электродвигателя с изменёнными обмоточными данными при питании от преобразователя частоты.

4. Вариант двигателя с изменёнными обмоточными данными и длиной пакета при питании от преобразователя частоты.

5. От одного до трёх подвариантов двигателя с изменёнными обмоточными данными, длиной пакета и пазовой зоной при питании от преобразователя частоты. При этом рассматривались несколько возможных соотношений чисел пазов статора и ротора.

Индуктивное сопротивление рассеяния. В системе ПЧ-АЭД существенное значение

имеют значения индуктивного сопротивления рассеяния ротора и статора, так как именно они оказывают влияние на амплитуду модуляционных пульсаций тока, которая негативно влияет на надёжность системы ПЧ-АЭД. Чрезмерная амплитуда модуляционных пульсаций тока увеличивает добавочные потери в двигателе, приводит к возникновению подшипниковых токов и т.д. В конечном итоге возникает необходимость применять входные дроссели, фильтры. В свою очередь, снижение амплитуды пульсационных токов за счёт увеличения частоты несущей ШИМ, приводит к увеличению динамических потерь в силовых ключах, усугублению негативных волновых процессов в системе ПЧ-АЭД, уменьшению критической длины кабеля, и т.д. В конечном итоге возникает необходимость увеличивать изоляционную прочность электродвигателя и силовых ключей.

Амплитуда модуляционных пульсаций тока Δi пропорциональна производной тока во времени и зависит от времени коммутации и значения напряжения. Интерес представляет зависимость амплитуды пульсаций тока от напряжения. В установившемся режиме производная тока по времени связана с напряжением статора и потокоцеплением ротора дифференциальным уравнением:

$$\frac{dI_1}{dt} = -\frac{R_1 + k_2^2 R_2^2}{L_1''} I_1 - j\omega_k I_1 + \frac{k_2 R_2}{L_2 L_1''} \Psi_2 - j p \omega - \frac{k_2}{L_1''} \Psi_2 + \frac{1}{L_1''} U_1,$$

где I_1 , Ψ_2 , U_1 – векторы тока статора, потокоцепления ротора, напряжения, приложенного к обмотке статора, соответственно; R_1 , R_2 – активное сопротивление статора и приведённое активное сопротивление ротора, со-

ответственно; $k_2 = \frac{L_m}{L_2}$ – коэффициент связи

ротора; L_2 – индуктивность ротора; L_m – индуктивность контура намагничивания;

$L_1'' = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2^2} \approx L_{1\sigma} + L_{2\sigma}$; L_1 – индуктивность

статора; $L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния статора; $L_{2\sigma}$ – индуктивность рассеяния ротора;

ω_k – частота вращения системы координат;
 ω – частота вращения ротора; p – число пар полюсов.

Пренебрегая ЭДС вращения, упрощаем уравнения до вида:

$$\frac{dI_1}{dt} = -\frac{R_1 + k_2^2 R_2}{L_1''} I_1 + \frac{1}{L_1''} U_1,$$

и переходя к приращениям, представляем в виде передаточной функции:

$$\frac{\Delta i_1(s)}{\Delta u_1(s)} = \frac{1}{(L_{1\sigma} + L_{2\sigma})s + (R_1 + k_2^2 R_2)} = \frac{1}{L_1''s + R_\Sigma},$$

где Δi_1 – амплитуда модуляционных пульсаций тока статора; Δu_1 – амплитуда изменения напряжения; s – оператор Лапласа;

$$R_\Sigma = R_1 + k_2^2 R_2.$$

Анализ передаточной функции позволяет утверждать, что для снижения амплитуды модуляционных пульсаций тока необходимо увеличивать индуктивные сопротивления ротора и статора, что в свою очередь приводит к снижению максимального момента двигателя. Поэтому при проектировании активных частей частотно-регулируемых двигателей необходимо минимизировать запас по максимальному моменту.

Сравнительные исследования, полученные с помощью имитационного моделирования, показали, что у двигателей серии 4А амплитуда модуляционных пульсаций тока в среднем на 15% меньше, чем у двигателей серии 5А (АИР). Однако наши исследования показали, что при заданных диаметрах статора и ротора уменьшение амплитуды пульсаций тока при сохранении необходимых кратностей затруднительно.

Основные результаты

В основу проектирования новой серии был положен системный подход, при котором рассматривались комплексные показатели системы ПЧ-АЭД. Для реализации был выбран ряд номинальных значений тока: 4,1, 5,8, 9,5, 12, 16,5, 24, 33, 42, 50, 60, 75, 90, 115, 150, 180, 210, 250, 300, 370, 460 А; установлены возможная перегрузка по току в номинальном режиме 5% и кратковременная перегрузка по току, равная 150%. Контролировались следующие параметры АЭД: кратность максимального момента в различных режимах,

в соответствии с табл. 3; КПД; $\cos\varphi$; ток в номинальном режиме и при максимальном моменте и частоте питания 10, 25, 50, 100 Гц; масса активных частей по составляющим; цена активной части. В результате перебора вариантов расчётов находился компромисс, попадающий в ограничения по установленным параметрам двигателя и преобразователя и обеспечивающий минимальную стоимость активных частей.

Исследования энергетических характеристик существующей серии 5А (АИР) с высотой оси вращения 112–315 мм и полюсностями $2p = 2, 4, 6, 8$ при работе в ненормальных режимах и питании от преобразователя частоты показали, что большинство двигателей не может обеспечить соответствующий диапазон регулирования 10:1 вниз, 2:1 вверх.

Варианты 3–5 с изменённой геометрией активных частей разработаны также для габаритов 112–315 мм, полюсностей $2p = 2, 4, 6, 8$. Расчёты для всех типоразмеров проводились при ПВ 25, 40, 60, 100%. Рассматривались системы охлаждения IC411, IC416, IC410. Частота менялась в диапазоне 10–100 Гц.

Лучшие характеристики были получены в пятом варианте, для которого экономия активных материалов составила до 27%, а экономия установочной мощности преобразователя 4–6%, что позволило в некоторых случаях (работа при ПВ 25%) снизить габарит преобразователя. При этом функциональные и энергетические показатели системы превысили заданные требования.

Примеры расчётов

В табл.4 приведены основные конструктивные параметры двигателей 5AF280M4 и 5AF315S4 при различных вариантах радиальной геометрии и различных длинах машины. В табл.5 даны основные энергетические параметры двигателей 5AF280M4 и 5AF315S4, получаемые при различных вариантах радиальной геометрии и различных вариантах питания. Обозначения: F – частотно-регулируемый; а – без изменения активной части; b – без изменения геометрии штампа; с – с изменением геометрии штампа. Анализ данных таблиц позволяет сделать вывод о том, что наибольшая экономия активных материалов электрической машины, а также установочной мощности преобразователя достигается

Таблица 4

Основные конструктивные параметры двигателей

Тип	Z_S/Z_R	Тип паза ротора	L , мм	D_{as}/D_{is} , мм	Масса активной части, кг		
					m_{Fe}	m_{Cu}	m_{Al}
5AF280M4 (вар. 1-3)	60/50	Двойная клетка	360	490/315	331,5	84,3	23,1
5AF280M4 (вар. 4)	60/50	Овальный паз	290	490/315	268,0	79,5	21,9
5AF280M4 (вар. 5)	60/68	Овальный паз	260	490/315	240,4	74,7	20,6
5AF315S4 (вар. 1-2)	60/50	Двойная клетка	315	530/340	327,4	108,2	27,5
5AF315S4 (вар. 3)	60/50	Двойная клетка	360	530/340	374,2	118,3	29,9
5AF315S4 (вар. 4)	60/50	Овальный паз	320	530/340	331,5	110,8	30,75
5AF315S4 (вар. 5)	60/68	Овальный паз	300	530/340	310,9	107,3	29,6

Таблица 5

Основные энергетические параметры двигателей в режиме S1

Тип	IC416											IC411		
	U , В	f , Гц	P_{2H}	n_H	КПД	$\cos\varphi$	M_H	M_{max}	I_1	I_0	I_M	P_{2H}	M_H	I_1
5AFa280M4 (вар. 1)	79	10	27	283	87,6	0,88	908	1753	254	61	744	17,2	565	160
	192	25	66	735	94,1	0,88	857	2049	239	57	800	52,0	672	188
	380	50	132	1485	96,0	0,88	849	2162	237	56	872	132	849	238
	380	100	132	2939	93,7	0,66	428	538	322	23	373	—	—	—
5AFa280M4 (вар. 2)	75	10	27	281	86,1	0,88	917	1995	272	54	704	17,2	567	166
	182	25	66	733	93,7	0,88	860	1995	252	51	756	52	674	197
	360	50	132	1483	95,9	0,88	850	2057	250	50	770	132	850	251
	360	100	132	2953	94,9	0,79	427	486	282	21	355	132	429	331
5AFb280M4 (вар. 3)	75	10	27	285	88,0	0,88	904	2062	267	70	467	17,2	563	170
	181	25	66	736	94,2	0,88	856	2269	253	63	865	52	672	201
	360	50	132	1486	96,1	0,88	848	2374	250	62	887	132	848	251
	360	100	132	2956	94,5	0,73	426	554	306	25	408	132	429	361
5AFb280M4 (вар. 4)	75	10	27	284	86,5	0,93	908	2066	258	69	842	17,2	566	163
	182	25	66	735	93,8	0,92	857	2476	242	61	958	52	672	192
	360	50	132	1485	96,0	0,92	848	2631	239	58	993	132	849	240
	360	100	132	2967	95,2	0,90	425	636	246	22	481	132	425	257
5AFc280M4 (вар. 5)	76	10	27	282	84,9	0,93	914	1989	259	70	810	17,2	567	163
	183	25	66	734	93,2	0,93	859	2427	240	60	938	52	673	190
	360	50	132	1484	95,7	0,93	850	2583	238	56	976	132	850	239
	360	100	132	2963	94,8	0,91	425	644	246	20	279	132	426	256
5AFa315S4 (вар. 1)	80	10	32	285	87,2	0,88	1073	2004	301	67	739	20,9	685	189
	193	25	80	735	93,9	0,86	1039	2203	289	62	787	63,0	814	225
	380	50	160	1486	95,9	0,88	1028	2268	286	60	801	160	1028	289
	380	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5AFa315S4 (вар. 2)	75	10	32	282	85,5	0,88	1083	1801	325	58	701	20,9	688	199
	182	25	80	733	93,4	0,88	1042	1973	307	54	746	63	815	237
	360	50	160	1484	95,7	0,88	1030	2029	303	53	758	160	1030	306
	360	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5AFbF315S4 (вар. 3)	74	10	32	288	89,5	0,89	1060	2471	314	94	972	20,9	681	208
	182	25	80	739	94,8	0,88	1034	2782	303	87	1048	63	811	242
	360	50	160	1489	96,2	0,88	1026	2873	302	83	1067	160	1026	304
	360	100	160	2971	95,1	0,81	514	694	333	30	502	160	515	371
5AFb315S4 (вар. 4)	75	10	32	288	89,0	0,92	1060	2575	301	90	1028	20,9	681	200
	182	25	80	739	94,6	0,91	1034	2966	293	78	1135	63	811	234
	360	50	160	1489	96,2	0,91	1026	3106	292	75	1166	160	1026	294
	360	100	160	2975	95,3	0,89	514	741	300	27	560	160	514	323
5AFc315S4 (вар. 5)	75	10	32	287	88,1	0,93	1064	2543	301	85	1024	20,9	683	197
	182	25	80	738	94,3	0,92	1035	3000	291	74	1149	63	741	231
	360	50	160	1488	96,1	0,92	1027	3168	289	71	1187	160	1027	292
	360	100	160	2973	95,2	0,90	514	778	298	25	581	160	514	320

Таблица 6

Основные энергетические параметры двигателей в режиме S3

Тип	$P_{2н}, кВт$						$n, об/мин$						$M_{2н}, Н·м$						$I_1, А$						$M_{max}, Н·м$										
	ПВ, %						ПВ, %						ПВ, %						ПВ, %																
	100	60	40	25	100	60	40	25	100	60	40	25	100	60	40	25	100	60	40	25	100	60	40	25		100	60	40	25	100	60	40	25	100	60
5AFa112M4	5,5	6,5	7,5	9	1431	1413	1392	1346	37	44	51	64	11	14	16	22	108																		
5AFc112M4	5,5	6,5	7,5	9	1440	1427	1411	1381	36	45	51	62	12	14	16	20	127																		
5AFa132S4	7,5	9	10	12	1450	1437	1427	1402	49	60	67	82	15	19	21	26	147																		
5AFc132S4	7,5	9	10	12	1456	1445	1437	1417	49	59	66	81	16	19	21	26	164																		
5AFa132M4	11	13	14	17	1453	1442	1436	1415	72	86	93	115	22	26	28	36	233																		
5AFc132M4	11	13	14	17	1458	1448	1443	1425	72	86	93	114	23	27	29	36	254																		
5AFa160S4	15	17	19	23	1453	1444	1434	1408	99	112	126	156	31	36	41	53	231																		
5AFc160S4	15	17	19	23	1467	1461	1455	1443	98	111	125	152	30	34	38	47	296																		
5AFa160M4	18,5	21	24	28	1452	1443	1431	1410	122	139	160	190	38	43	51	63	287																		
5AFc160M4	18,5	21	24	28	1466	1460	1453	1442	120	137	158	185	37	42	48	57	362																		
5AFa180S4	22	25	28	34	1460	1452	1444	1424	144	164	185	228	44	51	58	74	353																		
5AFc180S4	22	25	28	34	1465	1459	1452	1438	143	164	184	226	44	50	56	70	459																		
5AFa180M4	30	34	39	46	1460	1453	1443	1426	196	223	258	308	59	68	79	99	545																		
5AFc180M4	30	34	39	46	1466	1460	1453	1441	195	222	256	305	58	67	77	93	655																		
5AFa200M4	37	41	46	54	1471	1467	1461	1450	240	267	301	356	73	82	93	114	557																		
5AFc200M4	37	41	46	54	1475	1472	1468	1461	239	266	299	353	71	78	88	105	781																		
5AFa200L4	45	50	56	66	1474	1470	1466	1457	291	325	365	432	88	99	112	135	760																		
5AFc200L4	45	50	56	66	1476	1473	1469	1462	291	324	364	431	86	95	107	127	994																		
5AFa225M4	55	62	69	81	1474	1470	1465	1453	357	403	450	532	109	124	141	175	766																		
5AFc225M4	55	62	69	81	1478	1475	1472	1465	355	401	448	528	103	117	130	154	1114																		
5AFa250S4	75	84	94	110	1482	1480	1477	1471	483	542	608	714	143	162	182	218	1210																		
5AFc250S4	75	84	94	110	1484	1482	1480	1476	482	541	606	712	139	155	174	205	1510																		
5AFa250M4	90	101	113	132	1481	1479	1476	1469	580	652	731	858	171	194	220	266	1289																		
5AFc250M4	90	101	113	132	1485	1483	1481	1477	579	650	729	853	166	186	208	245	1906																		
5AFa280S4	110	123	137	160	1481	1478	1474	1465	709	795	888	1043	212	242	276	343	1485																		
5AFc280S4	110	123	137	160	1484	1482	1479	1475	708	793	884	1035	200	224	250	295	2195																		
5AFa280M4	132	147	165	192	1483	1480	1477	1471	850	948	1067	1246	250	281	321	386	2057																		
5AFc280M4	132	147	165	192	1484	1481	1479	1475	850	947	1065	1243	238	267	300	353	2583																		
5AFa315S4	160	179	200	233	1484	1481	1477	1469	1030	1154	1293	1514	303	347	397	495	2029																		
5AFc315S4	160	179	200	233	1488	1486	1484	1481	1027	1150	1287	1502	289	325	364	427	3168																		
5AFa315M4	200	223	250	291	1485	1482	1479	1473	1286	1437	1614	1887	375	426	487	596	2703																		
5AFc315M4	200	223	250	291	1488	1486	1485	1482	1283	1432	1608	1875	360	403	453	531	4009																		

при использовании машины с простой клеткой ротора и соотношением зубцов $Z_R > Z_S$ без скоса пазов. При этом соотношения Z_R/Z_S выбиралось из разрешённых соотношений [7].

В табл.6 представлены основные расчётные данные частотно-регулируемых двигателей электрических модификаций а и с, полученные для номинальной точки в режиме S3 при ПВ 100–25% и системе вентиляции IC411. Сравнение данных, приведённых в таблицах, свидетельствует об увеличении максимального момента двигателя модификации с, а также о снижении рабочего тока, которое особенно явно проявляется при снижении ПВ. Анализ данных подтверждает перспективность применения специальных модификаций электрических машин для работы в частотно-регулируемых электроприводах.

Выводы

1. Новая серия частотно-регулируемых асинхронных электродвигателей ориентирована на использование в составе электропривода различных механизмов с переменной производительностью: вентиляторов, насосов, подъёмных кранов, оборудования металлургических и горнодобывающих агрегатов.

2. Двигатели новой серии разработаны с учётом эффектов, вносимых электронными инверторами, поэтому их энергетические и эксплуатационные показатели выше, чем у общепромышленных двигателей, эксплуатируемых в составе частотно-регулируемого электропривода.

3. Экономия материалов в двигателях новой серии, полученная за счёт использования системного подхода при проектировании, составила от 17 до 27%. Экономия установочной мощности преобразователя составила от 4 до 6%.

Список литературы

1. Ильинский Н.Ф. Основы электропривода. М.: Изд-во МЭИ, 2002.

2. Малафеев С.И., Захаров А.В. Исследование потерь в асинхронном двигателе с частотным регулированием при переходных процессах // Электротехника. 2008. № 7. С.2–6.

3. Беспалов В.Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода // ЗАО "СЗЭМО". Газета промышленного оборудования. 2004. №11.

4. Захаров А.В., Кобелев А.С., Кудряшов С.В. Опыт разработки активных частей краново-металлургических частотно-регулируемых асинхронных электродвигателей // Труды III международной научно-технической конференции "Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы". Екатеринбург, 2007. С.42–47.

5. Кравчик А.Э. Определение допустимого числа включений двигателя, работающего в повторно-кратковременном режиме с частыми пусками // Труды ВНИПТИЭМ. 1983. С.35–38.

6. Кравчик А.Э. Электродвигатели с сервис-фактором // Электротехника. 1996. №2. С.54–55.

7. Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горянов Ф.А. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1969.

Зайцев Андрей Михайлович – главный конструктор общепромышленных серий и регулируемых двигателей ОАО "НИПТИЭМ". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1976 г.

Захаров Алексей Вадимович – ведущий специалист по математическому моделированию и расчётам ОАО "НИПТИЭМ", канд. техн. наук. Окончил Владимирский ГУ по специальности "Управление и информатика в технических системах" в 2001 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование мехатронной системы с двухфазным индукторным двигателем" в 2004 г.

Кобелев Андрей Степанович – начальник расчётно-теоретического сектора ОАО "НИПТИЭМ", канд. техн. наук. Окончил Кубанский аграрный университет по специальности "Электрофикация сельского хозяйства" в 1980 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка численных алгоритмов и методики поверочного электромагнитного расчёта асинхронных двигателей с безотходным и малоотходным магнитопроводом" в МЭИ в 1991 г. В 2005 г. закончил докторантуру МЭИ (ТУ) на кафедре электромеханики.

Гругликов Олег Валерьянович – исполнительный директор ОАО "НИПТИЭМ". Окончил факультет "Материалы и технологические процессы" МВТУ им. Баумана в 1991 г.

Моделирование динамических и статических режимов работы ветроэлектрической установки с асинхронной машиной двойного питания

МУСТАФАЕВ Р.И., ГАСАНОВА Л.Г.

Предложена методика моделирования асинхронной машины двойного питания при её работе совместно с ветродвигателем. Выявлена целесообразность представления уравнений в осях d, q , вращающихся со скоростью ротора. Произведены расчёты переходных процессов в указанной системе при регулировании как амплитуды, так и частоты питающего ротор напряжения.

Ключевые слова: моделирование, асинхронная машина, ветродвигатель, расчёт, переходные процессы.

The methods of double-fed asynchronous machine is modeling with it is operation jointly with wind motor is offered. The expediency of equations presenting in rotating with rotor speed d, q axes, is determined. The calculations of transients for pointed system have been carried out provided controlling both amplitude and supply rotor frequency.

Key words: modeling, asynchronous motor, wind motor, calculations, transients.

В настоящее время ветроэнергетика получает развитие наряду с классическими источниками энергии

Из электромеханических преобразователей, применяемых в современных ветроэлектрических установках (ВЭУ) наибольшее распространение получили четыре системы: асинхронная машина двойного питания (АМДП), частота вращения которой регулируется преобразователем частоты в цепи ротора; синхронный супернизкоскоростной генератор (Ringgenerator), частота вращения которого регулируется преобразователем частоты в цепи статора, асинхронная машина с переключением пар полюсов (как правило, на две скорости); в редких случаях чисто синхронный либо асинхронный генератор.

Практически весь рынок (около 80 %) современных ВЭУ относительно крупных мощностей (1,5–3,6 МВт) обеспечивают такие известные фирмы, как датско-германская "Vestas", немецкая "Enercon", испанская "Gamesa" и американская "GE Wind Energy", причём три из них в качестве электромеханического преобразователя применяют асинхронную машину двойного питания. Эта машина позволяет согласовать частоту вращения генератора ВЭУ со скоростью ветроэнергоносителя с помощью преобразователя частоты, как правило, выполненного на IGBT-транзисторах либо полностью управляемых тиристорах ГТО, что в свою очередь обеспечивает увеличение выработки электро-

энергии в диапазоне относительно низких скоростей ветра (3–9 м/с). Помимо этого асинхронная машина двойного питания позволяет регулировать коэффициент мощности ВЭУ как в режимах потребления реактивной мощности, так и в режиме её выдачи.

Поэтому создание математической модели системы (модели состояния) и исследование на ней динамических и статических характеристик позволит согласовать режимы работы ВЭУ с АМДП с требованиями электрической сети в местах их подключения.

Для машины двойного питания целесообразно записать уравнение в осях d, q , вращающихся со скоростью ротора [2,3]. Тогда уравнения АМДП, поскольку асинхронная машина симметрична в магнитном и электрическом отношении, будут иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_{ds} &= U_{ds} + \Psi_{qs}(1-s) - r_s i_{sa}; \\ p\Psi_{ds} &= U_{ds} - \Psi_{qs}(1-s) - r_s i_{qs}; \\ p\Psi_{dr} &= U_{dr} - r_r i_{dr}; \quad p\Psi_{qr} = U_{qr} - r_r i_{qr}; \\ \Psi_{ds} &= x_s i_{ds} + x_m i_{dr}; \quad \Psi_{qs} = x_s i_{qs} + x_m i_{qr}; \\ \Psi_{dr} &= x_m i_{ds} + x_r i_{dr}; \quad \Psi_{qr} = x_m i_{qs} + x_r i_{qr}; \\ T_j p s &= m_{ВД} - m_{ЭМ}; \quad m_{ЭМ} = \Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}; \\ \omega &= 1 - s; \quad p_m = m_{ЭМ} \omega; \quad q_m = U_{qs} i_{ds} - U_{ds} i_{qs}. \end{aligned} \right\} (1)$$

Уравнения (1) представлены по аналогии с уравнениями синхронной машины [4], т.е. вся система относительных единиц остаётся

неизменной, только в символике асинхронной машины r_s, r_r, x_s, x_r, x_m – соответственно полные активные и индуктивные сопротивления статорной и роторной обмоток и сопротивление взаимоиндукции; p – символ дифференцирования по времени $\tau = 314t$; p_m, q_m – активная и реактивная мощности, о.е.; $m_{ВД}$ – момент, развиваемый ветродвигателем.

Рассмотрим составляющие напряжения статорных и роторных контуров $U_{ds}, U_{qs}, U_{dr}, U_{qr}$. Если обозначить через α угол между осью ротора и синхронной осью, скольжение s будет определяться выражением вида $s = p\alpha$, соответственно проекции статорного напряжения

$$U_{ds} = -U_s \sin \alpha; \quad U_{qs} = U_s \cos \alpha, \quad (2)$$

где U_s – амплитуда номинального фазного напряжения статора машины.

Так как уравнения записаны в осях, вращающихся со скоростью ротора, а обмотка ротора в АМДП питается от преобразователя частоты, в которой может изменяться как амплитуда, так и частота подводимого к обмотке напряжения, напряжения роторных контуров

$$U_{dr} = -U_r k_u \sin(k_f \tau); \quad U_{qr} = U_r k_u \cos(k_f \tau), \quad (3)$$

где U_r – амплитуда номинального фазного

напряжения ротора АМДП; $k_u = \frac{U_r}{U_{рн}}$ – отношение амплитуды текущего напряжения к

номинальному; $k_f = \frac{f}{f_n}$ – отношение теку-

щей частоты к её номинальному значению.

Поскольку преобразователь частоты находится в цепи ротора АМДП, то приближённо можно учесть постоянные времени в трактах регулирования, амплитуды T_u , частоты T_f питающего ротор напряжения. Тогда для простоты, моделируя эти тракты апериодически звеньями, получим:

$$k_u = \frac{1}{T_u p + 1} u_{yu}; \quad k_f = \frac{1}{T_f p + 1} u_{yf}, \quad (4)$$

где u_{yu}, u_{yf} – управления по трактам регулирования амплитуды и частоты роторного напряжения.

Отдельно рассмотрим момент, развиваемый ветродвигателем, приведённый к валу АМДП $m_{ВД}$.

Мощность, развиваемая ветродвигателем, представляется в виде [5]:

$$P_{ВД} = k_p R^2 v^3 C_v, \quad (5)$$

где k_p – коэффициент пропорциональности, при массовой плотности воздуха $\rho = 1,226 \text{ кг/м}^3$, радиусе ветроколеса R в метрах, скорости ветра v в метрах в секунду и мощности $P_{ВД}$ в киловаттах, он будет равен $k_p = 0,00192$; C_v – коэффициент использования энергии ветра, о.е., в общем случае значение этого коэффициента определяется аэродинамикой крыла и зависит от скорости ветра v , частоты вращения $\omega_{ВД}$ ветродвигателя, а также от угла поворота β лопастей относительно вертикальной плоскости, т.е. $C_v = f(v, \omega_{ВД}, \beta)$.

В [6,7] приведены выражения для C_v в зависимости от скорости ветра, частоты вращения и угла поворота, довольно сложные и трудно реализуемые. В иностранных справочных данных по современным ветроустановкам для конкретных ВЭУ значения этого коэффициента приводятся в функции только одного параметра – скорости ветра v , при этом всё остальное, т.е. аэродинамика, система регулирования частоты вращения, система регулирования мощности путём угла поворота лопастей уже заложено в эту зависимость [8].

Момент, развиваемый ветродвигателем и приведённый к валу генератора [о.е.], определяется выражением:

$$m_{ВД} = \frac{P_{ВД}}{M_{баз} \omega_{баз}}, \quad (6)$$

где $M_{баз} = \frac{s_{баз}}{\omega_{баз}}$; $\omega = \frac{\omega_{тек}}{\omega_{баз}}$, о.е.

Таким образом, уравнения (1)–(5) могут считаться уравнениями состояния ВЭУ с АМДП.

Продемонстрируем "работу" уравнений с имитацией режимов работы ВЭУ типа "Gamesa G-52", снабжённой АМДП [8]. Её мощность 850 кВт, диаметр ветроколеса 52 м (радиус лопасти $R = 26$ м), диапазон регулирования частоты вращения 900–1900 об/мин, передаточное число редуктора 1:61,74.

Максимальное значение коэффициента использования энергии ветра в этой установке $C_v = 0,452$, что достигается при скорости ветра 8,53 м/с, это соответствует мощности 362 кВт.

При регулировании частота вращения генератора пропорциональна изменению скорости ветра вниз от максимального значения C_v , т.е. если скорость ветра 8,53 м/с соответствует частота вращения генератора 1900 об/мин ($31,67 \text{ с}^{-1}$), то частоте вращения 900 об/мин (15 с^{-1}) будет соответствовать скорость ветра 4,02 м/с. Синхронной частоте вращения генератора $\omega_s = 25 \text{ с}^{-1}$ будет соответствовать скорость ветра $v = 6,71 \text{ м/с}$.

Таким образом, в диапазоне скоростей ветра от 4,02 до 8,53 м/с частота вращения генератора будет изменяться от 900 до 1900 об/мин, т.е. в этом диапазоне будет соблюдаться постоянство коэффициента быстроходности [5] $Z = \frac{\omega R}{v}$ (для "Gamesa G-52" $z = 1,56$).

Параметры генератора, базовые величины и программа решения приведённых уравнений даны в Приложении.

На (рис.1,а) представлена флюктограмма изменения электромагнитного момента $m_{эм}$ ВЭУ, где зона *a*—асинхронный пуск (0–250 рад),

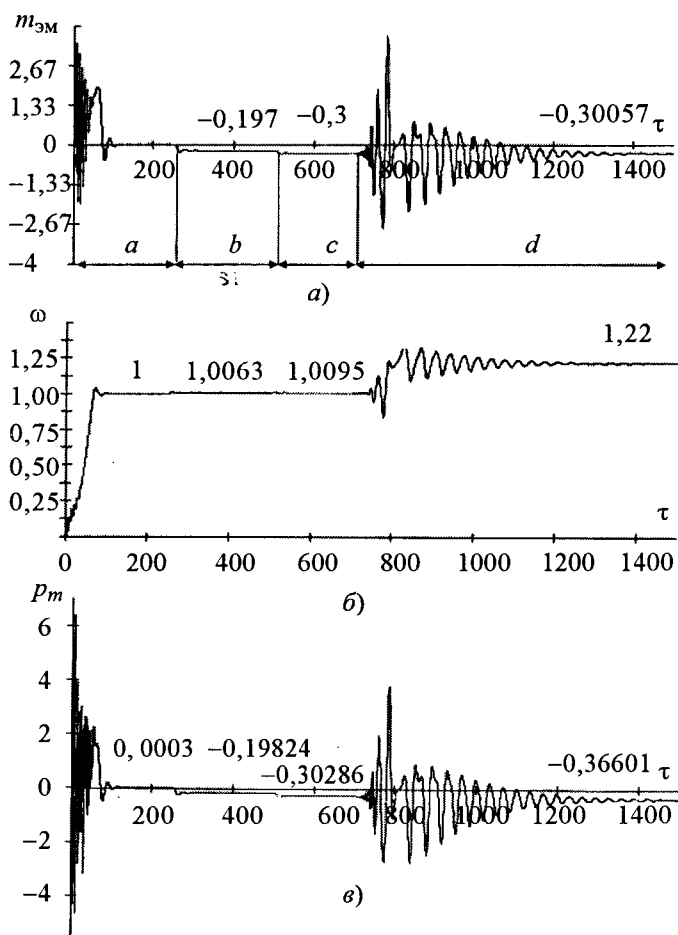


Рис.1

зона *b*—скорость ветра 6,71 м/с, соответствующий этой скорости момент $m_{эм} = m_{ВД} = -0,197$ (диапазон 250–500 рад), зона *c*—скорость ветра увеличилась на 1,5 м/с и стала равной 8,21 м/с, ей соответствует значение момента $m_{эм} = m_{ВД} = -0,3$, при этом этой скорости ветра при регулировании должно соответствовать новое значение частоты вращения генератора ВЭУ $\omega = 1,22$. Однако для наглядности "работы" уравнений задание на увеличение частоты вращения в разомкнутой системе автоматического регулирования дается через 250 рад (т.е. на 750-м радиане), при этом по истечении некоторого времени, приблизительно до 1500 рад (зона *d*), значение частоты вращения генератора ВЭУ устанавливается на уровне $\omega = 1,22$ (рис.1,б), что соответствует новому значению скорости ветра ($v = 8,21 \text{ м/с}$). Для достижения этого управление должно равняться $u_{yu} = u_{yf} = -0,22$. Значение активной электромагнитной мощности p_m (рис.1,в) по достижении 1500 рад устанавливается на уровне $p_m = -0,366$.

Реактивная мощность зависит от параметра k_u , при $u_{yu} = -0,22$ реактивная мощность устанавливается на уровне $q_m = -0,04$ (рис.2,а),

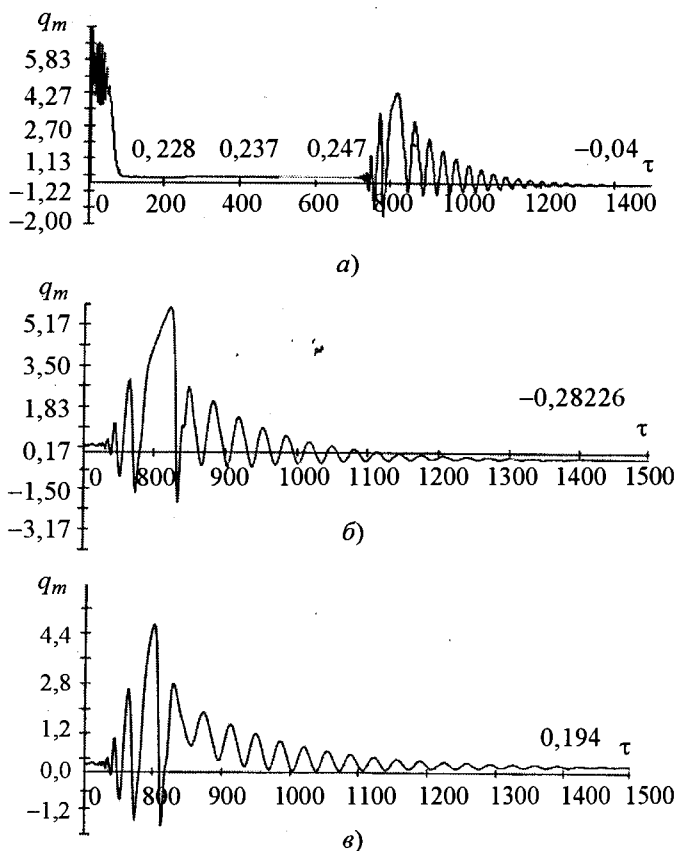


Рис.2

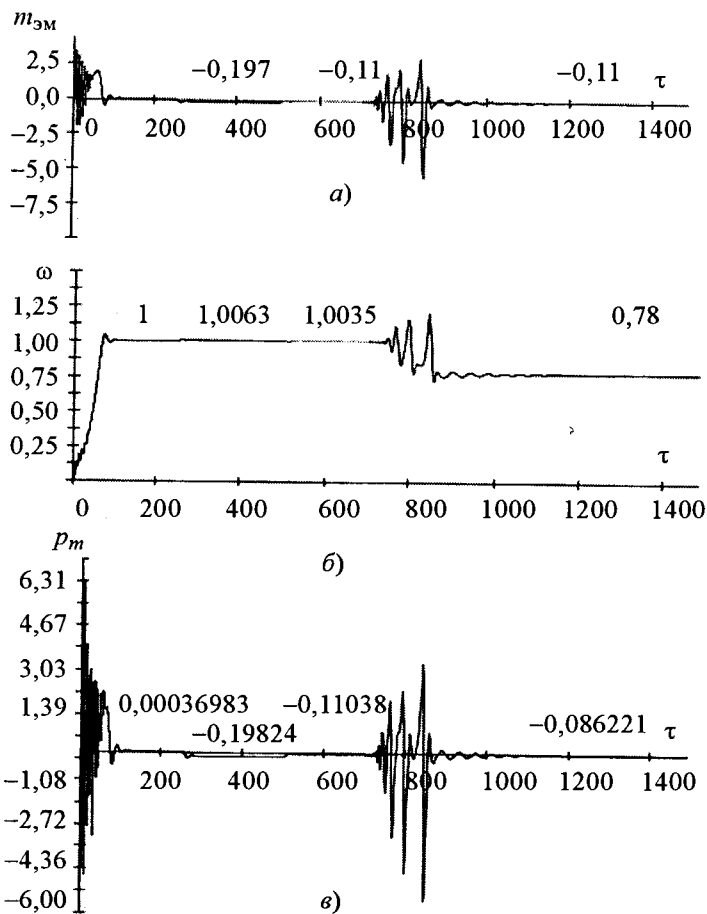


Рис.3

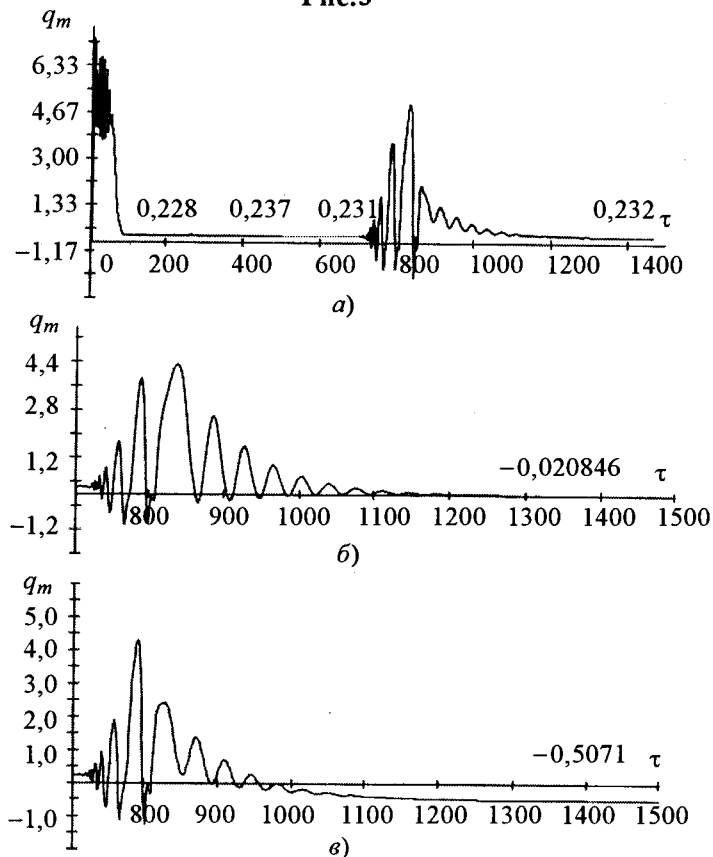


Рис.4

т.е. практически равна нулю. В этом случае коэффициент мощности равен приблизительно единице. При изменении u_{yu} до $u_{yu} = -0,23$ реактивная мощность устанавливается на уровне $q_m = -0,28$ (рис.2,б), т.е. АДП переходит в режим выдачи реактивной мощности в сеть, а при $u_{yu} = -0,21$ реактивная мощность достигает $q_m = -0,19$ (рис.2,в), т.е. из режима выдачи реактивной мощности АДП переходит в режим её потребления.

Далее рассмотрим режим работы при уменьшении скорости ветра от 6,71 м/с, которому соответствует $\omega \approx 1$, до 5,21 м/с, этому значению соответствует момент $m_{ВД} = -0,11$, которому в свою очередь должна соответствовать частота вращения $\omega = 0,78$ (т.е. меньше на 0,22). При этом управление должно быть равным $u_{yu} = u_{yf} = 0,22$.

На рис.3,а,б представлены флюктограммы изменения электромагнитного момента и частоты вращения генератора ВЭУ для этого режима с теми же зонами, которые были представлены на рис.1,а. На рис.3,в изображены изменения активной мощности, которая устанавливается на значении $p_m = -0,086$.

На рис.4 представлены соответственно кривые изменения реактивной мощности установки при $u_{yu} = 0,22$, $q_m = 0,23$ (рис.4,а), при $u_{yu} = 0,23$ значения реактивной мощности уменьшается почти до нуля $q_m = -0,02$ (рис.4,б), а при $u_{yu} = 0,25$ реактивная мощность становится отрицательной и $q_m = -0,5$ (рис.4,в).

Выводы

1. Предложена цифровая модель асинхронной машины двойного питания при её работе совместно с ветродвигателем, которая позволяет исследовать как динамические, так и статические режимы работы ВЭУ.

2. На модели продемонстрировано, что в зоне низких скоростей ветра, регулирование частоты вращения генератора путём отдельного управления амплитудой и частотой питающего роторную обмотку напряжения позволяет изменять как активную, так и реактивную мощность ВЭУ.

3. В обоих режимах изменения частоты вращения (выше и ниже синхронной) реактивная мощность может регулироваться как в режиме потребления, так и в режиме её выдачи в сеть.

Список литературы

1. Ветроэнергетика мира и ее проблемы // Энергетика за рубежом. 2007. Вып.5. 2007. С.31.
2. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М: Высшая школа, 1987.
3. Мустафаев Р.И. Об универсальной структуре математической модели электрических машин // Изв.вузов. Электромеханика. 1989. № 4.

4. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах / Под. ред. Соколова Н.И. М.: Энергия. 1964.
5. Андрианов В.Н., Быстрицкий Д.Н. и др. Ветроэлектрические станции. М.: Госэнергоиздат, 1960.
6. Wasyneruk O., Man D., Sullivan J. Dynamic Behavior a Glass of wind turbine Generators Durina Random Wind fluctuations // IEEE Transactions Pas. 1981. № 6. P.2837–2845.
7. Мустафаев Р.И. Динамические режимы электромеханических преобразователей ветроэлектрических установок, работающих на электрическую сеть: Автореф. дис.... доктора техн.наук. М.: МЭИ, 1990.
8. Windenergie 2006. BWE-Service GmbH., 2006.

Приложение

Данные АДП: активное сопротивление статора $r_s = 0,022$ о.е.; активное сопротивление ротора $r_r = 0,031$ о.е.; индуктивное сопротивление рассеяния статора $x_{\sigma s} = 0,078$ о.е.; индуктивное сопротивление рассеяния ротора $x_{\sigma r} = 0,1$ о.е.; индуктивное сопротивление намагничивания $x_m = 4,8$; полное индуктивное сопротивление статора $x_1 = x_{\sigma s} + x_m = 4,378$ о.е.; полное индуктивное со-

противление ротора $x_2 = x_{\sigma r} + x_m = 4,4$ о.е.; $S_{\text{баз}} = P_{\text{н}}$; $M_{\text{баз}} = \frac{S_{\text{баз}}}{\omega_{\text{баз}}}$; $\frac{1}{T_j} = 0,0136$; $\omega_{\text{баз}} = 50 \text{ с}^{-1}$;

$T_u = 100$ рад; $T_f = 10$ рад.

Программа решения. После решения 5–8-го уравнений системы (1) относительно токов и постановки их в первые четыре уравнения системы (1), получим следующий алгоритм решения:

$$D(t, Y) = \begin{bmatrix} -\sin(Y_6) + Y_2 - Y_5 Y_2 - 0,022(5,69Y_1 - 5,56Y_3) \\ \cos(Y_6) - Y_1 + Y_5 Y_1 - 0,022(5,69Y_2 - 5,56Y_4) \\ -U_r Y_7 \sin(Y_8 t) - 0,031(5,66Y_3 - 5,56Y_1) \\ U_r Y_7 \cos(Y_8 t) - 0,031(5,66Y_4 - 5,56Y_2) \\ 0,0136M_{\text{ВД}} - 0,0136[Y_1(5,69Y_2 - 5,56Y_4) - Y_2(5,69Y_1 - 5,56Y_3)] \\ Y_5 \\ U_{yu} 0,01 - Y_7 0,01 \\ U_{yf} 0,1 - Y_8 0,1 \end{bmatrix} Y_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

где $Y_1 = \psi_{ds}$; $Y_2 = \psi_{qs}$; $Y_3 = \psi_{dr}$; $Y_4 = \psi_{qr}$; $Y_5 = s$; $Y_6 = \alpha$; $Y_7 = k_u$; $Y_8 = k_f$.

Мустафаев Рауф Исмаил оглы – заведующий отделом "Общей энергетики", руководитель лаборатории "Альтернативные источники энергии" АзНИПИИ энергетики, доктор техн. наук, проф., академик Международной Академии электротехнических наук, г. Москва. Окончил в 1964 г. электроэнергетический факультет Московского агротехнического университета. Защитил докторскую диссертацию по теме "Динамические режимы электромеханических преобразователей ветроэлектрических установок, работающих на электрическую сеть" в МЭИ в 1990 г.

Гасанова Ляман Гасан гызы – научный сотрудник лаборатории "Альтернативные источники энергии" АзНИПИИ энергетики, магистр электротехники и электромеханики, аспирант АзНИПИИ энергетики. Окончила магистратуру Азербайджанской государственной нефтяной академии по направлению "Электротехника и электромеханика" в 2001 г.

Пространственно-фазовое 2D моделирование электромеханического преобразования в электрических машинах

ШМЕЛЁВ В.Е., СБИТНЕВ С.А.

Описан предложенный авторами пространственно-фазовый метод математического моделирования электромеханического преобразования энергии в электрических машинах вращательного движения. Приведены результаты вычислительных экспериментов с двумерными пространственно-фазовыми моделями вентильной машины обращённой конструкции с постоянными магнитами.

Ключевые слова: математическое моделирование, электрические машины, электромеханическое преобразование.

Известно, что электромеханическое преобразование энергии происходит при движении вещественных тел в электромагнитном поле (ЭМП). Важными этапами моделирования такого преобразования являются анализ ЭМП в неоднородно-движущейся среде, расчёты силовых взаимодействий между телами, а также интегральных параметров этого поля (потокосцеплений, ЭДС, напряжений, мощностей потерь и др.). Существует два больших класса анализа электромагнитных полей – пространственно-временные (П-В) и пространственно-частотные (П-Ч). Первый из этих классов охватывает всё многообразие динамических процессов в электромагнитных полях, но требует слишком больших затрат вычислительных ресурсов и по этой причине часто оказывается малоприменимым для генерации алгоритмов управления электромеханическими устройствами, работающими в составе электроприводов, мехатронных модулей, электрогенерирующих комплексов и т.д. Второй класс методов, строго говоря, пригоден только для анализа электромагнитных полей в неподвижных линейных средах. Известные способы распространения этих методов на нелинейные и неоднородно-движущиеся среды являются недостаточно строгими и очень ограниченными в применении [1].

Авторы разработали основу нового пространственно-фазового (П-Ф) класса методов моделирования электромеханических процессов. Суть этих методов заключается в мо-

The spatially-phase method of mathematical simulation of electromechanical transformation of an energy offered by authors in electrical machines of a rotation is considered. Outcomes of computational experiments with two-dimensional spatially-phase models of the valve machine of a versed construction with permanent magnets are briefly circumscribed.

Key words: mathematical simulation, electric machine, electromechanical transformation.

делировании процесса при фиксированном состоянии анализируемой системы, что позволяет исключить из уравнений время. П-Ф методы основаны на преобразовании П-В уравнений математической физики в П-Ф форму. Это даёт возможность проводить анализ переходных процессов только на интегральном уровне (потокосцеплений, ЭДС, напряжений, токов, положений подвижных тел и др.), не рассматривая переходных процессов в ЭМП.

Исходные П-В уравнения ЭМП в дифференциальной форме можно записать в соответствии с математическим определением полной производной векторного и скалярного поля по времени в неоднородном поле скоростей:

$$\frac{dF}{dt} = \frac{\partial F_H}{\partial t} + (v \nabla) F_H + F_H \operatorname{div} v - (F_H \nabla) v = \frac{\partial F_H}{\partial t} + \operatorname{rot}(F_H \times v) + v \operatorname{div} F_H, \quad (1)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\partial \Phi_H}{\partial t} + (v \nabla) \Phi_H, \quad (2)$$

где F – анализируемое векторное поле в неоднородно-движущейся среде; F_H – анализируемое векторное поле в однородно-движущейся (неподвижной) среде; v – поле скоростей, характеризующее механическое движение всех тел в анализируемой системе; Φ – анализируемое скалярное поле в неоднородно-движущейся среде; Φ_H – анализируемое скалярное поле в однородно-движущейся (неподвижной) среде.

Формула (1) представляет собой "потокосное" определение полной производной по времени, т.е. такое определение, при котором уравнение закона электромагнитной индукции в дифференциальной форме для движущихся сред в точности совпадает с соответствующим уравнением для неподвижных сред при замене частной производной по времени на полную. Формула (2) является формальным применением оператора (1) к скалярному полю. В соответствии с определениями (1) и (2) все векторы ЭМП (кроме тех, которые относятся к однородно-движущейся среде), входящие в уравнения математической физики должны представляться в системах отсчёта, жёстко связанных с точками наблюдения, которые движутся в соответствии задаваемым полем скоростей.

"Потоковый" смысл определения полной производной по времени векторного поля магнитной индукции можно пояснить на законе электромагнитной индукции в интегральной форме: ЭДС электромагнитной индукции в одновитковом тонком контуре равна скорости изменения магнитного потока через поверхность, натянутую на этот контур, с противоположным знаком. Магнитный поток, в свою очередь, может изменяться во времени по следующим причинам:

- магнитная индукция в однородно-движущейся (неподвижной) системе тел изменяется во времени;
- точки наблюдения, принадлежащие поверхности, движутся в неоднородном поле вектора магнитной индукции, что приводит к изменению этого вектора в движущейся системе отсчёта;
- векторы элементов площади поверхности изменяются во времени из-за неоднородности поля скоростей.

В соответствии с изложенным, скорость изменения потока векторного поля F

$$\frac{d}{dt} \int_S F dS = \int_S \left(\frac{\partial F_n}{\partial t} + (v \nabla) F_n - (F_n \nabla) v + F_n \operatorname{div} v \right) dS.$$

Из последнего соотношения следуют определения полной производной по времени в неоднородно-движущейся среде (1) и (2). Эти определения делают операцию полного дифференцирования по времени перестановочной с операцией интегрирования по поверхности.

Задача математической физики по анализу ЭМП в неоднородном поле скоростей может быть сформулирована путём преобразования уравнений Максвелла с уравнением материальной связи в соответствии с определениями (1) и (2):

$$\operatorname{rot} H = \delta + \gamma E; \quad \operatorname{rot} E = -\frac{dB}{dt};$$

$$H = v_a(B - B_r) + q_1 \frac{d}{dt}(B - B_r), \quad (3)$$

где q_1 – динамический параметр электрофизических свойств материалов шихтованных магнитопроводов или любых других слоистых или периодических структур, например, если магнитопровод изготовлен в виде пакета листов магнитомягкого электропроводящего материала, то

$$q_1 = \frac{\gamma h^2}{12}, \quad (4)$$

где γ – удельная электрическая проводимость материала пластины; h – толщина пластины.

Линеаризованное уравнение материальной связи (3) записано относительно эффективных векторных значений напряжённости магнитного поля и магнитной индукции. Систему уравнений (3) в соответствии с (1) нужно дополнить аналогичной системой для векторов ЭМП в неподвижной системе тел.

Динамика изменения всех физических величин в П-Ф методах учитывается путём введения скалярных и векторных полей фазовых переменных. Такой принцип анализа позволяет существенно уменьшить потребность в вычислительных ресурсах компьютера, не накладывает никаких ограничений на линейность или нелинейность электрофизических свойств вещества, а также на характер механического движения всех тел, принимающих участие в электромеханическом преобразовании энергии. Все физические величины рассчитываются в неоднородно-движущейся системе отсчёта, жёстко связанной с полем скоростей, частных ускорений и т.д. Вид получаемых уравнений математической физики не противоречит принципу относительности движения Галилея. Следовательно, данный класс методов инвариантен по отношению к выбору глобальной инерциальной системы отсчёта механического движения тел.

В новом классе методов не требуется расчёт переходных процессов в ЭМП, а динамические свойства электромеханических преобразователей моделируются в пространстве состояний для электродинамических потенциалов. Входными данными моделей являются: описание геометрии всей электромагнитной системы, параметры электрофизических свойств материалов деталей электромагнитной системы, распределение переменных состояния источников ЭМП. Выходными данными являются точки семейства динамических характеристик электромеханического преобразователя, представляемых функциональными зависимостями электромагнитного момента, действующего на ротор, и напряжений на всех обмотках от углового положения ротора и токов во всех обмотках, а также их производных по времени до n -го порядка включительно. Для большинства практически значимых случаев обычно бывает достаточно 1- или 2-го порядка.

Ниже представим результаты вычислительных экспериментов с пространственно-фазовыми моделями трёхфазной вентильной электрической машины с постоянными магнитами с плоскопараллельным магнитным полем (токи направлены перпендикулярно расчётной плоскости) и плоскопараллельным электрическим полем (в силу симметрии системы выполняется условие короткого замыкания на плоскостях, параллельных расчётной и бесконечно удалённых от неё). Для уменьшения объёма излагаемого материала в моделях рассмотрим динамические эффекты только 1-го порядка.

Моделирование выполнено в программном комплексе COMSOL Multiphysics. Этот комплекс принципиально отличается от других программных продуктов, предназначенных для решения задач математической физики, тем, что типовые формы уравнений в частных производных (PDE) обладают наибольшей общностью и имеются неограниченные возможности их комбинирования при построении систем уравнений. В COMSOL Multiphysics поддерживается три формы PDE: коэффициентная, генеральная и ослабленная проекционная. Генеральная форма представляется наиболее удобной для моделирования, так как она не требует доведения

до логического конца вывода уравнений математической физики и даёт возможность достаточно легко описывать нелинейности электрофизических свойств вещества. Кратко представим двумерную технологию моделирования в генеральной форме.

Введём систему фазовых переменных электродинамических потенциалов при фиксированном состоянии электромеханической системы [2]. Нулевые фазовые переменные – это сами потенциалы. Первые фазовые переменные имеют размерность производных по времени от нулевых переменных, но не равны этим производным. Система двумерных П-Ф уравнений, учитывающих динамические эффекты первого порядка, имеет вид:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H_n &= \delta + \gamma E_n; & \operatorname{rot} H_{n1} &= \delta_1; & \operatorname{rot} H &= \delta + \gamma E; \\ \operatorname{rot} (H_1 + 2(H_n \nabla) v + H_n \operatorname{rot} v - H_n \operatorname{div} v) &= \delta_1; \\ H_H &= v_a (B_n - B_r) + q_1 \frac{d}{dt} (B_n - B_r); \\ H &= v_a (B - B_r) + q_1 \frac{d}{dt} (B - B_r); \\ H_{n1} &= v_a (B_{n1} - B_r); & H_1 &= v_a (B_1 - B_r). \end{aligned} \quad (5)$$

Система уравнений (4) дополняется соотношениями, определяющими фазовые переменные в неподвижной и подвижной системе тел [2], и после приведения к скалярной форме вводится в COMSOL Multiphysics. Система (5) решается относительно фазовых переменных векторного магнитного потенциала.

Покажем результаты вычислительных экспериментов с вентильной электрической машиной обращённой конструкции. Пусть магнитных клиньев в роторе нет, основные магниты намагничены до $B_r = 1,1$ Тл. Для начала предположим, что машина работает в генераторном режиме холостого хода. Для простоты демонстрационного расчёта предположим, что все материалы в модели без потерь и не обладают электрической проводимостью. Тогда мы можем П-Ф методом рассчитать угловые характеристики фазных потокоцеплений и фазных ЭДС в обмотке статора, если ротор вращается против часовой стрелки с частотой 400 об/мин. На рис. 1 показаны угловые характеристики фазных ЭДС статора, рассчитанные путём интегрирования пространственного распределения

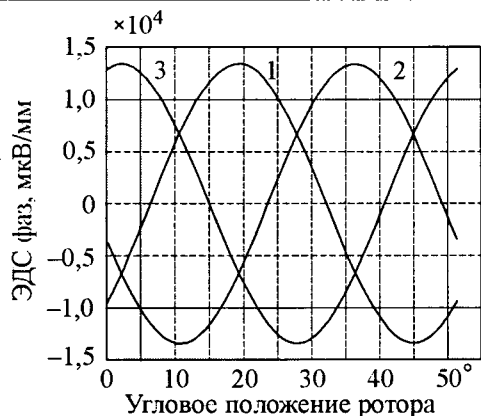


Рис.1. Угловая характеристика фазных ЭДС статора

первой фазовой переменной векторного магнитного потенциала.

Те же характеристики, рассчитанные путём численного дифференцирования фазных потокоцеплений по угловому положению ротора, практически не отличаются от изображённых на рис. 1. Относительная норма их разности составляет 0,28%, если численное дифференцирование выполнено на сетке, состоящей из 41 точек, и $10^{-5}\%$, если численное дифференцирование выполнено на сетке, состоящей из 181 точек. Этот расчёт генераторного режима ХХ подтверждает правильность формул (1) и (2), а также всей концепции П-Ф методов.

Проведённые авторами вычислительные эксперименты подтверждают тот очевидный факт, что электрическое поле в основном наводится в области статора. В области ротора наводится только зубцовая составляющая этого поля. Электрическое поле в области статора обуславливает наведение ЭДС в фазных обмотках (рис. 1).

Задав постоянный ток поочерёдно в каждой фазе и прокрутив ротор на $360/p$ градусов, где p — число пар основных постоянных магнитов ротора (число пар полюсов), получим угловую характеристику собственных и взаимных индуктивностей фазных обмоток статора. Расчёт показывает, что пульсации этих индуктивностей для данной конструкции машины настолько незначительны, что их можно считать постоянными. Кривые ЭДС, изображённые на рис. 1, и значения индуктивностей введём в специально подготовленную имитационную модель в COMSOL Multiphysics. Несколько раз прокрутив эту модель в системе MATLAB или COMSOL

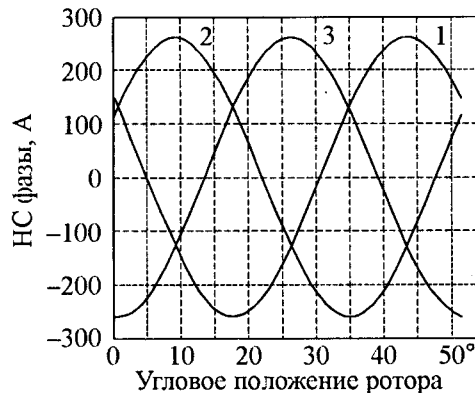


Рис.2. Идеально требуемые осциллограммы фазных токов статора

Script, изменяя один из её параметров, подберём подходящую для двигательного режима токовую нагрузку фаз и сгенерируем идеально требуемые от электронного устройства управления осциллограммы фазных токов (рис. 2). Эти осциллограммы обеспечивают работу машины в режиме максимально возможного коэффициента мощности (реактивная мощность и мощность искажения стремятся к нулю). Расчёт показал, что в этом режиме машина потребляет от внешней цепи 5167545 мкВт активной мощности на 1 мм активной длины машины. Это соответствует электромагнитному моменту 123366 мкН·м/мм. В рассчитанном режиме форма кривых фазных напряжений совпадает с формой кривых фазных токов.

Рассчитано распределение модуля магнитной индукции, соответствующего моделируемому режиму. Расчёт показал, что недопустимого насыщения магнитопроводов нет, распределение электрического поля в анализируемом двигательном режиме незначительно отличается от соответствующего распределения в генераторном режиме ХХ. Рассчитана угловая характеристика электромагнитного вращающего момента при рассмотренном двигательном режиме. Расчёт показал, что пульсация момента составляет не более 1,7% и обусловлена вычислительным шумом. Средний за период электромагнитный момент, рассчитанный по П-Ф модели, отличается от значения в имитационной модели, генерирующей осциллограммы токов, всего на 0,6%. Это вполне удовлетворительная точность для конечно-элементной сетки, состоящей из 25144 лагранжевых элементов второго порядка с числом степеней свободы

205764. В полевой модели момент, рассчитанный по распределению магнитной индукции, отличается от рассчитанного по потребляемой электрической мощности не более чем на 0,2%, т.е. видно, что при моделировании П-Ф методом баланс мощностей в машине при электромеханическом преобразовании энергии не нарушается.

В [3] описаны вычислительные эксперименты с простейшей двухфазной асинхронной и синхронной машиной. Показаны распределения фазовых переменных потенциалов, скоростные характеристики момента асинхронной машины, угловые характеристики момента синхронной машины. Все полученные авторами результаты моделирования не противоречат известным в электромеханике фактам.

Вычислительные эксперименты проводились с моделью машины, изготовленной из материалов без потерь. Теперь зададим диссипативные параметры электрофизических свойств материалов: удельная электрическая проводимость конструкционной стали $\gamma_{ст} = 0,01$ МСм/мм, удельная проводимость электротехнической стали, из которой изготовлены пластины магнитопровода статора, $\gamma_{пл} = 0,002$ МСм/мм, толщина пластины $h_{пл} = 0,5$ мм. В соответствии с формулой (4) в шихтованном магнитопроводе статора $q_1 = 4,167 \cdot 10^{-5}$ МСм·мм. Мгновенные значения фазных токов статора зададим в соответствии с рис.2. В результате расчёта по математической модели получились следующие значения интегральных энергетических параметров моделируемого двигательного режима: потребляемая активная мощность от внешней цепи без учёта потерь на омическом сопротивлении фаз обмотки статора 4,972 Вт/мм; двигательная механическая мощность электромагнитного момента 4,720 Вт/мм; мощность потерь на вихревые токи в электропроводящих деталях 0,252 Вт/мм (5,1% электрической мощности); электромагнитный вращающий момент 112678 мкН·м/мм. Этот вычислительный эксперимент показал возможность оценивать составляющие электромагнитных потерь энергии в различных режимах работы машины на стадии проектирования.

Благодаря П-Ф моделированию все характеристики динамических свойств электромеханических преобразователей могут быть

представлены в пространстве состояний функциональными зависимостями вида [2]:

$$\{M_M, [U]\} = f\left(\alpha, \frac{d\alpha}{dt}, \frac{d^2\alpha}{dt^2}, [I], \frac{d[I]}{dt}, \frac{d^2[I]}{dt^2}\right). \quad (5)$$

Все стандартные характеристики электрических машин вращательного движения являются частными случаями характеристик вида (5), например механическая характеристика, угловая характеристика момента, характеристики ХХ, нагрузочные и регулировочные характеристики двигателей и генераторов. Характеристики вида (5) напрямую связаны с энергетическими показателями работы машины. По характеристикам (5) несложно строить алгоритмы управления машинами, обеспечивающие максимально возможные значения энергетических показателей (КПД, коэффициент мощности и др.). Из этого следует, что П-Ф методы моделирования процессов электромеханического преобразования энергии весьма полезны для комплексного проектирования электроприводов и генерирующих комплексов в целом, включая электромашинную и электронную часть.

Список литературы

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001.
2. Шмелёв В.Е., Сбитнев С.А. Пространственно-фазовое моделирование электромеханических процессов в машинах с постоянными магнитами в системе конечноэлементных расчётов FEMLAB // Электротехника. 2004. № 8. С.50–54.
3. Shmelev V., Sbitnev S. Space-Phase Modelling of Electromechanical Processes in Motion Machines. 2D Model Realization// Excerpt from the Proceedings of the COMSOL Users Conference 2006. Prague.

Шмелёв Вячеслав Евгеньевич – доцент кафедры электротехники и электроэнергетики Владимирского ГУ, канд. техн. наук. Окончил приборостроительный факультет Владимирского политехнического института в 1983 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка методов физико-математического моделирования электромагнитных полей в пассивных устройствах обеспечения электромагнитной совместимости электронной аппаратуры" в МЭИ в 1994 г.

Сбитнев Станислав Александрович – заведующий кафедрой электротехники и электроэнергетики Владимирского ГУ, доктор техн. наук, проф. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Московского лесотехнического института в 1965 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Расчёт электромагнитных полей в поляризованных средах, разработка теории силовых взаимодействий в электромагнитных полях и построение основ теории магнитного векторного гистерезиса" в МЭИ в 1993 г.

Оптимальное по минимуму общих потерь мощности управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом с АИН-ШИМ

ВОЛКОВ А.В., СКАЛЬКО Ю.С.

Разработана математическая модель общих потерь мощности в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе с АИН-ШИМ и предложено энергосберегающее управление по минимуму общих потерь мощности указанным электроприводом.

Ключевые слова: управление, потери мощности, частотно-регулируемый асинхронный электропривод.

В связи с неуклонно продолжающимся удорожанием электроэнергии во всем мире наблюдается обострение проблемы энергосбережения. Поэтому становится очень востребованным энергосберегающее управление частотно-регулируемыми (ЧР) асинхронными электроприводами (АЭП), которые в последнее время находят широкое применение во всех отраслях хозяйства. Особенно актуальна данная задача для ЧРАЭП большой мощности, создаваемых на основе высоковольтных асинхронных двигателей (АД), где достигаемая экономия электроэнергии от энергосберегающего управления в абсолютном выражении наиболее существенна.

Несмотря на большое внимание, которое уделено в научно-технической литературе энергосберегающему управлению в указанных ЭП, оно не отвечает в полной мере потребностям практики. А именно, для большинства известных энергосберегающих законов (способов) управления [1–4] минимизируются только основные (т.е. вызванные основными гармониками статорного напряжения и тока) потери мощности в АД, а модуляционными потерями (обусловленными в двигателе высокочастотными составляющими тока) – неправомерно пренебрегают. Также в большинстве известных работ [1–5], посвящённых оптимальному управлению ЧР АД, не учитываются потери мощности в преобразователе частоты. Наиболее полный учёт составляющих потерь мощности в ЧРАЭП выполнен в [6], где принимаются во внима-

Mathematical model of total power losses in variable-frequency asynchronous electric drive with VSI-PWM is developed and energy-saving control by total power losses minimum for specified electric drive is offered.

Key words: control, energy-saving losses, frequency-controlled asynchronous electric drive.

ние одновременно основные потери мощности в преобразователе частоты и двигателе, но при этом, к сожалению, необоснованно пренебрегают модуляционными потерями мощности в указанных элементах ЭП. Базирующиеся на таком "упрощённом" представлении общих потерь мощности в ЧРАЭП, существующие в настоящее время энергосберегающие способы управления фактически не учитывают всех составляющих потерь мощности, а потому реально не обеспечивают оптимального управления по минимуму общих потерь мощности. При этом именно это управление представляет наибольший практический интерес при эксплуатации указанных ЭП.

Предложенная статья посвящена разработке математической модели общих потерь мощности в ЧРАЭП с автономным инвертором напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и их оптимизации в стационарных режимах работы электропривода.

На первом этапе рассмотрим предложенную для решения этих задач математическую модель общих (суммарных) потерь мощности ΔP_{Σ} в ЧРАЭП, которые, как известно, состоят из потерь мощности в выпрямителе $\Delta P_{\text{в}}$, инверторе $\Delta P_{\text{и}}$ и двигателе $\Delta P_{\text{д}}$ [6]:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{и}} + \Delta P_{\text{д}}. \quad (1)$$

При этом $\Delta P_{\text{д}}$ в короткозамкнутом АД равны сумме электромагнитных $\Delta P_{\text{эм}}$ и механических $\Delta P_{\text{мех}}$ потерь мощности [7]:

$$\Delta P_{\text{д}} = \Delta P_{\text{эм}} + \Delta P_{\text{мех}}, \quad (2)$$

причём последние составляют лишь незначительную часть (примерно 5–10%) номинальных потерь мощности АД и зависят (примерно в квадратичной зависимости) только от текущего значения частоты вращения (скорости) ω ротора двигателя [7]:

$$\Delta P_{\text{мех}} = \Delta P_{\text{мех.н}} (\omega / \omega_{\text{н}})^2, \quad (3)$$

где $\Delta P_{\text{мех.н}}$ и $\omega_{\text{н}}$ – номинальные значения механических потерь и скорости АД соответственно.

Потери $\Delta P_{\text{эм}}$ двигателя содержат добавочные потери $\Delta P_{\text{доб}}$, а также основную $\Delta P_{\text{эм1}}$ и модуляционную $\Delta P_{\text{эм.п}}$ составляющие электромагнитных потерь мощности [5, 7]:

$$\Delta P_{\text{эм}} = \Delta P_{\text{доб}} + \Delta P_{\text{эм1}} + \Delta P_{\text{эм.п}}. \quad (4)$$

Принимая во внимание, что потери $\Delta P_{\text{доб}}$ зависят в квадратичной зависимости от амплитуды I_1 основной гармоники статорного тока АД и составляют в номинальном режиме примерно 0,5% потребляемой двигателем мощности [7], получаем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\text{доб}} &= \Delta P_{\text{доб.н}} (I_1 / I_{1\text{н}})^2; \\ \Delta P_{\text{доб.н}} &\approx 0,005 (P_{2\text{н}} / \eta_{\text{н}}), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $\Delta P_{\text{доб.н}}$ и $I_{1\text{н}}$ – номинальные значения соответственно добавочных потерь и амплитуды основной гармоники фазного статорного тока АД; $P_{2\text{н}}$ и $\eta_{\text{н}}$ – номинальные значения полезной (на валу) мощности двигателя и его КПД соответственно.

Основная $\Delta P_{\text{эм1}}$ и модуляционная $\Delta P_{\text{эм.п}}$ составляющие потерь $\Delta P_{\text{эм}}$ состоят, в свою очередь, из электрических $\Delta P_{\text{эл1}}$, $\Delta P_{\text{эл.п}}$ и магнитных (в стали) $\Delta P_{\text{м1}}$, $\Delta P_{\text{м.п}}$ составляющих:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\text{эм1}} &= \Delta P_{\text{эл1}} + \Delta P_{\text{м1}}; \\ \Delta P_{\text{эм.п}} &= \Delta P_{\text{эл.п}} + \Delta P_{\text{м.п}}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

которые с учётом [5] могут быть рассчитаны из следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\text{эл1}} &= \frac{3}{2} (R_s + k^2 R_r \sin^2 \varphi) I_1^2; \\ \Delta P_{\text{м1}} &= \Delta P_{\text{м.н}} \alpha_1^{1,3} \Psi_m^2 / \Psi_{\text{мн}}^2; \\ \Delta P_{\text{эл.п}} &= 3 (R_s + k^2 R_r) \alpha_{\text{п}} \Delta I_{\text{п}}^2; \\ \Delta P_{\text{м.п}} &= 3 \Delta P_{\text{м.н}} k^2 L_{\text{гр}}^2 (6\alpha_{\text{п}})^{1,3} \Delta I_{\text{п}}^2 / \Psi_{\text{мн}}^2, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При этом в третьем соотношении (7) учи-

тывается посредством коэффициента $\alpha_{\text{п}}$ происходящее изменение активных сопротивлений статора и ротора АД для высших гармонических составляющих его статорных и роторных токов, вызванное эффектом их вытеснения (которое полагается [7] для двигателей средней и большой мощности зависящим прямо пропорционально от модуляционной частоты инвертора) [5]. В четвёртом соотношении (7) посредством коэффициента $(6\alpha_{\text{п}})^{1,3}$ учитывается изменение магнитных потерь, обусловленных влиянием высших гармонических составляющих магнитного потока в воздушном зазоре двигателя [5, 7].

В зависимостях (7) используются следующие обозначения: $\Delta P_{\text{м.н}}$ – номинальное значение потерь в стали двигателя; R_s и R_r – активные сопротивления (для первых гармонических составляющих токов) статора и ротора двигателя соответственно; L_m и $L_{\text{гр}}$ – индуктивность намагничивания и индуктивность рассеяния ротора АД соответственно; φ – угол нагрузки (под которым здесь и далее понимается угол между обобщёнными векторами, создаваемыми основными гармоническими составляющими статорных токов и потокосцеплений ротора АД); α_1 и $\alpha_{\text{п}}$ – относительные значения соответственно основной и модуляционной частоты; k и $\Delta I_{\text{п}}$ – соответственно коэффициент связи ротора и среднеквадратичное отклонение текущего значения модуля I_s обобщённого вектора статорного тока от своего среднего значения (равного I_1); Ψ_m и $\Psi_{\text{мн}}$ – текущее и номинальное значения (для стационарного режима работы) амплитуды потокосцепления в воздушном зазоре АД.

С учётом [5]

$$\left. \begin{aligned} \Psi_m &= I_1 [L_m^2 \cos^2 \varphi + k^2 L_{\text{гр}}^2 \sin^2 \varphi]^{1/2}; \\ \Psi_{\text{мн}} &= I_{1\text{н}} [L_m^2 \cos^2 \varphi_{\text{н}} + k^2 L_{\text{гр}}^2 \sin^2 \varphi_{\text{н}}]^{1/2}; \\ \alpha_1 &= f_1 / f_{1\text{н}}; \quad \alpha_{\text{п}} = f_{\text{п}} / f_{1\text{н}}; \\ k &= L_m / (L_m + L_{\text{гр}}); \quad \Delta I_{\text{п}} = \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (I_s - I_1)^2 dt \right]^{1/2}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где f_1 и $f_{\text{п}}$ – соответственно основная и модуляционная частота статорного напряжения (тока) АД; $f_{1\text{н}} = 50$ Гц – номинальное значение основной частоты; $T_1 = 2\pi f_1$ – период ос-

новой гармонике статорного напряжения двигателя; φ_n – номинальное значение (соответствующее номинальному режиму работы) угла нагрузки АД.

Рассмотрим потери мощности ΔP_n в инверторе, которые состоят из статических $\Delta P_{нс}$ и динамических $\Delta P_{нд}$ потерь мощности [8–10], а также из потерь мощности $\Delta P_{к.ф}$ в конденсаторе фильтра, устанавливаемом в звене постоянного тока преобразователя частоты:

$$\Delta P_n = \Delta P_{нс} + \Delta P_{нд} + \Delta P_{к.ф}. \quad (9)$$

С учётом несинусоидальной формы напряжения на конденсаторе фильтра из зависимости [11]

$$\Delta P_{к.ф} = \sum_{n=1}^{\infty} 2\pi f_n C_n U_n^2 \operatorname{tg} \delta_n + U_{к0}^2 / R_{к0}, \quad (10)$$

где C_n , U_n , $\operatorname{tg} \delta_n$ – ёмкость, действующее значение напряжения и тангенс угла потерь этого конденсатора на частоте f_n для n -й гармонической составляющей напряжения; $U_{к0}$ и $R_{к0}$ – постоянная составляющая напряжения и эквивалентное последовательное активное сопротивление конденсатора.

Принимая во внимание, что пульсации напряжения на конденсаторе фильтра в ЧРАЭП вызываются пульсациями выходного тока выпрямителя и входного тока инвертора, зависимость (10) можно привести к более простому виду:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{к.ф} &\approx \Delta P_{к.в} + \Delta P_{к.и} + U_{к0}^2 / R_{к0}; \\ \Delta P_{к.в} &= 2\pi f_b C_b U_{к.в}^2 \operatorname{tg} \delta_b; \\ \Delta P_{к.и} &= \Delta P_{к(6f_1)} + \Delta P_{к(6f_n)}; \\ \Delta P_{к(6f_1)} &= 12\pi f_1 U_{к(6f_1)}^2 C_{(6f_1)} \operatorname{tg} \delta_{(6f_1)}; \\ \Delta P_{к(6f_n)} &= 12\pi f_n U_{к.п}^2 C_{(6f_n)} \operatorname{tg} \delta_{(6f_n)}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $\Delta P_{к.в}$ и $\Delta P_{к.и}$ – составляющие потерь мощности в конденсаторе фильтра, вызванные влиянием на него трёхфазных мостовых схем выпрямителя и инвертора; $\Delta P_{к(6f_1)}$ и $\Delta P_{к(6f_n)}$ – составляющие потерь мощности в данном конденсаторе, вызванные действием составляющих входного тока инвертора частотой $6f_1$ и $6f_n$; $U_{к(6f_1)}$, $U_{к(6f_n)}$ и $\operatorname{tg} \delta_{(6f_1)}$, $\operatorname{tg} \delta_{(6f_n)}$ – действующие значения гармоник напряжения на конденсаторе фильтра, вызванных составля-

ющими входного тока инвертора ($6f_1$ и $6f_n$), и тангенсы угла потерь для этих частот соответственно; C_b , $C_{(6f_1)}$ и $C_{(6f_n)}$ – ёмкости конденсатора на частотах f_b , $6f_1$ и $6f_n$ соответственно; $f_b = 6f_c$ – частота пульсаций выходного тока выпрямителя; $f_c = 50$ Гц – частота сетевого напряжения.

Как показали расчёты по (11), выполненные авторами на основании каталожных данных на существующие конденсаторы и исходя из значений гармонических составляющих текущих напряжений на конденсаторе фильтра (цифровой модели ЧРАЭП [12] для двигателей мощностью 5,5; 320 и 1600 кВт), потери мощности $\Delta P_{к.ф}$ в конденсаторе фильтра для современных типов применяемых конденсаторов (ALS, EPCOS и K75-88) составляют менее 0,5–1% общих номинальных потерь мощности в инверторе. Принимая во внимание также то, что потери мощности в конденсаторе фильтра при этом много меньше каждой из других составляющих общих потерь в ЧРАЭП, потерями мощности в конденсаторе фильтра в модели ЧРАЭП с АИН-ШИМ на практике можно пренебречь:

$$\Delta P_{к.ф} \approx 0. \quad (12)$$

Статические потери мощности инвертора наиболее удобно рассчитать из [6]:

$$\Delta P_{нс} = \frac{1}{2\pi} (\Delta U_T + \Delta U_D) I_1 + \frac{3}{4} (R_T + R_D) I_1^2 + \left(\frac{\Delta U_D - \Delta U_T}{U_n} \right) P_{д\Sigma} + \frac{8}{3\pi} \left(\frac{R_D - R_T}{U_n} \right) I_1 P_{д\Sigma}, \quad (13)$$

где $P_{д\Sigma}$ – полная (суммарная) потребляемая двигателем активная мощность; ΔU_T и ΔU_D – начальные (граничные) падения напряжений на открытом управляемом силовом ключе (IGBT-транзисторе, ГТО или IGCT-тиристор) и шунтирующем его обратном диоде соответственно; R_T и R_D – дифференциальные сопротивления открытого управляемого силового ключа (IGBT-транзистора, ГТО или IGCT-тиристора) и шунтирующего его обратного диода соответственно; U_n – входное напряжение инвертора.

Согласно [5, 7]

$$P_{д\Sigma} = P_{мех} + \Delta P_{эм}; \quad (14)$$

$$P_{мех} = \omega M, \quad (15)$$

где ω – скорость двигателя; M – среднее значение за период T_1 основной частоты электромагнитного момента двигателя.

В установившемся (стационарном) режиме работы электропривода $M = M_c$, M_c – момент сопротивления привода (приведённый к валу двигателя). С учётом [13]

$$M = \frac{3}{2} z k L_m I_1^2 \cos \phi \sin \phi, \quad (16)$$

где z – число пар полюсов двигателя.

Динамические потери мощности в инверторе состоят из потерь в силовых ключах и потерь в снабберных RC -цепях:

$$\Delta P_{иD} = \Delta P_{иDv} + \Delta P_{иRC}. \quad (17)$$

С учётом [8–10]

$$\Delta P_{иDv1} = \frac{1}{T_1} \left[\sum_{n=1}^N E_{onn} + \sum_{n=1}^N E_{offn} \right], \quad (18)$$

где далее под силовым ключом будем понимать совокупность параллельно соединённых между собой двух элементов: управляемого силового ключа (IGBT-транзистора, GTO или IGBT-тиристора) и шунтирующего обратного диода.

В (18) используются следующие обозначения: $E_{on} = F_1(I_{von})$ и $E_{off} = F_2(I_{voff})$ – соответственно энергии включения и выключения данного силового ключа (зависящие от текущих значений токов I_{von} и I_{voff} через этот ключ в соответствующий момент коммутации); n – текущий номер интервала модуляции силового ключа (при этом под указанным интервалом модуляции понимается интервал между соседними временами открытия либо соседними временами закрытия данного силового ключа инвертора; за этот интервал, очевидно, происходит две коммутации силового ключа); N – общее количество интервалов модуляции силового ключа инвертора за период T_1 основной частоты статорного тока двигателя.

Исходя из примерного постоянства напряжений на закрытых силовых ключах трёхфазного АИН-ШИМ во всех режимах его работы и принимая во внимание вытекающую из этого возможную в данной схеме инвертора приближённую (линейного вида) аппроксимацию [8,9] зависимостей энергий E_{on} или E_{off} на коммутацию (включение или выключение рассматриваемого силового ключа) от

модулей текущих значений токов $|I_{von}|$ или $|I_{voff}|$, протекающих через ключ в соответствующий момент коммутации, получим из (18):

$$\Delta P_{иDv1} \approx \frac{1}{T_1} \left[\sum_{n=1}^N K_{D1} |I_{von}| + \sum_{n=1}^N K_{D2} |I_{voffn}| \right], \quad (19)$$

где K_{D1} и K_{D2} – некоторые постоянные коэффициенты для параметров конкретно применяемых силовых ключей.

Учитывая, что в трёхфазном АИН-ШИМ при закрытии в нём одного силового ключа $V1$ (например, тиристора VSI во фрагменте схемы этого инвертора на рис.1,а) происходит одновременное открытие другого силового ключа $V2$ (в частности, его шунтирующего обратного диода $VD2$) в той же фазе инвертора, а также то, что при этом ток включения I_{v2} открывающегося ключа $V2$ (обратного диода $VD2$) равен току выключения I_{v1} для закрывающегося ключа $V1$, рассчитаем энергию, рассеиваемую при каждой текущей i -й коммутации силовых ключей в одной фазе инвертора:

$$\left. \begin{aligned} E_{\phi i} &= E_{offi} + E_{oni} = K_D |I_{\phi i}|; \\ K_D &= K_{D1} + K_{D2}, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где $I_{\phi i}$, I_{voni} , I_{voffi} – текущие значения соответственно выходного фазного тока инвертора и токов через силовые ключи одной фазы инвертора при i -й коммутации, $|I_{\phi i}| = |I_{voffi}| = |I_{voni}|$.

Исходя из (20), определим динамические потери мощности в двух силовых ключах одной фазы инвертора:

$$\Delta P_{иDv\phi} = \frac{1}{T_1} K_D \sum_{n=1}^N \left[|I'_{\phi n}| + |I''_{\phi n}| \right], \quad (21)$$

где $I'_{\phi n}$ и $I''_{\phi n}$ – значения выходного фазного тока инвертора в моменты времени, соответствующие первой и второй коммутации на n -м интервале модуляции.

Поскольку непосредственный расчёт из (21) требует непрерывного контроля текущих значений фазных токов инвертора во время каждой коммутации, то на практике такой расчёт осуществить технически достаточно сложно. Для упрощения расчёта в разработанной модели потерь примем следующие допущения:

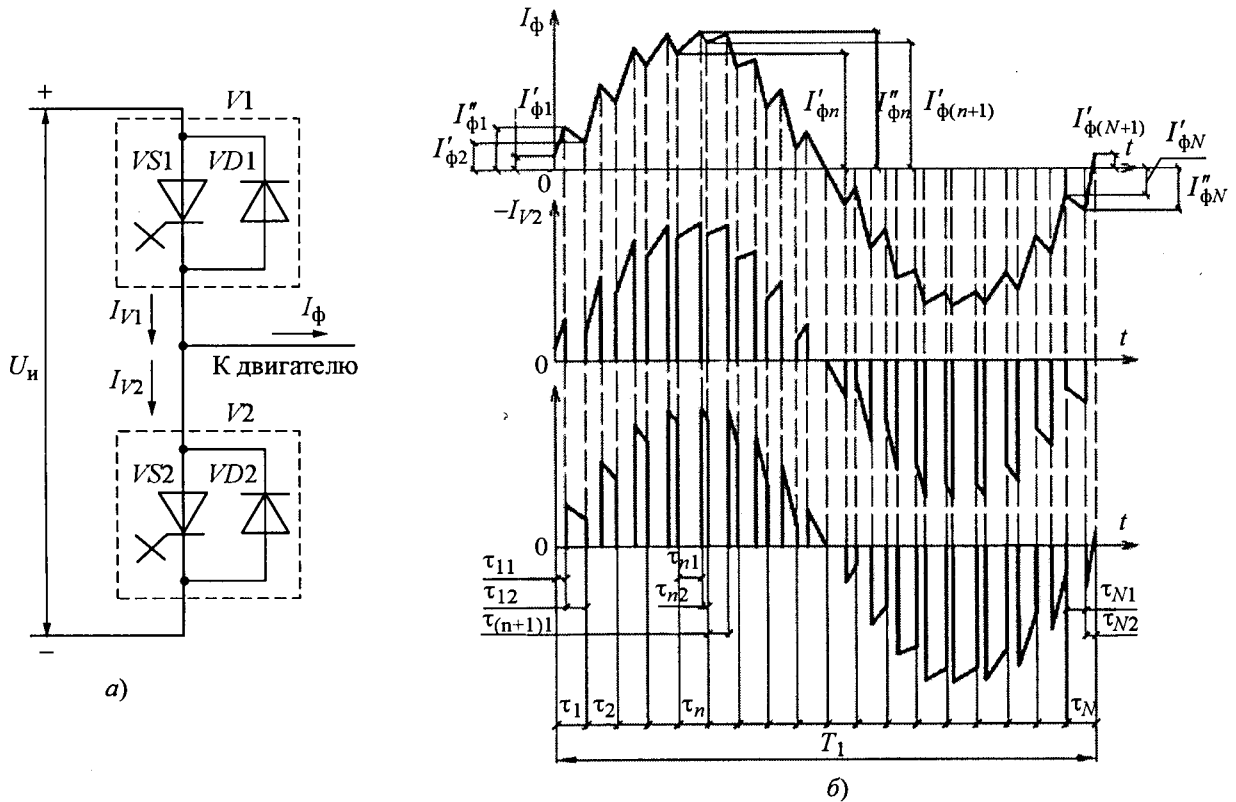


Рис.1. Анализ процессов коммутации в инверторе:

а – фрагмент схемы (одной фазы) трёхфазного АИН–ШИМ; б – временные диаграммы фазного тока I_ϕ инвертора и аппроксимирующих значений токов I_{V1} и I_{V2} силовых ключей $V1$ и $V2$ инвертора

1) изменение фазного тока I_ϕ инвертора на интервалах времени между соседними коммутациями силовых ключей в данной фазе АИН-ШИМ (которые назовём "межкоммутационными интервалами") происходит линейно (см. рис.1,б);

2) длительности всех интервалов модуляции ($\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n, \dots, \tau_N$ на рис.1,б) одинаковы и равны значению периода τ_π опорного напряжения при ШИМ-модуляции:

$$\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_n = \dots = \tau_N = \tau_\pi = 1/f_\pi = \text{const}; \quad (22)$$

3) сумма двух соседних межкоммутационных интервалов неизменна и равна периоду τ_π опорного напряжения:

$$\tau_{n1} + \tau_{n2} = \tau_{n2} + \tau_{(n+1)1} = \tau_\pi. \quad (23)$$

Очевидно, погрешность от принятых допущений уменьшается с увеличением соотношения значений модуляционной f_π и основной f_1 частот инвертора, которое на практике обычно достаточно велико: $f_\pi \gg f_1$.

С учётом указанных допущений рассчитаем среднее значение I_{cp}^* модуля фазного тока инвертора за период T_1 (рис.1,б):

$$I_{cp}^* = \frac{1}{T_1} \sum_{n=1}^N \left\{ \tau_{n1} \frac{|I'_{\phi n}| + |I''_{\phi n}|}{2} + \tau_{n2} \frac{|I''_{\phi n}| + |I'_{\phi(n+1)}|}{2} \right\} = \frac{\tau_\pi}{2T_1} \sum_{n=1}^N \left[|I'_{\phi n}| + |I''_{\phi n}| \right]. \quad (24)$$

Из соотношения (24) определим сумму коммутационных токов в одной фазе инвертора за период T_1 :

$$\sum_{n=1}^N \left[|I'_{\phi n}| + |I''_{\phi n}| \right] = 2T_1 I_{cp}^* / \tau_\pi = 2f_\pi T_1 I_{cp}^*. \quad (25)$$

Учитывая симметрию фазных токов инвертора (двигателя) в установившихся режимах работы ЭП и исходя из идентичности свойств всех ключей инвертора, определим из (21) с учётом (25) динамические потери мощности во всех силовых ключах рассматриваемой трёхфазной мостовой схемы инвертора:

$$\Delta P_{uDv} = 3\Delta P_{uD\phi} = 6f_\pi K_D I_{cp}^*. \quad (26)$$

Принимая во внимание выполняющуюся на практике примерно прямо пропорциональную зависимость среднего значения фазно-

го тока инвертора от амплитуды I_1 первой гармоники статорного тока двигателя [6], приведём соотношение (26) к удобному виду:

$$\Delta P_{иDv} = \alpha_n K_1 I_1; \quad K_1 = \Delta P_{иDv} / \alpha_n I_1 = 6 f_n K_D K_{cp}, \quad (27)$$

где K_1 – коэффициент пропорциональности, связывающий амплитуду I_1 основной гармоники фазного статорного тока двигателя с динамическими потерями мощности $\Delta P_{иDv}$ в силовых ключах инвертора при относительной частоте α_n модуляции силовых ключей; $K_{cp} = I_{cp}^* / I_1$ – коэффициент пропорциональности между средним значением и амплитудой I_1 первой гармоники статорного тока (равный $2/\pi$ при синусоидальной аппроксимации формы последнего) [14].

Поскольку происходит заряд конденсатора снабберной RC -цепи инвертора до значения напряжения U_n инвертора и периодический (с частотой f_n) его разряд до нуля в процессе работы инвертора, суммарные потери мощности в шести одинаковых снабберных RC -цепях трёхфазного мостового инвертора

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{иRC} &\approx 3 C_n U_n^2 f_n = K_2 \left(\frac{U_n}{U_{н.н}} \right)^2 \alpha_n; \\ K_2 &= 3 C_n U_{н.н}^2 f_{н.н}, \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где C_n – ёмкость конденсатора снабберной RC -цепи инвертора; K_2 – постоянный коэффициент, численно равный суммарным потерям мощности в снабберных RC -цепях инвертора при номинальном значении $U_{н.н}$ входного напряжения инвертора для частоты $f_n = f_{н.н}$.

Определим потери мощности ΔP_v выпрямителя, выполненного на основе трёхфазной мостовой схемы выпрямления (в составе которых дополнительно учтём потери мощности в элементах входных цепей переменного тока и выходных цепей постоянного тока выпрямителя) [6,14]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_v &= \Delta P_{вd} + \Delta P_{вRC}; \\ \Delta P_{вRC} &= \Delta P'_{вRC} + \Delta P''_{вRC} = K_3 (U_c / U_{с.н})^2; \\ \Delta P_{вd} &\approx 2 \Delta U_0 I_d + R_d I_d^2; \\ \Delta P'_{вRC} &\approx 6 \pi f_c C_{в.в} U_c^2 \operatorname{tg} \delta_c; \\ \Delta P''_{вRC} &\approx 6 C_{в.с} U_c^2 f_c; \\ K_3 &= 6 [\pi C_{в.в} \operatorname{tg} \delta_c + C_{в.с}] f_c U_{с.н}^2, \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

где $\Delta P_{вd}$ – суммарные потери мощности в вентилях, реакторах и ошиновке выпрямителя; $\Delta P_{вRC}$ – суммарные потери в RC -цепях выпрямителя, в том числе: $\Delta P'_{вRC}$ и $\Delta P''_{вRC}$ – потери мощности соответственно во входных (устанавливаемых между фазами переменного тока для защиты от коммутационных перенапряжений) RC -цепях и в снабберных (устанавливаемых параллельно вентилям выпрямителя для защиты от рабочих перенапряжений) RC -цепях выпрямителя; K_3 – постоянный коэффициент, численно равный суммарным потерям во входных и снабберных RC -цепях выпрямителя при номинальном значении $U_{с.н}$ линейного сетевого напряжения; ΔU_0 – начальное (граничное) падение напряжения на открытом вентиле (диоде или тиристоре) выпрямителя; $C_{в.в}$ и $C_{в.с}$ – ёмкости конденсаторов, устанавливаемых соответственно во входных и снабберных защитных RC -цепях выпрямителя; $\operatorname{tg} \delta_c$ – тангенс угла потерь конденсатора во входной RC -цепи выпрямителя (при частоте f_c сетевого напряжения); U_c – текущее действующее значение сетевого линейного напряжения; I_d – среднее значение выходного (выпрямленного) тока выпрямителя; R_d – эквивалентное активное сопротивление цепи постоянного тока трёхфазного мостового выпрямителя, в составе которого учтены активные сопротивления токоограничивающего $R_{тo}$ и сглаживающего R_c реакторов, динамическое активное сопротивление R_v открытого вентиля выпрямителя и активное сопротивление ошиновки $R_{ош}$ выпрямителя [14]:

$$R_d = 2(R_v + R_{тo}) + R_c + R_{ош}. \quad (30)$$

При этом в предпоследнем уравнении системы (29) потери мощности в снабберных RC -цепях выпрямителя определены из условия происходящего заряда конденсаторов в этих цепях до амплитуды линейного сетевого напряжения и последующего их разряда до нуля с частотой f_c сети [14]. Исходя из баланса активных мощностей на входе инвертора, среднее значение выпрямленного тока I_d может быть рассчитано из зависимости:

$$I_d = (P_{дл} + \Delta P_n) / U_n, \quad (31)$$

где значение U_n может быть задано приближённо неизменным (равным своему номинально-

му значению) или рассчитываться из [14]:

$$U_{\text{н}} = 1,35U_{\text{с}} - 2\Delta U_0 - (R_d + R_j)I_d, \quad (32)$$

где $R_j = 6f_c L_{\text{ф}}$ – фиктивное сопротивление, учитывающее снижение выходного напряжения выпрямителя от влияния угла коммутации его вентилях (при этом расчётное соотношение (32) соответствует выполнению выпрямителя по трёхфазной мостовой диодной схеме); $L_{\text{ф}}$ – суммарная индуктивность фазы переменного тока выпрямителя.

Исследование рассматриваемых общих потерь мощности ЭП проведено на примере высоковольтного ЧРАЭП.

Номинальные параметры двигателя 4АРМП (при синусоидальной форме питающего напряжения)

Мощность, кВт	1600
Линейное действующее напряжение $U_{\text{лн}}$, В	6000
Частота сетевого напряжения $f_{\text{с}}$, Гц	50
Фазный действующий ток статора $I_{\text{лн}}$, А	179
Скорость $\omega_{\text{н}}$, рад/с	311
Число пар полюсов z	1
Электромагнитный момент, Н·м	5176
Магнитный поток в воздушном зазоре $\Psi_{\text{тн}}$, Вб ...	15,1
Активное сопротивление статора $R_{\text{с}}$, Ом	0,213
Активное сопротивление ротора $R_{\text{р}}$, Ом	0,1692
Индуктивность рассеяния статора $L_{\text{ср}}$, Гн	$3,05 \cdot 10^{-3}$
Индуктивность рассеяния ротора $L_{\text{рр}}$, Гн	$2,65 \cdot 10^{-3}$
Индуктивность намагничивания $L_{\text{тн}}$, Гн	0,152
Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{н}}$, %	96,6
Коэффициент мощности $\cos\varphi_{\text{н}}$	0,89
Угол нагрузки $\varphi_{\text{н}}$, рад	1,17
Общие потери мощности $\Delta P_{\text{дн}}$, кВт:	56,3
– электрические $\Delta P_{\text{э1}}$	33,8
– магнитные $\Delta P_{\text{м1}}$	11,4
– добавочные $\Delta P_{\text{доб}}$	8,3
– механические $\Delta P_{\text{мех}}$	2,8

Номинальные параметры преобразователя частоты В-ОППД-200-6,3к-50

Сетевое линейное действующее напряжение $U_{\text{с}}$, В	6300
Частота сетевого напряжения $f_{\text{с}}$, Гц	50
Выходное линейное действующее напряжение U , В	6300
Выходной действующий ток $I_{\text{н}}$, А	200
Выходная основная частота $f_{\text{лн}}$, Гц	50
Начальное падение напряжения на открытом IGBT-тиристор $\Delta U_{\text{т}}$, В	1,65
Начальное падение напряжения на открытом обратном диоде $\Delta U_{\text{д}}$, В	3,15

Дифференциальное сопротивление открытого IGBT-тиристора $R_{\text{т}}$, мОм	1,2
Дифференциальное сопротивление открытого обратного диода $R_{\text{д}}$, мОм	3,2
Начальное падение напряжения на открытом вентиле выпрямителя ΔU_0 , В	1,2
Дифференциальное сопротивление открытого вентиля выпрямителя $R_{\text{в}}$, мОм	0,63
Фиктивное сопротивление выпрямителя R_j , Ом	1,2
Эквивалентное активное сопротивление цепи постоянного тока выпрямителя $R_{\text{д}}$, Ом	0,1353
Входное напряжение инвертора $U_{\text{и}}$, В	8100
Ёмкость конденсатора фильтра $C_{\text{ф}}$, мкФ	375
Ёмкость конденсатора в защитных RC-цепях, мкФ	
– в снаббере инвертора	0,22
– на входе выпрямителя	0,157
– в снаббере выпрямителя	0,22

Для моделирования электромагнитных и механических процессов высоковольтного АЭП с АИН-ШИМ была использована цифровая модель указанного электропривода со скалярным управлением [12] и синусоидальной ШИМ, дополненная разработанной моделью суммарных потерь мощности в электроприводе.

При этом в модели потерь мощности высоковольтного преобразователя частоты учитывается применяемое в нём последовательное соединение полупроводниковых приборов: шести тиристоров типа Т353-630-38 в качестве каждого из вентилях выпрямителя и четырёх модулей 5SHX14Н4502 (содержащих IGBT-тиристор, шунтированный обратным диодом) в качестве каждого из силовых ключей инвертора. В приведённых ранее расчётных соотношениях такой учёт осуществлён прямо пропорциональным увеличением (от количества последовательно соединённых вентилях) значений потерь мощности в них и одновременным прямо пропорциональным увеличением значений суммарных падений напряжений и дифференциальных сопротивлений открытых вентилях выпрямителя и силовых ключей инвертора. Отметим, что разработанная цифровая модель ЧРАЭП с АИН-ШИМ [12] одновременно учитывает фактическую дискретность работы вентилях выпрямителя и силовых ключей инвертора и воспроизводит близкие к реальным по форме и численным значениям (с отличием менее 3–5%) напряжения и токи на всех эле-

ментах силовой схемы преобразователя частоты и в двигателе. В цифровой модели АД наряду с общепринятыми допущениями относительно идеализированного представления [13] дополнительно учитывается нелинейность его кривой намагничивания, аппроксимируемая арктангенциальной зависимостью вида [15]:

$$\Psi_m / \Psi_{mн} = A \arctg(B I_m / I_{mн}), \quad (33)$$

обеспечивающая относительное отклонение менее 1–2% от своей реальной формы (где Ψ_m и $\Psi_{mн}$ – текущее и номинальное значения модуля обобщённого вектора потока в воздушном зазоре АД; I_m и $I_{mн}$ – текущее и номинальное значения модуля обобщённого вектора тока намагничивания АД; $A = 1,9$ и $B = 0,92$ – аппроксимирующие коэффициенты). При осуществляемой аппроксимации кривой намагничивания АД в применяемой цифровой модели ЧРАЭП [12] на каждом шаге расчёта корректируются текущие значения индуктивности намагничивания L_m и зависящей от нее электромагнитной постоянной времени ротора T двигателя из соотношений:

$$L_m = \Psi_m / I_m; \quad T = (L_m + L_{cr}) / R_r, \quad (34)$$

а также коэффициента связи k ротора из предпоследней зависимости (8).

На втором этапе проведена оптимизация (минимизация) общих потерь мощности в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ.

1. Для установившихся режимов работы ЧРАЭП с АИН-ШИМ рассчитывались (при заданных неизменных значениях основной f_1 и модуляционной f_n частоты инвертора и момента сопротивления M_c двигателя) на цифровой модели [12] соответствующие электромагнитные процессы в двигателе и силовых элементах преобразователя частоты (в том числе мгновенные значения токов через силовые ключи инвертора), показанные для одной фазы инвертора на рис.2.

2. На данной цифровой модели вычислялись: (путём разложения текущего статорного напряжения в ряд Фурье) значения амплитуды U_1 и частоты f_1 статорного напряжения двигателя; средние значения тока I_d выпрямителя и входного напряжения U_n инвертора; среднее значение электромагнитного момента M двигателя, гармониче-

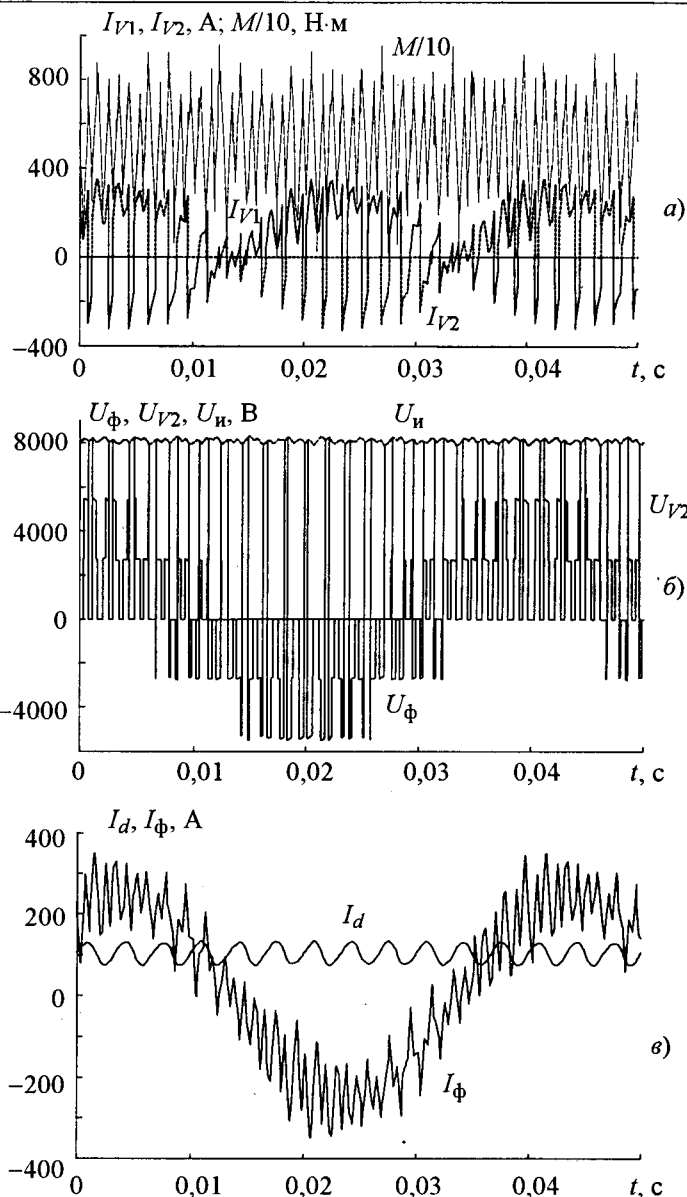


Рис.2. Временные диаграммы электромагнитных процессов ЧРАЭП с АИН-ШИМ мощностью 1600 кВт для установившегося режима при $\omega = 0,5\omega_n$ и $M = M_n$:

I_{V1} и I_{V2} – токи через силовые ключи одной фазы инвертора; M – электромагнитный момент АД; U_{V2} – напряжение на силовом ключе; U_ϕ и I_ϕ – фазные статорные напряжение и ток двигателя; I_d – выходной ток выпрямителя

ские функции $\sin\phi$ и $\cos\phi$ угла нагрузки, а также среднеквадратичное отклонение ΔI_n текущего значения модуля I_s обобщённого вектора статорного тока от своего среднего значения I_1 .

3. По контролируемым и вычисляемым значениям параметров электромагнитных режимов преобразователя частоты и двигателя рассчитывались из соотношений (1)–(9),

(12)–(15), (17), (19) или (27)–(29) общие потери мощности ΔP_{Σ} электропривода.

4. Находилось оптимальное соотношение $[U_1/f_1]_o$ между амплитудой U_1 основной гармоники статорного напряжения АД и её частотой f_1 , обеспечивающее минимизацию общих потерь ($\Delta P_{\Sigma} = \min$) в электроприводе при неизменной модуляционной частоте $f_n = \text{const}$ (для этого варьировалась амплитуда U_1 основной гармоники выходного напряжения АИН-ШИМ при указанной неизменной модуляционной частоте и при заданной основной частоте f_1 , повторялись вычисления по 1–3 и находилось такое значение отношения $[U_1/f_1]_o$, при котором общие потери в электроприводе минимальны.

5. Варьировалось (при предварительно найденном оптимальном соотношении $[U_1/f_1]_o$) значение f_n , повторялись расчёты по 1–3 и находилось такое её оптимальное значение, при котором достигалось $\Delta P_{\Sigma} = \min$ в электроприводе.

В таблице приведены составляющие общих потерь мощности электропривода в номинальном режиме (при номинальных выходной основной частоте инвертора и момента нагрузки двигателя).

На рис.3 представлены графики рассчитанных для предложенного энергосберегающего управления (в функции амплитуды I_1 основной гармоники статорного тока двигателя) оптимальных значений: модуляционной частоты $f_{п.о.}$, относительных значений $(\Psi_r / \Psi_{rн})$ потокоцепления ротора АД и соотношения

$$\xi = [U_1/f_1]_o / (U_{1н} / f_{1н}), \quad (35)$$

характеризующего собой отличие текущего отношения амплитуды первой гармоники статорного напряжения к её частоте в сравнении с этим отношением для номинального режима работы АД (где $U_{1н}$ и $\Psi_{rн}$ – номинальные значения амплитуд фазных статор-

Составляющие общих потерь мощности электропривода в номинальном режиме (при номинальной выходной основной частоте инвертора и номинальном моменте нагрузки двигателя)

Потери	Значение потерь,	
	кВт	% общих потерь
Основные потери в двигателе, в том числе:	47,4	41,8
– электрические $\Delta P_{эл}$	36,0	31,7
– магнитные $\Delta P_{м1}$	11,4	10,1
Модуляционные потери в двигателе, в том числе:	29,8	26,2
– электрические $\Delta P_{элп}$	29,2	25,7
– магнитные $\Delta P_{м.п}$	0,6	0,5
Механические потери в двигателе $\Delta P_{мех}$	2,82	2,5
Добавочные потери в двигателе $\Delta P_{доб}$	9,3	8,2
Потери в выпрямителе, в том числе:	10,1	8,9
– в вентилях, реакторах и ошиновке $\Delta P_{вд}$	9,7	8,5
– в защитных RC-цепях $\Delta P_{вRC}$	0,4	0,4
Потери в инверторе, в том числе:	14,1	12,4
– статические в силовых ключах $\Delta P_{ис}$	3,4	3,0
– динамические в силовых ключах $\Delta P_{идв}$	7,1	6,2
– в защитных RC-цепях $\Delta P_{иRC}$	3,6	3,2
Общие потери электропривода ΔP_{Σ}	113,5	100

ного напряжения и потокоцепления ротора двигателя соответственно).

Дополнительно на цифровой модели ЧРАЭП с АИН-ШИМ проведено моделирование установившихся электромагнитных процессов в указанных преобразователе частоты и двигателе для других существующих законов частотного управления:

– пропорционального закона $U_1/f_1 = \text{const}$ [1];

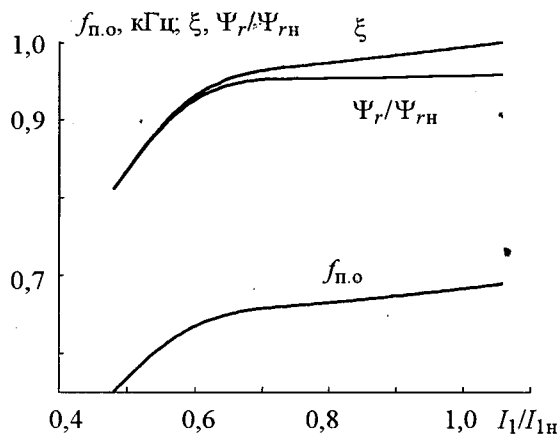


Рис.3. Зависимости оптимальных управляющих параметров ЭП от амплитуды первой гармоники статорного тока

- постоянства потокосцепления ротора $\Psi_r = \text{const}$ [3,13];
- экономичного закона М.П. Костенко [1];
- минимума статорного тока [3,4];
- минимума основных потерь двигателя [1,4,13].

Расчитанные из полученных ранее зависимостей для общих потерь мощности ЧРАЭП с АИН-ШИМ (по результатам предварительного моделирования электромагнитных процессов в преобразователе частоты и двигателе на цифровой модели электропривода [12]) значения указанных потерь мощности в зависимости от частоты f_1 при различных моментах нагрузки приведены на рис.4,а (при постоянном значении момента нагрузки, превышающем номинальное значение), на рис.4,б (при постоянном значении момента нагрузки, меньшем номинального значения) и на рис.5 (при вентиляторном моменте нагрузки вида $M_c/M_i = [\omega/\omega_i]^2$). На рис.4 и 5 использованы следующие обозначения: 1 – пропорциональный закон; 2 – закон постоянства потокосцепления ротора; 3 – экономичный закон; 4 – закон минимума статорного тока; 5 – закон минимума основных потерь; 6 – предложенный закон минимума общих потерь электропривода.

На рис.6 представлен график изменения общего КПД рассматриваемого ЧРАЭП:

$$\Delta\eta = (P_{\text{мех}} - \Delta P_{\text{мех}}) \left[\frac{1}{P_{\Sigma 0}} - \frac{1}{P_{\Sigma}} \right], \quad (36)$$

где $P_{\Sigma 0}$ и P_{Σ} – общая потребляемая мощность электропривода соответственно для предложенного оптимального энергосберегающего управления (при $[U_1/f_1]_0$ и $f_{п.0}$) и известного закона управления $U_1/f_1 = \text{const}$ (при $f_{п} = 500$ Гц); $(P_{\text{мех}} - \Delta P_{\text{мех}})$ – полезная мощность на валу АД [7].

Повышение КПД, достигаемое применением предложенного энергосберегающего управления, подтверждено экспериментально на опытном образце ЧРАЭП мощностью 1600 кВт для насоса аммиакопровода (при этом относительная погрешность не превышает 10% по сравнению с расчётным значением).

В результате анализа полученных результатов математического моделирования общих потерь мощности ЧРАЭП с АИН-ШИМ были предложены аппроксимирующие зависимости

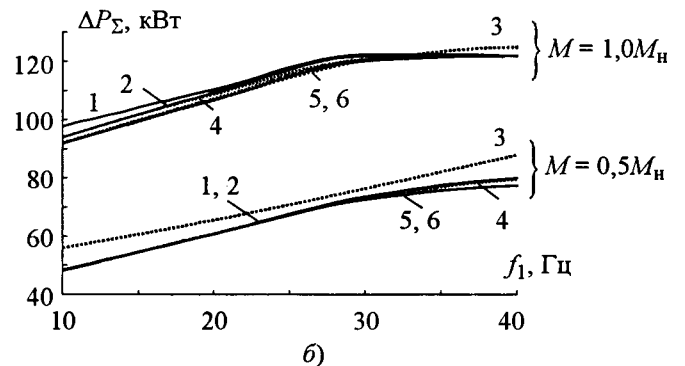
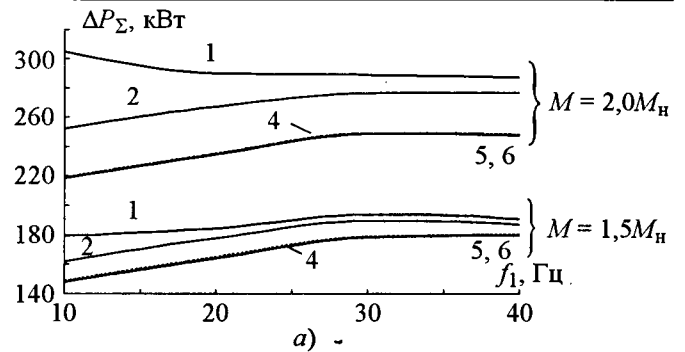


Рис.4. Общие потери мощности в ЭП при различных законах частотного управления (при постоянном моменте нагрузки) в зависимости от частоты f_1

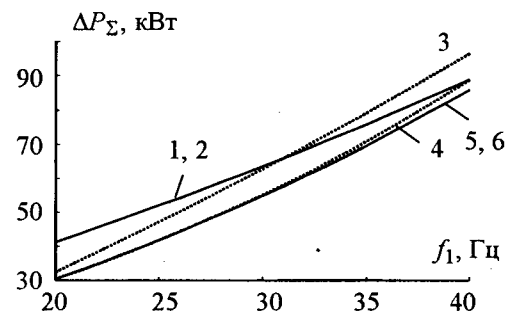


Рис.5. Общие потери мощности в ЭП при различных законах частотного управления (при вентиляторном моменте нагрузки) в зависимости от частоты f_1

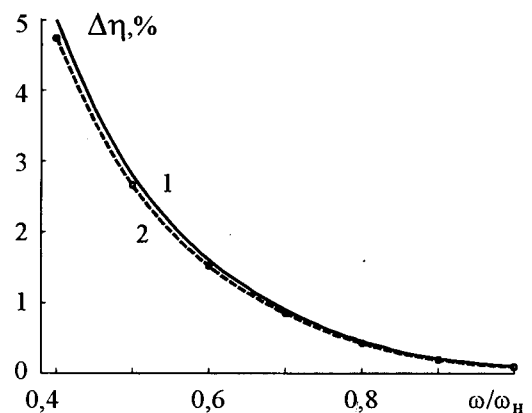


Рис.6. Увеличение КПД при переходе от пропорционального закона к энергосберегающему управлению: 1 – расчётное; 2 – экспериментальное

ти оптимальных значений для управляющих параметров системы автоматического управления указанным электроприводом, а также найдены (при помощи метода наименьших квадратов [16]) оптимальные численные значения соответствующих коэффициентов для этих зависимостей. В частности, для скалярного управления

$$\left(\frac{U_1}{f_1}\right)_o \approx C_1 + C_2\sqrt{I_1} + C_3f_1^2, \quad (37)$$

где C_1, C_2, C_3 – постоянные коэффициенты (значения которых зависят от параметров конкретного электропривода).

Для векторного управления (с каналами регулирования модуля потокосцепления ротора Ψ_r и активной составляющей I_y статорного тока АД [13]) найдена тем же методом зависимость для оптимального значения потокосцепления Ψ_r^* ротора в функции заданной активной составляющей I_y^* статорного тока двигателя в виде:

$$\Psi_r^* \approx C_4 + C_5\sqrt{I_y^*}, \quad (38)$$

где C_4, C_5 – постоянные коэффициенты (также зависящие от параметров конкретного электропривода).

Установлена аппроксимирующая зависимость для оптимального значения частоты модуляции силовых полупроводниковых ключей автономного инвертора в функции амплитуды I_1 основной гармоники статорного тока двигателя в виде:

$$f_{п.о} \approx C_6 + C_7\sqrt{I_1}, \quad (39)$$

где C_6, C_7 – постоянные коэффициенты (значения которых зависят от параметров конкретного электропривода).

Расчётные коэффициенты энергосберегающего управления:

$$K_1 = 9,597 \text{ В}; K_2 = 2700 \text{ В} \cdot \text{А}; K_3 = 1200 \text{ В} \cdot \text{А}; \\ C_1 = 0,5456 \text{ В} \cdot \text{с}; C_2 = 0,036 \text{ А} \cdot \text{с} \sqrt{\text{А}}; C_3 = \\ = -8 \cdot 10^{-5} \text{ В} \cdot \text{с}^3; C_4 = 9,22 \text{ Вб}; C_5 = 0,423 \text{ Вб} \sqrt{\text{А}}; \\ C_6 = 315 \text{ Гц}; C_7 = 28,4 \text{ Гц} / \sqrt{\text{А}}.$$

При этом для определения (из зависимостей, приведённых для них в статье) численных значений коэффициентов потерь K_1, K_2 и K_3 следует использовать сведения (полученные расчётным путём или экспериментально от разработчиков преобразователей

частоты) о номинальных значениях соответственно: модуляционных потерь мощности в силовых ключах инвертора, снабберных RC -цепях инвертора и защитных RC -цепях выпрямителя. Управляющие коэффициенты C_1 – C_7 можно находить путём решения систем нелинейных алгебраических уравнений (37)–(39) относительно указанных коэффициентов. Причём в этих уравнениях постоянными коэффициентами служат электрические параметры режима ЭП: $f_1, U_1, I_1, f_{п.о}, I_y^*$ и Ψ_r^* , полученные экспериментально или расчётным путём на цифровой модели ЧРАЭП, работающего с минимумом общих потерь. При использовании в системе автоматического управления электроприводом зависимостей (37)–(39) реализуется близкое к энергосберегающему (оптимальному по минимуму общих потерь мощности) управление указанным электроприводом – с относительным отклонением от него по указанным потерям в рабочем диапазоне изменения скорости и нагрузок привода менее, чем на 1–3%.

Выводы

1. Сравнение общих потерь мощности ЧРАЭП с АИН-ШИМ (рассчитанных на разработанной модели с использованием предварительно вычисленных значений параметров режима преобразователя частоты и двигателя на цифровой модели [12]) с экспериментальными результатами, полученными на опытном образце ЧРАЭП насоса с преобразователем частоты типа В-ОПД-200-6,3к-50, созданном в ОАО НИИ "Преобразователь" (г. Запорожье), и двигателем 4АРМП напряжением 6 кВ и мощностью 1600 кВт, показало, что расчётные и экспериментальные данные отличаются между собой менее, чем на 5–7%, что свидетельствует о достоверности разработанной модели общих потерь мощности ЧРАЭП с АИН-ШИМ и возможности её использования в практических инженерных расчётах.

2. Сравнение динамических потерь мощности $\Delta P_{пДv}$ в силовых ключах инвертора, вычисленных по приближённой (27) и уточнённой (19) формуле (в последнем случае в функции текущих значений фазных токов в момент коммутации ключей в АИН-ШИМ, рассчитанных на цифровой модели ЭП), показало, что во всех режимах работы ЭП и в

диапазоне изменения частот модуляции $f_{\text{п}} \geq 500$ Гц относительное отклонение между расчётами не превышает 8–10%.

3. Разработанное энергосберегающее управление позволяет достичь в АЭП с АИН-ШИМ наименее возможного потребления им электроэнергии из сети при сохранении требуемых статических регулировочных характеристик электропривода и незначительном усложнении системы автоматического управления электроприводом. Как показали расчёты и экспериментальные исследования на опытном образце рассматриваемого ЧРАЭП насоса мощностью 1600 кВт, при применении энергосберегающего управления указанным электроприводом его КПД повышается (в сравнении с пропорциональным законом управления согласно рис. 5) на 0,5–5%.

4. Учитывая сохраняющийся идентичный вид математической модели потерь мощности АЭП с АИН-ШИМ независимо от разного уровня питающего напряжения электропривода или мощности АД, все полученные расчётные зависимости для потерь мощности справедливы не только для высоковольтного, но и для низковольтного (напряжением 660, 380 или 220 В) электропривода данного типа, в том числе с двигателями большой, средней и малой мощности. При этом, как показали проведённые аналогичные расчёты и экспериментальные исследования АЭП с АИН-ШИМ с преобразователями частоты типа ЭКТ4-10/380-50 (производства Запорожского электроаппаратного завода) и электродвигателем 4А132S6У3 (с номинальным напряжением 380 В и мощностью 5,5 кВт), применение рассмотренного оптимального энергосберегающего управления для указанного электропривода малой мощности позволяет сэкономить 0,5–4% общих потерь в его рабочем диапазоне изменения скорости и нагрузки двигателя.

5. Установлено, что для рассмотренного энергосберегающего управления при значениях электромагнитного момента двигателя выше номинального работа АД происходит (когда это позволяет существующий запас по выходному напряжению инвертора) при магнитном потоке в воздушном зазоре двигателя, превышающем его номинальное значение (т.е. на нелинейном участке кривой намагни-

чивания двигателя, что следует учитывать при расчётах электромагнитных процессов и потерь мощности в двигателе).

6. Для успешного и широкого внедрения предложенного оптимального (по минимуму общих потерь в ЧРАЭП с АИН-ШИМ) энергосберегающего управления очень важно и востребовано предоставление разработчиками и изготовителями электрических машин и преобразователей частоты дополнительных сведений: о номинальных значениях всех составляющих потерь мощности для выпускаемых ими АД и преобразователей частоты, а также уточнённые зависимости для кривой намагничивания двигателей и изменения их активных сопротивлений статора и ротора от частоты высших гармонических составляющих тока.

7. В результате сравнения различных законов частотного управления выявлено, что к предложенному энергосберегающему закону управления (по минимуму общих потерь электропривода) наиболее близок (среди известных законов частотного управления) закон управления по минимуму статорного тока АД – с относительным увеличением общих потерь мощности в ЭП в рабочем диапазоне его скоростей и нагрузок менее, чем на 3% (по отношению к рассмотренному энергосберегающему управлению).

Список литературы

1. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Наука, 1966.
2. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.
3. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев: Штиинца, 1982.
4. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Экстремальное управление электрическими двигателями. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006.
5. Волков А.В. Потери мощности асинхронного двигателя в частотно-управляемых электроприводах с широтно-импульсной модуляцией // Электротехника. 2002. №8. С.2–9.
6. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Поляков В.Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод. М.: Академия, 2004.
7. Радин В.И., Брускни Д.Э., Зорохович А.Е. Электрические машины. Асинхронные машины. М.: Высшая школа, 1988.
8. Williams B.W. Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components, 2nd edition. McGraw-Hill, 1992.

9. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2001.

10. Сорин Н.Л., Колпахьян П.Г., Янов В.П. Выбор способа моделирования IGBT-транзистора в системе "статический преобразователь – асинхронный двигатель" // Электротехника. 2004. №4. С.7–10.

11. Берзан В.П., Геликман Б.Ю., Гураевский М.Н. и др. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1987.

12. Волков А.В., Скалько Ю.С. Цифровая модель частотно-регулируемого асинхронного электропривода со скалярным управлением // Электротехника та електроенергетика. Запоріжжя: ЗНТУ. 2005. №2. С.75–81.

13. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. Днепропетровск: ГНУ, 2006.

14. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1974.

15. Волков А.В. Анализ пусковых режимов асинхронных электроприводов с инверторными преобразователя-

ми частоты // Техн. електродинаміка. Київ. 1996. №6. С.49–54.

16. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1980.

Волков Александр Васильевич – профессор кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Запорожского НТУ, доктор техн. наук. Окончил Уральский политехнический институт в 1975 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1999 г. докторскую диссертацию по теме "Электро-механические процессы и регулирование асинхронных электроприводов с инверторными преобразователями частоты" в Национальной горной академии Украины, г. Днепропетровск.

Скалько Юрий Сергеевич – аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Запорожского НТУ. Окончил Запорожский НТУ по специальности "Электро-механические системы автоматизации и электропривод" в 2005 г.

Векторный показатель искажения напряжений и токов в трёхфазной системе

ВЕЙНГЕР А.М., МЕДВЕДЕВ В.Н.

Предлагается векторный показатель искажения токов и напряжений в трёхфазной системе, который достаточно полно учитывает все факторы искажения. Рассматриваются методы измерения этого показателя и примеры измерения.

Ключевые слова: трёхфазная система, напряжение, ток, коэффициент гармонического искажения.

Для оценки искажения напряжений и токов в настоящее время используется коэффициент гармонического искажения (THD – Total Harmonic Distortion). Показатель характеризует содержание высших гармоник в напряжении или токе. При этом предполагается, что напряжение (или ток) является периодическим процессом. Коэффициент определяется Международным [1] и Российским [2] стандартом следующим образом (для напряжения):

$$K_{UH} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=H} \left(\frac{U_h}{U_1} \right)^2},$$

где h – порядок гармоники; U_h – действующее значение гармоники тока порядка h ; U_1 – действующее значение основной гармо-

Vector factor of distortion is proposed in this work. It takes into account all the phenomena of distortion enough fully. Measurement methods and examples are considered.

Key words: three-phase system, voltage, current, total harmonic distortion.

ники тока; H – порядок наивысшей учитываемой гармоники, $H = 40$ по отечественному стандарту и $H = 50$ по международному стандарту.

Кроме этого, в качестве показателей искажения стандартами вводятся коэффициенты отдельных гармоник $K_{Uh} = U_h/U_1$. Нарушение симметрии трёхфазной системы учитывается отдельно посредством составляющей напряжения обратной последовательности U_2 .

Стандартами для систем электроснабжения устанавливаются нормально допустимые и предельно допустимые значения показателей искажения и нарушения симметрии в точках общего присоединения.

Однако напряжения и токи в современных электротехнических комплексах, особенно в

комплексах, содержащих мощные регулируемые электроприводы переменного тока, строго говоря, не являются периодическими процессами. Это обусловлено несколькими причинами:

1. Частота энергосистемы претерпевает изменения.

2. Мгновенная угловая частота (мгновенная угловая скорость изображающего вектора напряжений) не является постоянной в узлах нагрузки, от которых питаются электроприёмники с быстроизменяющейся активной мощностью.

3. Токи, потребляемые от сети мощными регулируемыми электроприводами переменного тока и некоторыми другими электроприёмниками, содержат составляющие, частота которых не кратна частоте основной гармоники, так называемые интергармоники [3]. Соответственно, такие составляющие имеют место и в напряжениях узлов нагрузки.

В качестве примера на рис. 1 показана часть спектра напряжения в узле нагрузки, от которого питается мощный регулируемый электропривод переменного тока на основе инвертора тока с ШИМ.

По вертикальной оси отложены относительные амплитуды компонент напряжения U_p для частот f . В диапазоне частоты $f = 150 \div 250$ Гц имеют место достаточно заметные амплитуды интергармоник. Фактически в этом диапазоне наблюдается сплошной спектр, характерный для неперiodического процесса. Что касается канонических гармоник с частотами 250 и 350 Гц, то их ампли-

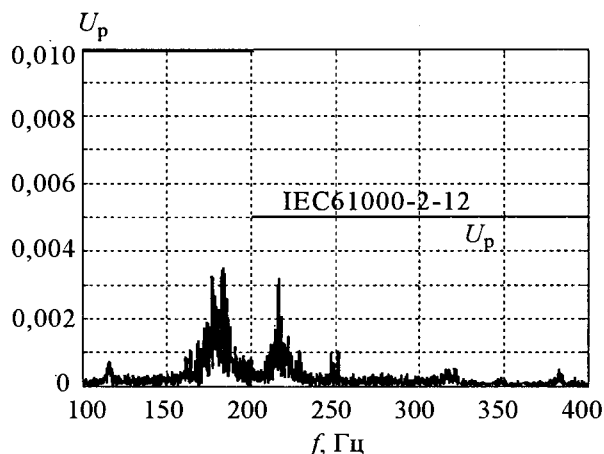


Рис. 1. Пример части спектра напряжения в точке общего присоединения

туды в данном случае совершенно незначительны. Использование существующего показателя искажения – коэффициента K_{UH} приводит к совершенно неоправданному выводу о чрезвычайно низком искажении напряжения.

Международный стандарт, в рекомендательной части, определённым образом учитывает эту ситуацию: рекомендованы ограничения для коэффициентов интергармоник. В диаграмме на рис. 1 показаны эти ограничения. Кроме того, вводится дополнительный показатель искажения – общее содержание искажающих компонент (TDC – Total Distortion Content); для напряжения он определяется следующим образом:

$$U_{TDC} = \sqrt{U^2 - U_1^2}.$$

К сожалению, структура этого показателя такова, что малая погрешность измерения действующего значения основной гармоники приводит к чрезвычайно значительной погрешности измерения показателя искажения. Между тем, в реальных процессах невозможно однозначно выделить основную гармонику.

Недостатком является также отсутствие единого показателя искажения. Высшие гармоники, интергармоники, нарушение симметрии трёхфазной системы оказывают, по существу, однотипные изменения режима в основных видах электроприёмников: в электродвигателях – увеличенные пульсации момента и дополнительный нагрев, в управляемых и неуправляемых выпрямителях – дополнительные пульсации выпрямленного напряжения. Единый показатель искажения особенно важен, например, при оценке реакции регулируемого электропривода на возмущения, в особенности, на возмущения в питающей сети.

Задачи работы:

1. Определить векторный показатель искажения напряжений и токов, в значительной мере свободный от указанных недостатков существующих показателей.

2. Рассмотреть методы измерения векторного показателя искажения.

3. Привести результаты измерения векторного искажения токов статора в регулируемом асинхронном электроприводе на основе инвертора тока с ШИМ.

Векторный показатель искажения и его измерение

Рассматривается трёхфазная система линейных напряжений или трёхфазная система токов, последняя – в отсутствии нейтрального провода. Система напряжений может быть охарактеризована изображающим вектором $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$, система токов, например, токов статора электродвигателя, может быть охарактеризована изображающим вектором $\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$.

Изображающий вектор, например вектор тока статора $\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$, может быть преобразован к определённой вращающейся системе координат. В этой системе координат, в установленном режиме электропривода и при неискажённых токах преобразованный вектор тока \mathbf{i}_s является неизменным по аргументу и по модулю.

Для тока статора асинхронного двигателя может использоваться, например, система координат, связанная с вектором магнитного потока ротора, для тока \mathbf{i}_r , потребляемого от сети, – система координат, связанная с вектором эквивалентного источника ЭДС сети.

Для анализа качества питающего напряжения (или тока) предлагается использовать в качестве показателя искажения среднеквадратичное отклонение изображающего вектора от его некоторым образом усреднённого значения. Для тока статора этот показатель выражается следующим образом:

$$I_{sD} = \sqrt{\frac{1}{T_M} \int_0^{T_s} |\mathbf{i}_s(t) - \mathbf{i}_{sav}(t)|^2 dt}.$$

Здесь T_M – время измерения. Усредняемый вектор $\mathbf{i}_{sav}(t)$ рассматривается также как функция времени.

Рассматриваемые трёхфазные системы представляют собой частные случаи многомерных систем. Среднеквадратичное отклонение вектора широко используется в качестве критерия качества в многомерных автоматических системах. Достаточно естественно использование такого критерия и в данном частном случае.

Системы координат. В отношении системы координат возможны различные варианты в зависимости от метода измерения и аппаратуры, которые будут рассмотрены ниже.

Усредняемый вектор. Определение среднего вектора измеряемого параметра про-

стым усреднением, например вектора тока статора \mathbf{i}_s , за весь интервал измерения T_M приводило бы к неоправданному завышению показателя искажения I_{sD} . На значение показателя оказывают влияние, например, медленные изменения частоты. Поэтому, как уже указано, усредняемый вектор $\mathbf{i}_{sav}(t)$ рассматривается как функция времени и может определяться различными способами.

Использование среднего значения вектора за период. В этом варианте усреднённый вектор вычисляется на каждом периоде. Период отсчитывается по углу поворота используемой системы координат относительно неподвижных осей.

Использование фильтрованного вектора. Другой вариант определения усреднённого вектора – использование фильтра, при этом $\mathbf{i}_{sav}(t)$ формируется по соотношению:

$$\mathbf{i}_{sav}(t) = \frac{1}{1 + T_\phi p} \mathbf{i}_s(t).$$

Постоянная времени фильтра T_ϕ также является одним из параметров измерения показателя искажения.

Методы измерения показателя искажения

Использование специального измерительного прибора или компьютера с аналоговыми входами в качестве измерительного прибора. Измеряются фазные токи статора i_{sA} , i_{sC} . В алгоритме прибора путём математической обработки может быть получен вектор $\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$ в координатах статора. Затем математически имитируется локальная следящая система (Phase Locked Loop – PLL) с определённой полосой пропускания Ω_{ps} . Эта полоса пропускания – также один из параметров измерения. Полоса пропускания выбирается таким образом, чтобы угловая скорость системы координат ω_{cm} следовала медленным изменениям физической угловой скорости ω_c вектора $\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$, но, вместе с тем, фильтровались отклонения скорости, вызванные искажением токов. Аналогично системе координат для статора решается задача для токов, потребляемых от сети.

Измерение по зарегистрированным процессам фазных токов. Указанные операции могут быть выполнены путём математической обработки зарегистрированных процессов фазных токов.

Измерение при виртуальных испытаниях электропривода. В этом случае процессы исследуются на виртуальном стенде, содержащем реальное устройство управления и компьютерную модель силовой части электропривода, работающую в реальном времени. В компьютерной модели уже имеется система координат, связанная с вектором потока ротора. Возможно использовать эту систему координат либо связать с ней более инерционную систему посредством PLL. Имеется в компьютерной модели также система координат, связанная с вектором ЭДС сети.

Измерение векторного искажения токов статора в регулируемом асинхронном электроприводе

В качестве объекта исследования был использован регулируемый асинхронный электропривод насоса, в состав которого входят: асинхронный двигатель и преобразовательно-регулирующее устройство (ПРУ) PowerFlex 7000 на основе инвертора тока с ШИМ компании "Rockwell Automation". Функциональная схема представлена на рис.2.

В состав ПРУ входят: мостовые преобразователи $VUZL$, $VUZM$ на основе полностью управляемых полупроводниковых приборов, конденсаторные батареи фильтров CL , CM , сглаживающий реактор выпрямленного тока LD , трансформатор T , устройство управления AC , а также элементы обратной связи по токам и напряжениям. Преобразователь $VUZL$ преобразует входное напряжение в регулируемый выпрямленный ток; преобразователь $VUZM$ преобразует выпрямленный ток в двуполярные пачки импульсов; высокочастотные составляющие этих пачек фильтруются конденсаторной батареей CM . Входные токи

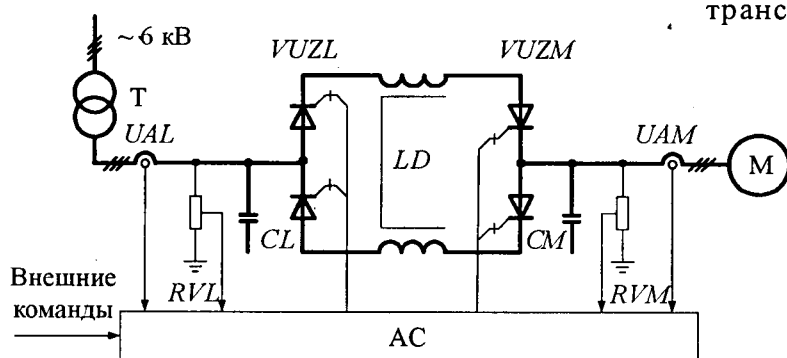


Рис.2. Функциональная схема исследуемого электропривода

преобразователя $VUZL$ также представляют собой двуполярные пачки импульсов; высокочастотные составляющие фильтруются батареей CL .

Номинальные данные двигателя: 1,6 МВт, 992 об/мин, 6 кВ, 50 Гц. Номинальные данные ПРУ соответствуют указанному двигателю.

Методика исследования. Измерения выполнены на виртуальном стенде высоковольтного электропривода. Функциональная схема стенда представлена на рис.3.

В состав стенда входит шкаф управления серийного электропривода PowerFlex 7000 и компьютерная модель силовой части электропривода: модели механизма, двигателя, силовой части преобразователя, питающей сети. Компьютерная модель работает в реальном времени и соединена со шкафом управления. Соответствие процессов стенда процессам реальных электроприводов многократно проверено.

Модель функционирует иерархически, с двумя разными циклами вычислений. Механические процессы моделируются с циклом вычислений $T_{s1} = 80$ мкс; с этим же временем цикла работают аналоговые выходы модели. Электромагнитные процессы моделируются с временем цикла $T_{s0} = 40$ мкс.

В данном исследовании модель измерения векторного искажения включена в состав компьютерной модели. Она соответствует описанному методу измерения при виртуальных испытаниях. В этой модели функционируют системы координат с направляющими векторами $\mathbf{1}_s$, $\mathbf{1}_T$, соответственно для стороны двигателя и для стороны сети. Формируются модули отклонения векторов:

$$i_{sD0}(t) = |\mathbf{i}_s(t) - \mathbf{i}_{sav}(t)|; \quad i_{TD0}(t) = |\mathbf{i}_T(t) - \mathbf{i}_{tav}(t)|$$

соответственно для тока статора и тока трансформатора.

Усредняемые векторы $\mathbf{i}_{sav}(t)$, $\mathbf{i}_{tav}(t)$ формируются двумя рассмотренными ранее методами:

1. Усреднением на каждом периоде.
2. Фильтрацией вектора.

Регистрация отклонений векторов осуществляется посредством регистрирующего осциллографа. Принято число точек регистрации $M = 50\,000$. Измерения выполнялись с временами измерения: $T_{M1} = 5$ с, $T_{M2} = 50$ с.



Рис.3. Функциональная схема виртуального стенда

Время выборки осциллографа составляет соответственно $T_{R1} = 100$ мкс и $T_{R1} = 1$ мс. Это довольно существенные времена при частоте процесса 50 Гц. Для того, чтобы оценить влияние времени выборки, измерения выполнялись двумя методами:

1. Непосредственно регистрируются процессы $i_{sD0}(t)$, $i_{sD0}(t)$.
2. На каждом периоде вычисляется среднеквадратичное отклонение вектора:

$$i_{sD}(t_1 + T_{ss1}) = \sqrt{\frac{1}{T_{ss1}} \int_{t_1}^{t_1 + T_{ss1}} i_{sD0}^2 dt}$$

Это значение удерживается на аналоговом выходе модели в течение следующего периода. Период T_{ss1} отсчитывается по углу поворота направляющего вектора 1_s системы координат. При этом на выходе сформирована кусочно-постоянная функция $i_{sD}(t)$. Аналогично формируется кусочно-постоянная функция $i_{TD}(t)$. Помимо векторного искажения токов, измерялось также среднеквадратичное отклонение момента ΔM_{RMS} .

Основные результаты. Осциллограмма установившегося режима представлена на рис.4. Она соответствует режиму со значениями скорости и момента, близкими к номинальным значениям.

Зарегистрированы следующие переменные: i_D – выпрямленный ток, i_{FsA} – гладкая составляющая фазного тока статора (проекция вектора $i_{sav}(t)$ на ось фазы A), i_{sA} – фазный ток статора, M – электромагнитный момент двигателя. Все переменные представлены как относительные величины при обще-

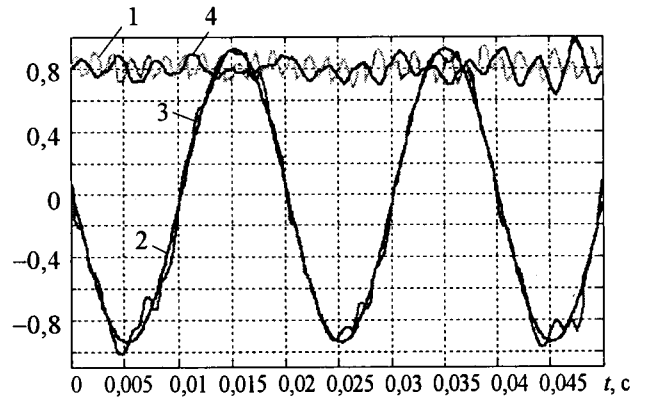


Рис.4. Осциллограмма установившегося режима: 1 – i_D ; 2 – i_{FsA} ; 3 – i_{sA} ; 4 – M

принятом выборе базовых значений электрической машины.

Как видно из рис.4, искажение тока статора не столь существенно, но осциллограмма наглядно демонстрирует неперриодичность тока.

На осциллограмме (рис.5) представлены кусочно-постоянные функции **векторного искажения тока** от сети i_{TD} , тока статора i_{sD} . Представлен также электромагнитный момент M .

Векторное искажение претерпевает значительные изменения от периода к периоду, что также подтверждает неперриодичность процессов.

Результаты измерений при двух разных способах усреднения вектора и двух разных временах измерения представлены в табл.1.

Как видно из табл.1, все результаты соответственных измерений достаточно близки, поэтому возможно ограничиваться временем измерения $T_M = 5$ с.

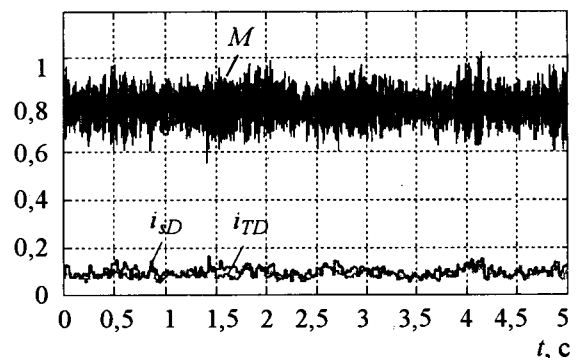


Рис.5. Векторные искажения токов и электромагнитный момент

Метод усреднения вектора	ΔM_{RMS}		I_{TD}		I_{SD}	
	$T_M = 5 \text{ с}$	$T_M = 50 \text{ с}$	$T_M = 5 \text{ с}$	$T_M = 50 \text{ с}$	$T_M = 5 \text{ с}$	$T_M = 50 \text{ с}$
Фильтрация вектора, $T_F = 1 \text{ с}$			0,084	0,085	0,098	0,107
Усреднение вектора за период	0,061	0,063	0,088	0,086	0,110	0,106

Таблица 2

Метод регистрации	I_{TD}	I_{SD}
Регистрация кусочно-постоянных функций $i_{TD}(t), i_{SD}(t)$	0,088	0,103
Непосредственная регистрация функций $i_{TD0}(t), i_{SD0}(t)$	0,089	0,104

В табл. 2 сопоставляются результаты измерения при двух разных методах регистрации: регистрации кусочно-постоянных функций $i_{TD}(t), i_{SD}(t)$, (векторных искажений на каждом периоде) и непосредственной регистрации модуля векторного отклонения для тока от сети статора $i_{TD0}(t)$ и тока статора $i_{SD0}(t)$.

Векторный показатель искажения I_{SD} сравнивался со среднеквадратичным значением всех искажающих компонент фазного тока $I_{sA.TDC}$:

$$I_{sATDC} = \sqrt{I_{sARMC}^2 - I_{sAIRMC}^2}$$

В этой формуле I_{sARMS} – среднеквадратичное значение тока за время измерения, I_{sAIRMS} – среднеквадратичное значение основной гармоники тока. Оказалось, что выполняется приближённое соотношение $I_{SD} \approx \sqrt{2} I_{sATDC}$.

Оно выполняется с незначительным превышением векторного показателя I_{SD} . Такое соотношение соответствует случаю, когда искажения компонент $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ являются независимыми случайными процессами с совпадающими среднеквадратичными значениями.

Измерение векторного искажения токов статора в регулируемом синхронном электроприводе

Измерение выполнено после ввода в эксплуатацию регулируемого синхронного электропривода шахтного вентилятора 3150 кВт, 500 об/мин, 6 кВ, 50 Гц. Функциональная схема электропривода отличается от представленной на рис. 2 только видом преобразователя на стороне сети: используется 18-пульсный тиристорный выпрямитель-инвертор. Зарегистрирована осциллограмма фазных токов

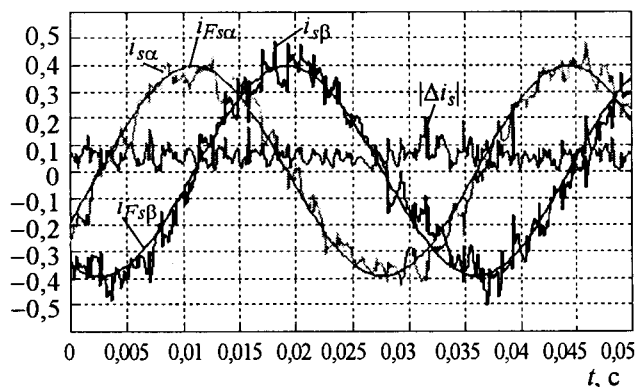


Рис. 6. Векторный показатель искажения вектора тока статора составляет $I_{SD} = 0,061$

i_{sA}, i_{sC} при частоте вращения 300 об/мин. Осциллограмма обработана по описанной методике, с использованием фильтрованного вектора тока i_{Fs} во вращающейся системе координат. Время измерения $T_M = 5 \text{ с}$; постоянная времени фильтра: $T_F = 1 \text{ с}$.

На рис. 6 представлен один из интервалов процесса. Используются прежние обозначения переменных; дополнительно обозначено мгновенное значение векторного отклонения $\Delta i_s = i_s - i_{Fs}$.

Выводы

1. Векторный показатель учитывает высшие гармоники, интергармоники, составляющую тока обратной последовательности. Все эти составляющие, например, для статора электродвигателя, действуют в одном направлении: они увеличивают пульсации момента и нагрев. В этом отношении векторный показатель более полезен, чем существующие показатели отклонений режима.

2. Векторный показатель имеет явные преимущества в современных системах регулируемого электропривода переменного тока, где роль канонических гармоник в общем искажении сравнительно невелика.

3. Векторный показатель позволяет однозначно оценивать иммунитет регулируемого

электропривода переменного тока по отношению к возмущениям в питающей сети.

4. Векторный показатель искажения может быть измерен при существующих аппаратных и программных средствах.

5. Рассмотренные методы и параметры измерения векторного показателя приводят к весьма близким результатам.

Список литературы

1. International Standard IEC 61000-2-12. Electromagnetic compatibility (EMC) Part -12-2: Environment – Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public medium-voltage power supply systems. 2003.04.

2. ГОСТ 13109-1997. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. 2002.

3. International Standard IEC 61000-2-1. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2: Environment – Section 1: Description of the environment – Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signaling in public power supply systems. 1990.

Вейнгер Александр Меерович – консультант по мощным электроприводам компании "Rockwell Automation", доктор техн. наук, проф.

Медведев Владимир Николаевич – начальник отдела научно-технического развития ООО "Центртехкомплект". Окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности Чувашского ГУ в 1992 г.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Анализ возможностей реализации несимметричных каскадных многоуровневых преобразователей частоты

ШАВЁЛКИН А.А.

Рассматриваются возможности реализации каскадных многоуровневых преобразователей частоты с тремя инверторами на фазу при различных, кратных минимальному значению, напряжениях источников постоянного тока. Анализ производится при разных соотношениях напряжений, исходя из загрузки источников, качества выходного напряжения и входного тока преобразователя.

Ключевые слова: каскадные многоуровневые преобразователи частоты, инверторы, источник постоянного тока.

В настоящее время многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ) находят применение в электроприводах среднего напряжения (до 6–10 кВ) большой мощности (0,3–10 МВт). Существуют две основные концепции построения схемы МПЧ: на основе трёхфазного многоуровневого автономного инвертора напряжения (МАИН) и каскадные (КМПЧ). КМПЧ имеют наилучшие характеристики вход – выход, но более сложную силовую схему. При напряжении 6 кВ инверторный блок МПЧ фирмы "Toshiba Mitsubishi Electric" ("TMdrive – MV") содержит 72 IGBT при 6 инверторах на фазу, фирмы "ASIRobicon" (серия "Perfect Harmoni", "New Baby Harmony") – 60 IGBT при 5 инверто-

In paper opportunities of realization of cascade multilevel converters of frequency with three inverters on a phase are considered at various, multiple to the minimal value, voltage of sources of a direct current. The analysis is made at different parities of voltage proceeding from loading sources, quality of an output voltage and an input current of the converter.

Key words: cascade multilevel converters of frequency, inverters, source of a direct current.

рах на фазу. Но определяющими являются именно их характеристики. В пользу этого говорит тот факт, что в 2006 г. фирма АВВ тоже выпустила КМПЧ типа ACS-5000, инверторный блок которого содержит 24 ключа. Очевидно, что это переходной (гибридный) вариант – в фазе МПЧ используется однофазный мостовой трёхуровневый МАИН на восьми IGBT с двумя фиксирующими диодами.

В последнее время наметилась тенденция к минимизации силовых цепей КМПЧ при сохранении их характеристик [1–4]. В [1,4] предлагается при трёх инверторах на фазу использовать для них источники постоянного тока (ИПТ) с различными, кратными минимальному значению, напряжениями. Этот

класс МПЧ приобрёл название несимметричные МПЧ. Ещё большее снижение количества ключей достигается при использовании несимметричных схем [4] в сочетании с несимметрией напряжений ИПТ. Тогда при трёх ИПТ на фазу достаточно 8 ключей. Однако при этом исследования направлены, в основном, на обеспечение качества выходного напряжения. Не рассматриваются вопросы загрузки элементов схемы с учётом соотношения напряжений и алгоритма управления во всём диапазоне регулирования выходного напряжения, процессы формирования входного тока, которые при практической реализации несимметричных МПЧ являются первостепенными. Для классических схем МПЧ с использованием однополярной мультиплексорной ШИМ, когда работа всех АИН идентична, эти проблемы отсутствуют.

Цель работы – анализ реальности минимизации КМПЧ из условия достижения необходимых характеристик как самого преобразователя, так и по отношению к питающей сети и нагрузке.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- обосновать выбор соотношения напряжений ИПТ и алгоритма управления;
- исследовать загрузку элементов схемы во всём диапазоне регулирования напряжения;
- обосновать структуру силовых цепей МПЧ, включая звено постоянного тока.

Формирование выходного напряжения фазы КМПЧ достигается суммированием напряжений n последовательно соединённых однофазных мостовых автономных инверторов напряжения (АИН), которые питаются от n изолированных ИПТ. Напряжение отдельного АИН может принимать значения 0 , $+U$, $-U$ (U – напряжение ИПТ на входе). При одинаковых напряжениях ИПТ количество уровней в кривой напряжения фазы КМПЧ составляет $N=2n+1$, количество ключей на фазу $K=4n$.

Использование разных, кратных минимальному значению U_1 , напряжений позволяет получить то же, и даже большее количество уровней при меньшем количестве АИН и источников. Дальнейшая минимизация схемы МПЧ возможна при использовании несимметричных схем [4]. Количество

ключей на фазу в этом случае $K=2(n+1)$. Уменьшение количества ключей приводит к соответствующему снижению статических и динамических потерь в схеме.

С абстрактных позиций использование принципа несимметрии весьма заманчиво для увеличения количества уровней фазного напряжения [1,4]. Так, при трёх источниках амплитуда фазного напряжения $U_{\phi m} = \pm(U_1+U_2+U_3)$, значение $n=(U_1+U_2+U_3)/U_1$. Если выбрать соотношение напряжений 1:3:9, то $n=13$, а количество уровней $N=27$. При равноступенчатой аппроксимации синусоиды с шагом, определяемым минимальным напряжением U_1 (принимаем за 1), уровни напряжения в порядке возрастания определяются следующими комбинациями: 1, (3-1), 3, (3+1), (9-3-1), (9-3), (9-3+1), (9-1), 9, (9+1), (9+3-1), (9+3+1).

Нетрудно заметить, что переключения в процессе формирования напряжения приходится на АИН1 источника с минимальным напряжением и в меньшей степени на АИН2 источника с $U_2=3$. На АИН3 источника $U_3=9$ приходится минимум переключений. Это позволяет применять в АИН разные ключи, для больших напряжений с меньшим быстродействием, но более высокого класса по напряжению. Отрицательный момент – необходимость при переходе с уровня на уровень переключения двух или даже всех трёх АИН, что при разном быстродействии ключей может приводить к кратковременным импульсам искажения формы напряжения. Для формирования выходного напряжения целесообразно использовать квантование по уровню [4] с усреднением без применения ШИМ.

Вместе с тем, использование данного соотношения напряжений предполагает вычитание – соответствующий АИН должен изменить направление передачи энергии. Соответствующий ИПТ также может изменить режим работы. Активная мощность P , потребляемая АИН от ИПТ, определяется первыми гармониками выходного напряжения и тока $P=U_{(1)}I_{(1)}\cos\varphi$. При практически синусоидальном токе мощность однозначно определяется амплитудой первой гармоники напряжения соответствующего АИН. В относительных единицах уровни квантования синусоиды с амплитудой $A=0\div 13$, составляют

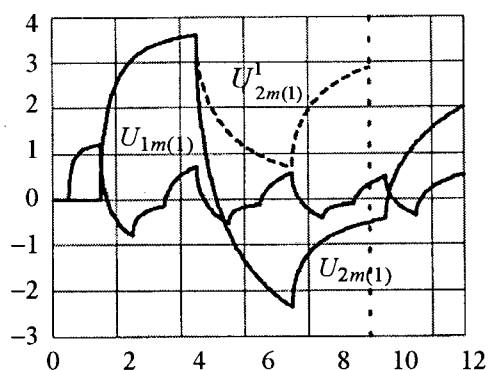


Рис.1. Зависимости $U_{im(1)} = f(A)$

$U_{квi} = 0,5; 1,5; 2,5; \dots 12,5$. Формирование очередного уровня (ступеньки) выходного напряжения осуществляется в момент равенства заданного синусоидального напряжения с $U_{квi}$. Углы, соответствующие началу соответствующей ступени выходного напряжения

$$\theta_i = \arcsin \frac{U_{квi}}{A}, \text{ относительная длительность}$$

ступени $\alpha_i = \frac{\pi - 2\theta_i}{\pi}$. Зависимости амплитуды

первой гармоники выходного напряжения АИН1 ($U_{1m(1)}$) и АИН2 ($U_{2m(1)}$) в функции от A приведены на рис.1. Нетрудно заметить, для АИН1 и АИН2 в процессе регулирования амплитуды выходного напряжения направление передачи энергии периодически изменяется. Использование ИПТ с рекуперацией нецелесообразно, особенно для АИН2, так как на него приходится больше 20% мощности МПЧ. Таким образом, соотношения напряжений должны исключать использование комбинаций с вычитанием, и возможности увеличения количества уровней ограничены соотношением 1:2:4. Хотя, как показывают исследования, возможно и компромиссное решение при использовании соотношения 1:3:6, когда направление передачи изменяется только для первого источника (закон изменения $U_{1m(1)}$ повторяет соотношение 1:3:9). Режим работы второго источника (пунктир на рис.1) не изменяется ($U_{2m(1)}^1 > 0$). Задача обеспечения $U_{1m(1)} > 0$ может быть решена корректировкой алгоритма управления. Реализация данного варианта является предметом отдельного рассмотрения.

Поэтому в качестве основных критериев для выбора соотношения напряжений рассматривались следующие:

- достаточность в плане количества уровней; увеличение количества уровней при максимальной амплитуде выходного напряжения способствует улучшению его гармонического состава, но при регулировании напряжения, когда количество уровней уменьшается, растёт доля низших гармоник (5-я, 7-я) и получить приемлемый гармонический состав без использования ШИМ невозможно; в то же время при использовании ШИМ нет смысла в существенном увеличении количества ступеней, тем более что это и не всегда реально;
- режимы работы источников постоянно тока;
- структура звена постоянного тока и входных цепей МПЧ из условия обеспечения качества входного тока, потребляемого из сети;
- привязка к структуре существующих решений каскадных МПЧ.

При разных напряжениях источников использование традиционного для МПЧ метода мультиплексорной ШИМ невозможно. Поэтому следует рассматривать методы амплитудного регулирования в сочетании с ШИМ. Как показывает анализ, наиболее просто реализуется квантование заданной синусоиды по уровню с обработкой ошибки квантования методом ШИМ [4]. Данный принцип иллюстрирует рис.2, где заданное фазное синусоидальное напряжение $u_{\phi 3}$ аппроксимируется ступенчатой кривой, а разница между ними u_1 – ошибка квантования. При этом соотношение напряжений источников $U_1:U_2:U_3 = 1:2:3$. Ступенчатая кривая формируется из напряжений U_2 и U_3 , ошибка квантования u_1 обрабатывается методом ШИМ из напряжения U_1 . Следует отметить, что напряжение u_1 в процессе формирования заданной синусоиды выходного напряжения периодически изменяет знак, что не исключает изменение направления передаваемой АИН1 мощности.

В схемах КМПЧ обычно используются ИПТ (выпрямители на диодах) с односторонней проводимостью. Поэтому необходимым условием реальности реализации несиммет-

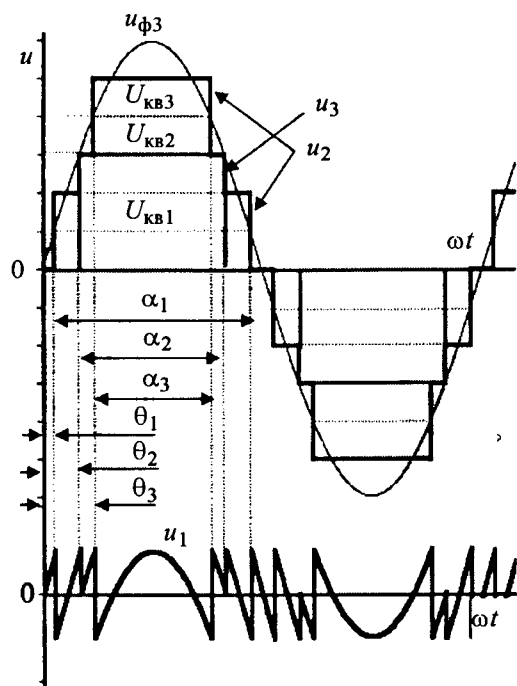


Рис.2. Принцип квантования по уровню

ричных МПЧ является баланс активной мощности – все источники должны работать с передачей активной мощности в нагрузку. Не менее важным является анализ перераспределения нагрузки между источниками во всём диапазоне регулирования выходного напряжения. Значения амплитуд 1-х гармоник выходного напряжения АИН для случая, приведённого на рис.2, можно рассчитать следующим образом. Напряжения второго и третьего АИН (источники U_2 и U_3) имеют прямоугольную форму, для них можно использовать стандартное разложение в ряд Фурье. Тогда в соответствии с рис.2:

$$U_{2m(1)} = \frac{2 \cdot 4}{\pi} \left(\sin\left(\alpha_1 \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\alpha_2 \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(\alpha_3 \frac{\pi}{2}\right) \right);$$

$$U_{3m(1)} = \frac{3 \cdot 4}{\pi} \sin\left(\alpha_2 \frac{\pi}{2}\right);$$

$$U_{1m(1)} = A - U_{2m(1)} - U_{3m(1)},$$

где A – амплитуда заданного значения выходного напряжения, $A = 0 \div 6$ отн.ед.; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – углы, определяемые соответствующими уровнями квантования $U_{KB1}=1, U_{KB2}=3, U_{KB3}=4$.

Диаграммы изменения первых гармоник напряжений инверторов фазы МПЧ в зависимости от амплитуды A выходного напряжения приведены на рис.3. Нетрудно заме-

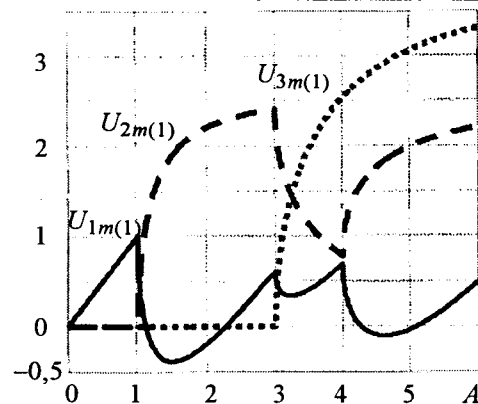


Рис.3. Зависимости $U_{im(1)} = f(A)$

тить, что в диапазонах значений амплитуды выходного напряжения $A=1,11 \div 2,3$ и $A=4,2 \div 5,2$ амплитуда выходного напряжения для первого АИН $U_{1m(1)}$ принимает отрицательные значения, что недопустимо и предполагает определённые корректировки алгоритма управления с перераспределением загрузки источников. Это характерно и для других соотношений напряжений источников.

Изменение режима работы первого источника (знака первой гармоники напряжения соответствующего АИН1) связано с тем, что сумма первых гармоник напряжений АИН второго и третьего источников при данном методе квантования синусоиды выходного напряжения превышает A . Регулирование значения амплитуды первой гармоники напряжения предполагает изменение продолжительности включения соответствующего АИН (угол α). Это возможно путём регулирования уровня квантования, однако в ряде случаев приводит к появлению ступеньки в кривой выходного напряжения и некоторому ухудшению его гармонического состава. Анализ показывает, что первый и третий уровень квантования U_{KB1} и U_{KB3} изменяться не могут, второй уровень может изменяться $3 \geq U_{KB2} \geq 2$. Однако это не всегда эффективно. Другой вариант связан с усложнением принципа квантования и введением дополнительных переключений напряжений второго U_2 и третьего U_3 источников. В ряде случаев эффект достигается предварительной модуляцией задания 3-й гармоникой.

Для примера рассмотрим диапазон изменения амплитуды выходного напряжения $A=1,11 \div 2,0$. Значение 1-й гармоники, созда-

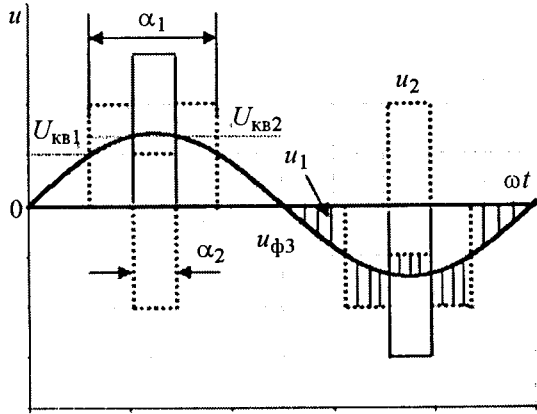


Рис.4. Принцип квантования при $A = 1,11 \div 2,0$

ваемой вторым уровнем напряжения U_2 , необходимо уменьшать. Задача может быть решена только введением дополнительного переключения. Принцип квантования иллюстрирует рис.4. На интервале α_1 , когда заданное значение выходного напряжения превышает первый уровень квантования $U_{KB1}=1$ подключен источник U_2 , причём на интервале α_2 (соответствует второму уровню квантования U_{KB2}) полярность его изменяется на обратную. На интервале α_2 подключается также источник U_3 и суммарное напряжение равно U_1 . Таким образом, изменяя значение U_{KB2} можно регулировать значение амплитуды 1-й гармоники напряжения, создаваемого вторым и третьим источниками $U_{23m(1)}$. Закон изменения U_{KB2} можно определить из следующих условий: $U_{2m(1)} > 0$ и $U_{1m(1)} > 0$, причём $U_{1m(1)}$ минимальное и положительное (минимальная нагрузка первого источника целесообразна из условия обеспечения качества входного тока МПЧ). Амплитуды 1-х гармоник напряжений источников:

$$U_{2m(1)} = \frac{8}{\pi} \sin\left(\alpha_1 \frac{\pi}{2}\right) - \frac{16}{\pi} \sin\left(\alpha_2 \frac{\pi}{2}\right);$$

$$U_{3m(1)} = \frac{12}{\pi} \sin\left(\alpha_2 \frac{\pi}{2}\right);$$

$$U_{23m(1)} = U_{2m(1)} + U_{3m(1)} = \frac{8}{\pi} \sin\left(\alpha_1 \frac{\pi}{2}\right) - \frac{4}{\pi} \sin\left(\alpha_2 \frac{\pi}{2}\right);$$

$$U_{1m(1)} = A - U_{23m(1)}.$$

Полагаем, что $U_{1m(1)} = d$, $x = \sin\left(\alpha_2 \frac{\pi}{2}\right)$,

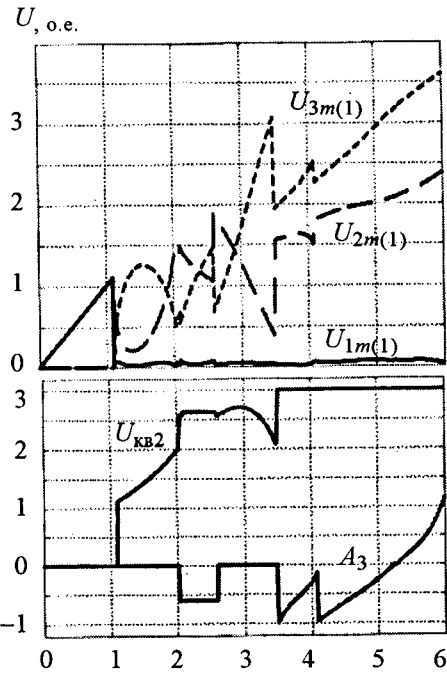


Рис.5. Зависимости параметров МПЧ в функции от A

тогда $U_{23m(1)} = A - d = \frac{8}{\pi} \sin\left(\alpha_1 \frac{\pi}{2}\right) - \frac{4}{\pi} x$ или

$$\frac{\pi(A-d)}{8} = \sin\left(\alpha_1 \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{2}x;$$

для заданного значения $d \geq 0$:

$$x = 2 \sin\left(\alpha_1 \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{4}(A-d); \quad \alpha_2 = \frac{2}{\pi} \arcsin(x).$$

Соответствующий угол и уровень квантования U_{KB2} : $\theta_2 = \frac{\pi(1-\alpha_2)}{2}$; $U_{KB2} = A \sin \theta_2$. Для

значения $d=0,013$ получаем нелинейную зависимость $U_{KB2} = f(A)$, которая может быть аппроксимирована зависимостью:

$$U_{KB2} = 0,103A^3 - 0,123A^2 + 0,578A + 0,48.$$

Диаграмма распределения нагрузки при корректировке алгоритма переключения, уровней квантования и предварительной модуляции 3-й гармоникой A_3 из условия обеспечения положительного минимального значения 1-й гармоники $U_{1m(1)}$ приведена на рис.5. Здесь же приведены зависимости для U_{KB2} и A_3 .

Рассмотренный принцип квантования позволяет в некоторых пределах перераспределять нагрузку между источниками, но исключить перегрузку второго и третьего источников при

значениях A , близких к максимальному, невозможно. В случае, приведённом на рис.5, для $A=6$ установлено соотношение $U_{2m(1)}:U_{3m(1)} = 2,4:3,6$ (в соответствии с кратностью напряжений ИПТ). Следует отметить, что подобного перераспределения нагрузки ИПТ для соотношения $U_1:U_2:U_3=1:2:4$ добиться не удалось.

Некоторые особенности имеет реализация соотношения $U_1:U_2:U_3 = 1:1:3$. Равенство напряжений двух источников позволяет использовать для обработки ошибки квантования однополярную мультиплексорную ШИМ, когда при одинаковом зада-

нии двухполярные модулирующие напряжения треугольной формы для АИН1 и АИН2 сдвинуты на угол $\theta = \pi/2$. Этим достигается идентичность их работы и загрузки соответствующих ИПТ.

Следует отметить, что выбор соотношений $U_1:U_2:U_3=1:1:3$ или $U_1:U_2:U_3=1:2:3$ не случаен. Во-первых, по количеству уровней в кривой выходного напряжения $N=11$ и $N=13$ эти решения равноценны МПЧ фирм "ASIRobicon" (серия "Perfect Harmoni", "New Baby Harmony") и "Toshiba Mitsubishi Electric" ("TMdrive – MV") в классе напряжений 6 кВ. Во-вторых, здесь возникает вопрос организации звена постоянного тока с учётом формирования входного тока МПЧ. Это позволяет использовать на фазу МПЧ соответственно 5 или 6 элементарных ИПТ, сохранив в целом структуру звена постоянного тока упомянутых серийных МПЧ.

Проблемы формирования входного тока МПЧ связаны с необходимостью подавления высших гармоник и субгармоник с частотами f_c кратными частоте выходного напряжения f_2 $f_c = 2f_2 - f_1$, где f_1 – частота напряжения сети [5]. Решение этой проблемы связано с использованием многофазных схем выпрямления, когда выпрямители получают питание от изолированных комплектов обмоток

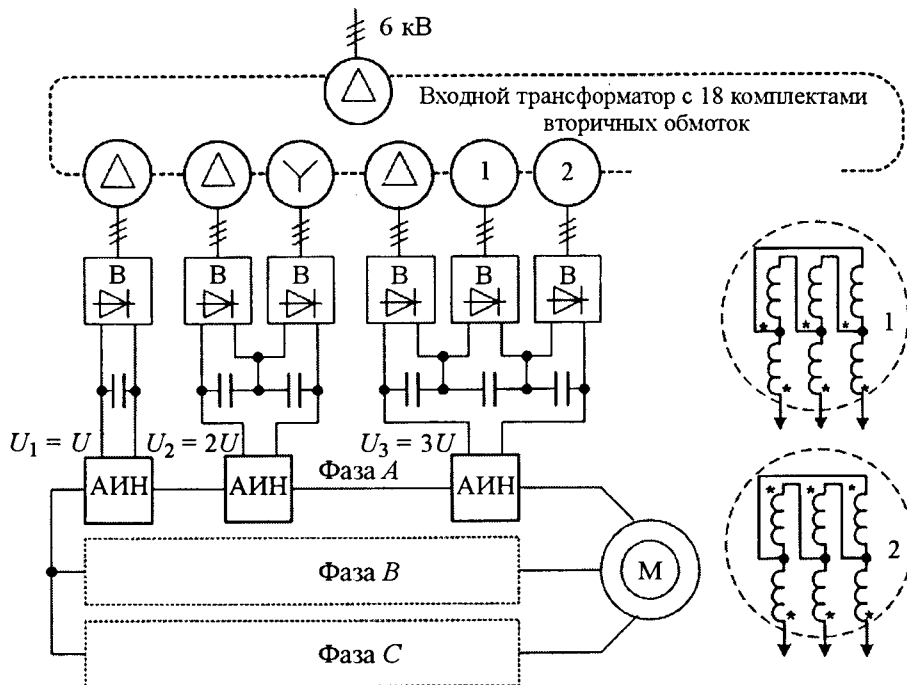


Рис.6. Структура силовых цепей несимметричного МПЧ

с соответствующим сдвигом фаз ($30, 20, 15^\circ$), причём они обеспечивают эффективное подавление гармоник только при одинаковой нагрузке выпрямителей, как это происходит в традиционных схемах МПЧ с использованием мультиплексорной ШИМ. Получить напряжения указанной кратности в данном случае можно при последовательном соединении двух (12-фазная схема выпрямления) и трёх выпрямителей (18-фазная схема выпрямления). Равноценные источники в разных фазах МПЧ питаются от комплектов обмоток с одинаковым сдвигом фаз. Фаза субгармоник входного тока определяется выходным током фазы МПЧ. Таким образом, субгармоники в токе каждой из фаз сети образуют симметричную трёхфазную систему и взаимно компенсируются. При соотношении $U_1:U_2:U_3=1:1:3$ источники с одинаковыми напряжениями питаются от комплектов обмоток со сдвигом 30° , образующих 12-фазную систему, при использовании мультиплексорной ШИМ для обработки ошибки квантования нагрузка у них идентичная.

Структура силовых цепей КМПЧ при соотношении $U_1:U_2:U_3=1:2:3$ приведена на рис.6. Фаза МПЧ содержит шесть элементарных источников с напряжением U , которые получают питание от изолированных комп-

лектов вторичных обмоток трансформатора. Напряжения U_2 и U_3 получены последовательным соединением источников. Необходимый для 18-фазной схемы выпрямления сдвиг напряжений по фазе на 20° достигается использованием комбинированных схем соединения при двух катушках на фазу [5]. Фазы МПЧ идентичны при одинаковых фазах напряжений соответствующих комплектов обмоток. Междофазовая симметрия при сдвиге фаз выходных токов МПЧ на 120° обеспечивает эффективное подавление субгармоник во входном токе МПЧ.

При соотношении $U_1:U_2:U_3=1:2:3$ проблема возникает только с источником U_1 , поскольку обеспечить одновременное подавление высокочастотных гармоник и субгармоник невозможно. Так, для подавления субгармоник выпрямители этого уровня напряжения в фазах МПЧ должны питаться от комплектов обмоток с одинаковой фазой напряжения, но тогда отсутствует подавление высших гармоник. Если для питания выпрямителей этого уровня использовать комплекты обмоток, образующие 18-фазную систему, снижается эффективность подавления субгармоник. Поэтому имеет смысл уменьшать их загрузку до минимума, что существенно снижает долю гармоник, вносимых ими в результирующий входной ток, но и приводит к перегрузке источников других уровней U_2 и U_3 .

Выводы

1. Реальные возможности использования принципа несимметрии напряжений при трёх источниках на фазу МПЧ ограничены предельным соотношением $U_1:U_2:U_3=1:2:3$. Возможен вариант реализации соотношения $U_1:U_2:U_3=1:3:6$, имеющий свои особенности, что является предметом отдельного рассмотрения.

2. Для управления несимметричным МПЧ целесообразно использовать принцип квантования с обработкой ошибки квантования методом ШИМ напряжения источника с минимальным напряжением. При одинаковых напряжениях двух источников эффективно использование мультиплексорной ШИМ.

3. Предложен механизм реализации принципа квантования с ШИМ, исключающий перевод источников в режим потребления энергии.

4. Минимизация схемы МПЧ достигается путём уменьшения количества инверторов на фазу, структура звена постоянного тока сохраняется, причём для обеспечения высокого качества входного тока целесообразно использовать источники с составной многофазной схемой выпрямления, исходя из кратности напряжения.

Список литературы

1. Song-Manguelle J., Rufer A. Asymmetrical multilevel inverter for large induction machine drives // EDPE, 3–5 October 2001. P.101–107.
2. Veenstra M., Rufer A. Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives // IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. 2005. Vol. 41, №2. P.655–664.
3. Song-Manguelle J., Rufer A. Multilevel Inverter for Power System Applications: Highlighting Asymmetric Design Effects From a Supply Network Point of View. CCECE 2003 – CCGEI 2003, Montréal, May/mai 2003, IEEE. P.6.
4. Шавёлкин А.А. Минимизация силовых цепей многоуровневых преобразователей частоты для электроприводов среднего напряжения // Техн. електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 3. 2005. С.38–44.
5. Шавёлкин А.А. Исследование принципов формирования входного тока многоуровневого преобразователя частоты // Наукові праці ДонНТУ. Сер. Електротехніка та енергетика. 2006. Вип. 112.

Шавёлкин Александр Алексеевич – заместитель заведующего кафедрой "Электротехника" Донецкого национального ТУ, канд. техн. наук, доцент. Окончил Донецкий политехнический институт в 1978 г. Защитил диссертацию в Одесском политехническом институте в 1988 г.

Теплогенерирующий электромеханический преобразователь

ИВАНОВ С.Н., КИМ К.К., КАРПОВА И.М.

Рассматриваются конструкция и аспекты теории нового теплогенерирующего электромеханического преобразователя, предназначенного для нагрева и приведения в движение теплоносителя.

Ключевые слова: электромеханический преобразователь, нагрев.

Электронагревательные приборы должны обеспечивать высокую степень защиты от поражения электрическим током, иметь простую и технологичную конструкцию, большой срок службы, невысокую стоимость, хорошие эксплуатационные, регулировочные и массогабаритные показатели, высокий КПД.

Указанным требованиям в наибольшей мере отвечает электронагреватель, нагревательный элемент которого выполнен на основе теплогенерирующего электромеханического преобразователя (ТЭМП).

Для повышения коэффициента теплоотдачи и теплопроизводительности работы теплогенерирующих устройств, авторами был разработан преобразователь с вращающимися и неподвижными теплогенерирующими элементами на основе электромеханических преобразователей.

Вращающийся нагревательный элемент (ВНЭ) является по существу короткозамкнутой обмоткой асинхронного двигателя, поэтому в режимах, близких к синхронным, значение тепловых потерь, выделяющихся в нагревательном элементе, значительно уменьшается из-за сближения скоростей вращения магнитного поля и ВНЭ. Поэтому в конструкцию был добавлен неподвижный нагревательный элемент (ННЭ), тепловые характеристики которого непосредственно не связаны со скоростью вращения нагревательного элемента.

На рис. 1 показана конструктивная схема данного генератора. Он состоит из статора с размещённой на нём трёхфазной обмоткой 1 и ВНЭ 2 в виде короткозамкнутой вторичной обмотки. Эта обмотка имеет форму полого ротора с системой напорных лопастей 4. Между статорной обмоткой и ВНЭ установлен ННЭ 3, изготовленный из электропроводящего немагнитного материала, например из медной или

The construction and the theoretical aspects of the new electro-heat-generator, which means for heating and driving the heat-carrying agent, are consider.

Key words: electromechanical converter, heating.

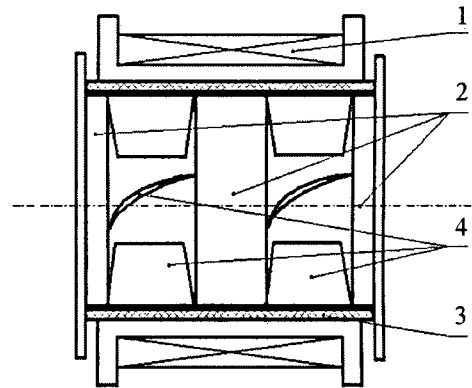


Рис. 1. Схема теплогенерирующего электромеханического преобразователя с капсулированным статором

алюминиевой фольги. Обмотка статора выполняется в виде капсулы с внутренней канавкой для установки ННЭ 3. Это позволяет создать в зазоре между статором и ВНЭ радиально-упорный узел скольжения.

ННЭ подобно вторичной обмотке понижающего трансформатора генерирует тепловую мощность, практически независимую от режима работы преобразователя. Его наружный диаметр соответствует внутреннему диаметру канавки капсулированного статора. Для обеспечения необходимой несущей площади поверхностей скольжения длина ННЭ выбирается несколько меньше длины статора. При напряжении сети, близком к номинальному, наведённая ЭДС вызывает в ННЭ большой ток.

ВНЭ также является источником тепловой мощности, но поскольку связанные с ним электрические параметры зависят от скорости вращения (скольжения), то его основное назначение заключается в перемещении и/или перемешивании нагреваемого теплоносителя. Он представляет собой полый цилиндр с решёткой напорных лопастей и изготавливается из немагнитного электропроводящего материала (алю-

миний или его сплавы). Диаметр ВНЭ меньше внутреннего диаметра статора на удвоенный воздушный зазор с учётом коэффициента температурного расширения, длина принимается практически равной длине активной части статора.

Основы расчёта тепловых параметров ТЭМП

Отличительной чертой ТЭМП является то, что генерируемые тепловые потери используются на нагрев теплоносителя и определяют его тепловую мощность, в отличие от тепловых потерь в двигателях с короткозамкнутым ротором традиционного назначения, которые стремятся уменьшить. Результирующая тепловая мощность ТЭМП $P_{ТЭМП}$ складывается из суммы тепловых мощностей неподвижного теплогенерирующего элемента $P_{ННЭ}$, вращающегося теплогенерирующего элемента $P_{ВНЭ}$ и тепловых потерь в статоре $P_{стат}$, которые рассчитываются по известным методикам проектирования [1]:

$$P_{ТЭМП} = P_{ННЭ} + P_{ВНЭ} + P_{стат}$$

Следовательно, тепловые параметры ТЭМП как нагревательного устройства определяются не только параметрами статора, но и характеристиками вращающегося и неподвижного нагревательных элементов.

В установленном режиме, при скоростях близких к синхронной, тепловые параметры ТЭМП определяются, главным образом, тепловыми параметрами ННЭ, в то время как ВНЭ определяет производительность и напор теплоносителя. В связи с этим определение температуры ННЭ является отдельной исследовательской задачей, сводящейся к получению математической модели расчёта тепловых параметров.

При выводе основных соотношений для ННЭ с учётом отмеченных конструктивных особенностей приняты следующие допущения:

1) магнитное поле, связанное с ННЭ, ограничено расчётной длиной воздушного зазора, равномерно по длине зазора и имеет только нормальную составляющую, неизменную по всей толщине ННЭ и изменяющуюся (гармонически) по окружности воздушного зазора;

2) индукция магнитного поля в лобовых частях ННЭ равна нулю;

3) магнитная проницаемость ННЭ равна магнитной проницаемости зазора;

4) учитывается только основная гармоническая всех известных и определяемых величин;

5) индуктивное сопротивление ННЭ пренебрежительно мало;

6) ННЭ не образует во всей длине статора (до места замыкания) токоведущих контуров с массивными деталями статора.

На рис.2. изображён развернутый цилиндрический ННЭ, разрезанный по образующей. Там же выделены активная часть ННЭ, равная длине активной части статора l_a , и лобовые части ННЭ длиной l_b . Так как ННЭ симметричен относительно оси x , то потери, выделяемые в верхней и нижней частях ННЭ, будут одинаковыми. Поэтому решение задачи приводится только для верхней половины ННЭ.

В каждой части ННЭ электромагнитное поле описывается уравнениями:

$$\text{rot} \mathbf{E} = \partial \mathbf{B} / \partial t; \text{div} \mathbf{E} \gamma = 0, \quad (1)$$

где \mathbf{E} – напряжённость электрического поля; \mathbf{B} – магнитная индукция; γ – удельная электрическая проводимость материала ННЭ.

Согласно первому допущению

$$B_x = B_y = 0; B_z = B_\delta e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)},$$

где ω – угловая частота поля; τ – полюсное деление; B_δ – индукция в воздушном зазоре.

Поэтому

$$\text{rot}_y \mathbf{B} = -\partial B_z / \partial x; \text{rot}_x \mathbf{B} = 0. \quad (2)$$

Выполнив операцию rot над обеими частями первого уравнения системы (1) с учётом второго уравнения и системы (2), получим:

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{\partial}{\partial t} \text{rot} \mathbf{B}$$

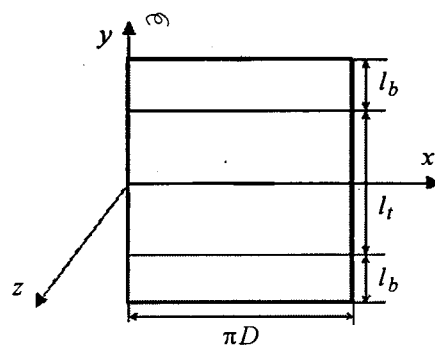


Рис.2. Развёртка ННЭ

или

$$\nabla^2 E_{lx} = 0; \quad (3)$$

$$\nabla^2 E_{ly} = -B_8 \omega \frac{\pi}{\tau} e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}. \quad (4)$$

Согласно второму допущению для лобовых частей НЭ справедливы следующие уравнения:

$$\nabla^2 E_{bx} = 0, \quad (5)$$

$$\nabla^2 E_{by} = 0. \quad (6)$$

Плотность тока изменяется синусоидально во времени и по оси x согласно принятому допущению о синусоидальности магнитной индукции.

Составляющие напряжённости электрического поля и плотности тока по оси z принимаем равными нулю, считая распределение тока в НЭ двухмерным.

Для получения значений составляющих напряжённости электрического поля \mathbf{E} используем решение данной системы дифференциальных уравнений (3)–(6), приведённое в [2]. С помощью метода Фурье получены следующие выражения для действующих значений составляющих \mathbf{E} :

$$\dot{E}_{lx} = \left(C_1 e^{\frac{\pi}{\tau} y} + C_2 e^{-\frac{\pi}{\tau} y} \right) e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \quad (7)$$

$$\dot{E}_{ly} = \left(C_3 e^{\frac{\pi}{\tau} y} + C_4 e^{-\frac{\pi}{\tau} y} + B_8 \omega \frac{\pi}{\tau} \right) e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \quad (8)$$

$$\dot{E}_{bx} = \left(C_5 e^{\frac{\pi}{\tau} y} + C_6 e^{-\frac{\pi}{\tau} y} \right) e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \quad (9)$$

$$\dot{E}_{by} = \left(C_7 e^{\frac{\pi}{\tau} y} + C_8 e^{-\frac{\pi}{\tau} y} \right) e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \quad (10)$$

Для определения постоянных интегрирования приняты следующие граничные условия, справедливые для НЭ: симметричность НЭ, равенство нормальных составляющих плотности тока на границе раздела активной и лобовых частей НЭ, равенство тангенциальных составляющих напряжённости электрического поля, непрерывность тока для активной и лобовых частей НЭ. С учётом отмеченного

получены 7 уравнений связи между постоянными интегрирования:

$$C_1 = -C_2; \quad C_3 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} + C_4 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}} + B_8 \omega \frac{\tau}{\pi} = C_7 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} + C_8 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}};$$

$$C_1 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} + C_2 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}} = C_5 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} + C_6 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}}; \quad C_1 + C_2 =$$

$$= -j(C_3 - C_4); \quad C_1 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} + C_2 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}} = -j \left(C_3 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} - C_4 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}} \right);$$

$$C_5 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} + C_6 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}} = -j \left(C_7 e^{\frac{\pi \lambda}{2}} - C_8 e^{-\frac{\pi \lambda}{2}} \right);$$

$$C_5 e^{\frac{\pi(\lambda+\beta)}{2}} + C_6 e^{-\frac{\pi(\lambda+\beta)}{2}} = -j \left(C_7 e^{\frac{\pi(\lambda+\beta)}{2}} - C_8 e^{-\frac{\pi(\lambda+\beta)}{2}} \right),$$

где $\lambda = l/\tau$; $\beta = 2l_b/\tau$.

Из граничного условия, характерного для замкнутого НЭ, что тангенциальные составляющие плотности тока при $y = (l_t + 2l_b)/2$ равны нулю, получено недостающее восьмое уравнение связи [3]:

$$\gamma E_{bx} \Big|_{y=(l_t+2l_b)/2} = 0. \quad (11)$$

Определим составляющую напряжённости электрического поля \dot{E}_{ly} из уравнения (11) с учётом постоянных интегрирования C_3 и C_4 :

$$\dot{E}_{ly} = \left(1 - \frac{\operatorname{ch} \frac{\pi}{\tau}}{\operatorname{ch} \frac{\pi \lambda}{2} + \operatorname{sh} \frac{\pi \lambda}{2} \operatorname{cth} \frac{\pi \beta}{2}} \right) B_8 \omega \frac{\tau}{\pi} e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}.$$

Из законов Ома и Ампера получим выражения для плотности тока и силы, действующей на элемент тока НЭ:

$$J = E_{ly} \gamma; \quad dF = \operatorname{Re} B_z E_{ly} \gamma h dx dy.$$

Определяем тепловую мощность в НЭ

$$P_{\text{НЭ}} = \operatorname{Re} 2 \int_0^{l_t/2} \int_0^{\pi D} B_z E_{ly} \gamma v h dx dy = 4p B_8^2 \tau^3 f^2 l_t \gamma h k_p,$$

где $v = \omega \tau / \pi = 2p f \tau / \pi$ – скорость магнитного поля относительно НЭ; p – число пар полюсов; B_8 – индукция в воздушном зазоре, Тл; τ – полюсное деление; f – частота сети, Гц; l_t – длина активной части статора, м; γ –

удельная электрическая проводимость, См/м; h – толщина ННЭ, м; k_p – коэффициент краевого эффекта

$$k_p = 1 - \frac{1}{\frac{\pi\lambda}{2} \left(\operatorname{cth} \frac{\pi\lambda}{2} + \operatorname{cth} \frac{\pi\beta}{2} \right)},$$

характеризующий отношение потерь в ННЭ к потерям в таком ННЭ, у которого лобовые части сверхпроводящие; $\lambda = l/\tau$; $\beta = 2l_b/\tau$; $l = (l_t + 2l_b)/2$.

Очевидно, что потери в ННЭ будут максимальными при $k_p = 1$, если ННЭ замкнут в непосредственной близости от сердечника статора ($l_b = 0$).

В результате получаем выражение для тепловой мощности в ННЭ ТЭМП:

$$P_{\text{ННЭ}} = 4pB_\delta^2 \tau^3 f^2 l_t \gamma h \times \left[1 - \frac{1}{\frac{\pi(l_t + 2l_b)}{4\tau} \left(\operatorname{cth} \frac{\pi(l_t + 2l_b)}{4\tau} + \operatorname{cth} \frac{\pi l_b}{\tau} \right)} \right]. \quad (13)$$

При известных конструктивных параметрах ТЭМП и его элементов (в том числе и свойствах материалов) $P_{\text{ННЭ}}$ является функцией от частоты питающего напряжения f и индукции в воздушном зазоре B_δ .

Следует отметить, что формула (13) может быть использована для определения электрических потерь при инженерных расчётах и во ВНЭ:

$$P_{\text{ВНЭ}} \approx s P_{\text{ННЭ}}, \quad (14)$$

где s – скольжение.

Таким образом, получена математическая модель тепловой мощности ТЭМП, включающая уравнения (13) и (14), позволяющая прогнозировать эксплуатационные характеристики устройства и при дальнейших исследованиях оптимизировать его параметры для получения заданной производительности.

Для определения теплового потока рассмотрим характер распространения и передачи теплоты от ННЭ к нагреваемой среде. На нагрев окружающей среды преобладающее влияние оказывают условия теплоотдачи с поверхностями охлаждения. Так как ННЭ имеет относительно небольшую толщину, теплопередача теплопроводностью внутри элемента практи-

чески отсутствует ($|\operatorname{grad} \vartheta| \approx 0$), а коэффициент теплоотдачи излучением не учитывается при охлаждении в каналах или учитывается совместным коэффициентом теплоотдачи. Таким образом, в силу конструктивных особенностей ТЭМП основным видом теплообмена ННЭ и нагреваемой среды является конвективный теплообмен.

Расчёт тепловой мощности Q выполняем по формуле Ньютона–Римана [1, 4]:

$$Q = k_{\text{т.о}} S (\vartheta - \vartheta_0), \quad (14)$$

где Q – тепловая мощность, отдаваемая конвекцией или лучеиспусканием окружающей среде, Вт; $k_{\text{т.о}}$ – коэффициент теплоотдачи, учитывающий в общем случае отдачу тепла конвекцией и лучеиспусканием, Вт/(К·м²); S – площадь теплоотдающей поверхности, м²; ϑ_0 – температура окружающей среды, К; ϑ – температура теплоотдающей поверхности, К.

При известном выражении для $P_{\text{ННЭ}}$ (13), согласно первому закону термодинамики и с учётом того, что общая тепловая мощность ТЭМП в установившемся режиме в основном определяется тепловой мощностью ННЭ, температура ϑ_p нагрева жидкого теплоносителя определяется с использованием (14) в следующем виде:

$$\vartheta_p = \frac{P_{\text{ННЭ}}}{k_{\text{т.о}} S}.$$

С учётом (13) получено выражение для температуры ϑ_p :

$$\vartheta_p = \frac{4pB_\delta^2 \tau^3 f^2 l_t \gamma h \times \left[1 - \left(\frac{\pi(l_t + 2l_b)}{4\tau} \left(\operatorname{cth} \frac{\pi(l_t + 2l_b)}{4\tau} + \operatorname{cth} \frac{\pi l_b}{\tau} \right) \right)^{-1} \right]}{k_{\text{т.о}} S}, \quad (15)$$

где $\vartheta_0 = 0$, т.е. считаем, что ϑ_p является превышением температуры теплоносителя над температурой окружающей среды.

Учитывая, что для ННЭ площадь теплоотдающей поверхности

$$S = 2\pi(R_{\text{ННЭ}} - h)l,$$

где $R_{\text{ННЭ}}$ – внешний радиус ННЭ, м; l – длина

поверхности ННЭ, м, можно прийти к следующему выражению:

$$\mathfrak{Q}_p = \frac{2pB_8^2 \tau^3 f^2 l_i \gamma h \times}{k_{т.о} \pi (R_{\text{ННЭ}} - h) (l_i + 2l_b)} \times \left(1 - \left(\frac{\pi(l_i + 2l_b)}{4\tau} \left(\text{cth} \frac{\pi(l_i + 2l_b)}{4\tau} + \text{cth} \frac{\pi l_b}{\tau} \right) \right)^{-1} \right). \quad (16)$$

Определение коэффициента $k_{т.о}$, который зависит от температуры, скорости среды, состояния поверхности тела, формы канала и целого ряда других параметров существенно затрудняет использование формулы (16). Для водной среды $k_{т.о}$ может достигать нескольких тысяч [5].

Коэффициент теплоотдачи является опытным коэффициентом и с целью его определения проводились многочисленные теоретические и экспериментальные исследования [6], причём их использование в нашем случае может быть принято лишь с известным приближением. Так как нагреваемая среда в ТЭМП приводится в движение ВНЭ, то создаётся вынужденная конвекция, при которой $k_{т.о}$ в значительной мере зависит от безразмерного критерия Рейнольдса $Re = \frac{wd}{\nu}$, где w – скорость среды, м/с; ν – кинематическая вязкость среды, м²/с; d – гидравлический диаметр, м,

$$d = 4S/\Pi;$$

S – площадь поперечного сечения канала, м²; Π – периметр поперечного сечения канала, м².

При $Re \leq 2200$ характер движения среды ламинарный, при $2200 < Re \leq 10^4$ – переходный режим, при $10^4 < Re < 10^6$ – нормальной турбулентности, при $Re \geq 10^6$ – сильно турбулентный. При турбулентном режиме происходит более интенсивное перемешивание частиц среды, что способствует увеличению коэффициента теплоотдачи.

При сравнении теплопередачи от ННЭ к теплоносителю с теплопередачей в каналах коэффициенты теплоотдачи должны увеличиваться на коэффициент турбулентности при движении среды с неравномерной скоростью и сильной турбулентностью. Проведённый анализ показал, что наиболее предпочтительным является выражение Рихтера для расчёта $k_{т.о}$ в канале

с нормальной турбулентностью ($10^4 < Re < 10^6$), так как оно учитывает наибольшее количество параметров среды и канала [6]:

$k_{т.о} \approx 0,178 \lambda^{0,178} (sc)^{0,832} (d/2)^{0,088} l^{-0,256} \nu^{0,832}$, где λ – коэффициент теплопроводности теплоносителя, Вт/(м·К); s – плотность теплоносителя, кг/м³; c – удельная теплоёмкость теплоносителя, Дж/(кг·К); l – длина канала, м; ν – скорость охлаждающей среды, м/с.

В результате температура ННЭ:

$$\mathfrak{Q}_{p\text{ННЭ}} = \frac{2pB_8^2 \tau^3 f^2 l_i \gamma h \times}{0,178 \lambda^{0,178} (sc)^{0,832} (2(R_{\text{ННЭ}} - R_{\text{ВНЭ}}))^{0,088}} \times \left(1 - \left(\frac{\pi(l_i + 2l_b)}{4\tau} \left(\text{cth} \frac{\pi(l_i + 2l_b)}{4\tau} + \text{cth} \frac{\pi l_b}{\tau} \right) \right)^{-1} \right) \times (l_i + 2l_b)^{0,744} \nu^{0,832} \pi (R_{\text{ННЭ}} - h), \quad (17)$$

где $R_{\text{ВНЭ}}$ – внешний радиус ВНЭ, м.

Температура ВНЭ

$$\mathfrak{Q}_{p\text{ВНЭ}} = s^2 \mathfrak{Q}_{p\text{ННЭ}}. \quad (18)$$

Из (17), (18) видно, что температура является сложной функцией индукции в воздушном зазоре, параметров устройства и нагреваемой среды. При $\mathfrak{Q}_0 \neq 0$ необходимо итоговую температуру увеличить на \mathfrak{Q}_0 и выбирать параметры среды с учётом этого значения.

При известных конструктивных параметрах и геометрических размерах существенное влияние на температуру оказывают значения частоты внешней сети, магнитной индукции и коэффициента теплоотдачи.

Некоторые численные и экспериментальные оценки

С использованием пакета ELCUT [7] было проведено численное исследование влияния частоты питающего напряжения f и толщины ННЭ (d_{Cu}) на температуру теплоносителя и всей системы в целом. При этом температура теплоносителя (воды) определялась по максимальной температуре статора. На рис.3 приведены результаты критериального анализа в виде функции двух переменных.

Для исследования тепловых процессов в среде пакета FEMLAB была создана математическая модель, которая основана на уравнении теплопередачи, учитывающем явление конвекции:

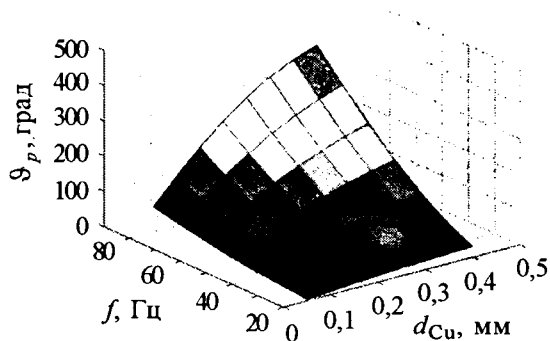


Рис.3. Зависимость максимальной температуры статора от частоты питающего напряжения f и толщины неподвижного нагревательного элемента d_{Cu}

$$\rho c_p \frac{\partial \vartheta_p}{\partial t} + \text{div}(-\lambda \text{grad} \vartheta_p + \rho c_p \vartheta_p \mathbf{u}) = q,$$

где c_p – удельная теплоёмкость теплоносителя; ρ – его плотность; ϑ_p – температура; \mathbf{u} – векторное поле скорости движения теплоносителя.

В приведённом уравнении выражение в скобках представляет собой плотность потока тепловой мощности. Она состоит из двух составляющих – кондуктивной и конвективной. Конвективная компонента (второе слагаемое) пропорционально вектору скорости.

Нагреваемый теплоноситель граничит с ННЭ, который является источником тепловой мощности (задано среднее значение, взятое из расчётов, выполненных с помощью пакета ELCUT). ННЭ, в свою очередь, граничит с поверхностью статора (влияние пазов с трёхфазной обмоткой не учитывается). С внешней поверхности статора осуществляется отвод тепла, определяемый коэффициентом $k_{т.о}$. Температура внешней окружающей среды влияния на результат не оказывает. Характерный вид температурного поля в расчётной модели показан на рис. 4.

Можно заметить, что средняя температура теплоносителя достигает примерно 85°C . При необходимости температура может быть повышена с помощью увеличения частоты питающего напряжения при фиксированных геометрических размерах конструктивных элементов генератора.

Для верификации полученных данных были проведены экспериментальные исследования с генератором со следующими основными харак-

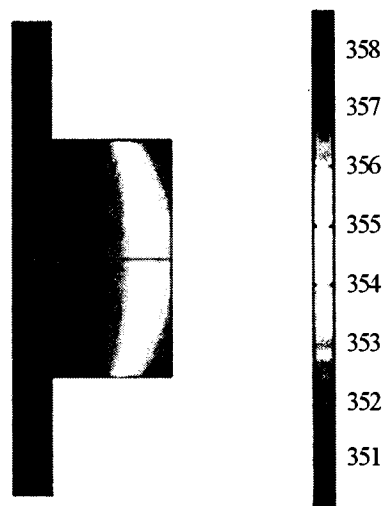


Рис.4. Распределение температуры в тепловой модели ($k_{т.о} = 70$, $f = 50$ Гц, теплоноситель – вода)

теристиками: номинальная мощность 2,2 кВт; номинальное напряжение 220 В; частота питающей сети 50 Гц; число полюсов 2. ННЭ был изготовлен из медной фольги толщиной 0,0002 м. Его наружный диаметр равнялся 0,075 м. ВНЭ в виде полого цилиндра был изготовлен из алюминия. Значение производительности данного генератора составило $0,0045 \text{ м}^3/\text{с}$, скорость жидкости равнялась 1 м/с.

Максимальное расхождение экспериментальных данных с расчётными не превысило 8%.

Выводы

1. Представленные теплогенерирующие электромеханические преобразователи могут успешно использоваться не только для обогрева жилых и промышленных помещений, горячего водоснабжения в крупных городах и промышленных центрах, но и в различных системах обеспечения регулируемых комфортных условий для жизнедеятельности современного человека. Особый интерес вызывает использование данных преобразователей для обеспечения микроклимата в автономных подводных, подземных и космических аппаратах.

2. При проектировании ТЭМП с целью получения требуемых характеристик необходимо увеличить:

- полюсное деление τ ;
- частоту питающего напряжения f ;
- полюсность устройства p ;
- магнитную индукцию в воздушном зазоре B_δ .

3. Так как магнитная индукция зависит от активной составляющей тока, повышение использования ТЭМП можно реализовать, в частности, за счёт снижения полного индуктивного сопротивления, например, введением дополнительных ёмкостных элементов.

Список литературы

1. Проектирование электрических машин: Учеб. пособие для вузов / Под ред. И.П. Копылова. М.: Энергия, 1980.
2. Куцевалов В.М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. М.: Энергия, 1966.
3. Поклонов С.В. Асинхронные двигатели герметичных электронасосов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1987.
4. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов. М.: Наука. Физматлит, 1979.
5. Сипайлов Г.А., Санников Д.И., Жадан В.А. Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.
6. Шуйский В.П. Расчет электрических машин. Л.: Энергия, 1968.

7. ELCUT. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Версия 5.3. ПК "ТОР", Санкт-Петербург, 2007.

Иванов Сергей Николаевич – начальник Учебного управления Комсомольского-на-Амуре политехнического университета, канд. техн. наук, доцент. Окончил электромеханический факультет Комсомольского-на-Амуре политехнического университета в 1979 г. Защитил диссертацию в 1984 г.

Ким Константин Константинович – директор Института управления качеством электротехнических систем, зав. кафедрой "Теоретические основы электротехники" Санкт-Петербургского ГУ путей сообщения, доктор техн. наук, проф. Окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1980 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1986 г., докторскую в 1998 г.

Карпова Ирина Михайловна – доцент кафедры ТОЭ Санкт-Петербургского ГУ путей сообщения, канд. техн. наук. Окончила электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1984 г. Защитила диссертацию в 1986 г.

АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Устройство диагностического контроля ограничителей перенапряжения

ЛАВРЕНТЬЕВ Г.Г., МИНАКОВА Л.В., ПОПОВ Д.К.

Рассмотрены основные причины выхода из строя ограничителей перенапряжения нелинейных (ОПН), проанализированы наиболее распространённые методы и устройства диагностического контроля ОПН в процессе эксплуатации и предложено новое устройство контроля, регистрирующее импульсы разрядного тока, вызываемые грозовыми и коммутационными перенапряжениями.

Ключевые слова: ограничитель перенапряжения нелинейный, диагностика, контроль, разрядный ток, импульсы.

В настоящее время в электрических сетях всех классов напряжения осуществляется массовое применение ограничителей перенапряжения нелинейных (ОПН). В отличие от ранее используемых разрядников высокая нелинейность материала резисторов ОПН позволяет подключать их без последовательных искровых промежутков. В результате ОПН находится под постоянным воздействием рабочего напряжения сети, напряжения в аварийных и послеаварийных режимах.

In this article are given main causes of failure of metal-oxide arresters. Are analysed the wide distributed diagnostic methods and devices of surge arresters in operation, and offered a new monitoring device recording of pulse discharge current due to lightning and switching voltage surges.

Key words: surge arrester, monitoring, control, current due, pulse.

Для обеспечения надёжной защиты оборудования самому ограничителю необходимо сохранять свои защитные свойства и работоспособность на протяжении всего срока службы, следовательно, при выборе ОПН требуется учесть все имеющиеся энергетические нагрузки в месте предполагаемой установки.

Наиболее частыми причинами, приводящими к отказу ОПН в процессе его эксплуатации, являются:

- выход из строя из-за плохой герметичности конструкции;
- возможность теплового пробоя резисторов ОПН, вызванная потерей их термической устойчивости;
- выработка ресурса пропускной способности резисторов ОПН.

Тепловой пробой резисторов ОПН может быть вызван временным повышением напряжения промышленной частоты свыше нормируемых значений или разогревом резисторов под воздействием температуры и длительно приложенного напряжения. Критическое значение температуры может быть также достигнуто и при ограничении ограничителем перенапряжений, что определяет предельные токовые нагрузки на ОПН (ГОСТ Р 52725, МЭК 60099-4).

Изменения воздействующего напряжения в нормальных условиях и возникающие перенапряжения вызывают деструктивные процессы в теле резисторов ОПН [1], которые ведут к следующему изменению вольт-амперной характеристики. В области малых токов происходит рост активной мощности (рост тока проводимости), рассеиваемой ограничителем при приложении к нему длительного рабочего напряжения, а режим ограничения перенапряжений сопровождается повышением остающегося напряжения, при этом способность выдерживать перенапряжения без разрушения снижается.

Ресурс пропускной способности резисторов ОПН нормируется и определяется поступающими на него нагрузками при ограничении перенапряжений в определённых условиях эксплуатации. Например, для ОПН на 2-й класс пропускной способности и выше в соответствии с ГОСТ Р 52725 нормируется совокупность выдерживаемых воздействий, состоящая из 20 импульсов номинального разрядного тока (10 или 20 кА) с волной преимущественно (8/20) мкс, 2 импульсов большого тока с амплитудой 100000 А при волне (4/10) мкс и 2 импульсов тока пропускной способности (250–2000 А) 2000 мкс.

В обобщённом виде формула для расчёта ресурса пропускной способности A описывает эффект от воздействия на резисторы ОПН любого числа импульсов тока N различной амплитуды I_m и длительности t_n [2]:

$$A = \sum_{i=1}^{N_i} (I_m t_n^\beta)^v, \quad (1)$$

где β и v – постоянные коэффициенты.

При выборе ограничителя в соответствии с поступающими на него нагрузками и отсутствии проблемы герметичности конструкции оценка срока службы ОПН основывается, преимущественно, на идее об исчерпании исходного ресурса пропускной способности его резисторов за счёт отказов в режиме ограничения перенапряжений.

Рассмотрев технико-экономические аспекты на совещании представителей энергосистем в 1997 г. постановили считать целесообразной поставку ОПН 110–1150 кВ в комплекте с прибором диагностического контроля.

Достаточно полное описание имеющихся методов диагностического контроля ОПН в процессе эксплуатации представлено в МЭК 60099-5. В настоящее время в России предпочтение отдаётся устройствам диагностического контроля, реагирующим непосредственно на протекающий через ОПН ток (как устройствам контроля тока проводимости под рабочим напряжением, так и устройствам контроля разрядного тока), и тепловизорам, реагирующим на изменение температуры элементов ОПН. Тепловизионный контроль осуществляется дистанционно, предоставляя сведения о перегреве резисторов, и позволяет дать предварительную оценку состояния ОПН, требующую в большинстве случаев дополнительного подтверждения, например измерения тока проводимости.

Необходимость контроля тока проводимости возникла из опыта применения первых ОПН, выполненных на основе резисторов, в которых под действием рабочего напряжения происходил процесс их старения, сопровождающийся постоянным увеличением потерь мощности. Современные же ОПН комплектуются, как правило, "нестаряющимися" резисторами, потеря мощности которых остаётся равной и даже имеет свойство уменьшаться с течением времени. В результате, контроль полного тока проводимости современных ОПН является в большей степени контролем состояния изоляции покрышки и степени герметичности конструкции ограничителя. Для контроля состояния резисторов ОПН более подходит контроль активной составляющей тока. Такой контроль является высоко информативным и вместе с тем представляет собой сложную задачу по причине

малости активного тока (10–600 мкА) и влияния множества других факторов (температуры окружающей среды, напряжения сети, распределения напряжения вдоль ОПН, уровня содержания в напряжении сети гармонических составляющих и пр.).

К недостатку описанных методов диагностического контроля можно отнести отсутствие информации о том, каким же воздействиям подвергался ОПН в процессе его эксплуатации. Стоит оговориться, что наличие "нестарящихся" резисторов в ОПН ни в коем случае не подразумевает отсутствия влияния на характеристики ограничителя временного повышения воздействующего напряжения сети, включая импульсные воздействия. Ограничители на основе современных "нестарящихся" резисторов, так же как и ранее используемые, имеют ограниченный ресурс по пропускной способности.

В пользу целесообразности устройства диагностического контроля, позволяющего давать информацию о случаях ограничения перенапряжений с данными по импульсам разрядного тока, говорит и опыт эксплуатации ограничителей. Так, данные по повреждаемости ОПН и выявлению причин (как правило, это менее 5% всех установленных ОПН) охватывающие сети бывшего СССР и РАО "ЕЭС России" [3], показали в 38% случаев невозможность установить причины повреждения, столько же случаев несоответствия технических параметров ОПН полученным воздействиям и в 15% случаев выработку ресурса пропускной способности.

В настоящее время различные организации всё большее внимание уделяют проектированию устройств диагностики, реагирующих на протекающий через ОПН разрядный ток. Так, на российском рынке появились интеллектуальные устройства, позволяющие по сравнению с широко используемыми счётчиками срабатываний, фиксирующими лишь количество случаев прохождения разрядного тока, регистрировать и амплитуду отводимого ограничителем тока.

Учитывая прямую зависимость ресурса пропускной способности ОПН (1) от таких параметров разрядного тока, как амплитуда и длительность воздействия, сделан вывод о целесообразности устройства диагностического контроля, позволяющего регистрировать количество проходящих через ОПН импульсов тока с указанными параметрами.

Исходя из условий работы регистрирующей аппаратуры на объектах электроэнергетики и на основании исследований токовых нагрузок на ОПН в режиме ограничения перенапряжений, выдвинуты следующие требования к устройству диагностического контроля ОПН:

1. Надёжность устройства для обеспечения непрерывной работы в течение нескольких лет.

2. Способность работать в автоматическом режиме, не требуя непрерывного контроля со стороны обслуживающего персонала (автоматически производить измерения и осуществлять запись данных по параметрам токовых воздействий).

3. Наличие автономного питания для обеспечения независимости от перепадов напряжения в цепях оборудования подстанций.

4. Наличие достаточно широкой амплитудно-частотной характеристики, способной охватить как грозовые, так и коммутационные воздействия на ОПН.

В соответствии с выдвинутыми требованиями реализовано устройство регистрации импульсов разрядного тока ОПН, построенное на базе микропроцессора (МП), с первичными преобразователями тока, выполненными в виде трансформаторов проходного типа (рис. 1).

Поскольку частота возникающих на объектах электроэнергетики перенапряжений грозового и коммутационного характера, как правило, невелика, устройство рассчитано на работу в режиме пониженного потребления энергии. При прохождении через ОПН импульса тока подаётся сигнал запуска МП процессорного блока на перевод устройства в рабочий режим и проведение измерений. Импульс с первичных преобразователей тока, полностью повторяющий входной, с амплитудой, приведённой к значению, соответствующему низкой стороне, поступает на аналоговую схему запоминания, которая сохраняет на своих выводах измеренные параметры до тех пор, пока устройство не перейдет в рабочий режим и не сосчитает их. Данные по параметрам прошедшего через ОПН тока фиксируются одновременно с датой и временем его прихода. После проведения всех необходимых измерений устройство обратно переводится в режим пониженного потребления энергии до следующего импульса. Дальнейшая обработка полученной информации для оценки остаточного ресурса пропускной способности

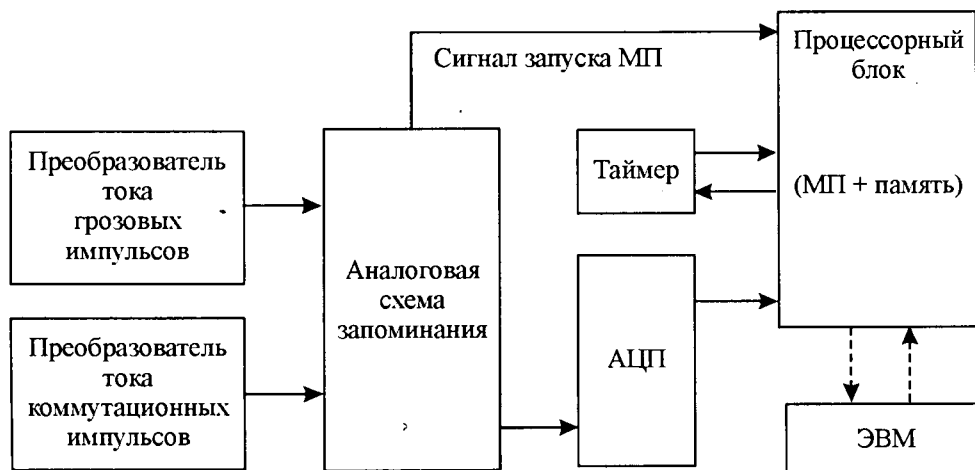


Рис.1. Блок-схема микропроцессорного устройства регистрации разрядного тока через ОПН

ОПН осуществляется на ЭВМ после считывания полученных данных.

Рассмотрев возможные варианты построения аналоговой схемы запоминания [4], выбрали простое элементное решение, реализованное на основе однотипных интегрирующих активно-ёмкостных (RC) цепей, расположенных параллельно друг другу и отличающихся постоянными времени цепей. Первая из цепей имеет постоянную времени много меньше фронта самого короткого измеряемого импульса и отвечает за измерение амплитуды тока. По показаниям первой и оставшихся цепей рассчитывается полная длительность импульса t_n и параметр $t_{1/2}$, представляющий собой длительность между передним и задним фронтами, взятую на уровне 1/2 времён соответствующих фронтов импульса, а также дополнительно оценивается время фронта нарастания тока.

Анализ данных формы наиболее часто протекающих через ОПН импульсов разрядного тока, тяготеющей к треугольной, позволил принять в качестве модели эквивалентный треугольный импульс, площадь которого, а следовательно, и выделяемая энергия близки к площади и выделяемой энергии исследуемого импульса. Тогда минимальное количество однотипных измерительных цепей определится количеством измеряемых параметров импульса, а увеличение числа цепей приведёт к увеличению точности измерения.

В результате временные параметры импульса тока, преобразованного первичными

преобразователями в импульс напряжения, отличающийся меньшим значением амплитуды, вычисляются решением задачи идентификации [5]: находятся по функционально связанным с ними измеренным значениям напряжений U_{Ci} на конденсаторах однотипных RC-цепей. Для числа цепей $n \geq 3$ задача идентификации сводится к решению системы нелинейных уравнений:

$$U_{Ci} = f_i(U_m, t_n, t_n, (RC)_i) \quad (i = 1, 2, 3 \dots), \quad (2)$$

где U_m – амплитуда напряжения модулируемого импульса; t_n , t_n – идентифицируемые длительность и время фронта нарастания импульса тока.

Решение данной задачи подтверждено расчётно-теоретическими и экспериментальными исследованиями. Примеры идентификации параметров импульсов различной формы представлены на рис.2. При этом измерение амплитуды напряжения U_{max} , пропорциональной амплитуде тока, производится напрямую RC-цепью с минимальной постоянной времени цепи.

Практическая проверка использования метода определения параметров импульсов тока проводилась в лаборатории ФГУП ВЭИ на ограничителях фирмы "ЛМ Электро". Она показала, что предложенный метод определения параметров импульсов обладает достаточной точностью. Так, амплитуда проходящего через ОПН тока в диапазоне от 50 А до 50 кА с волной от (1200/2500) мкс до (1/10) мкс регистри-

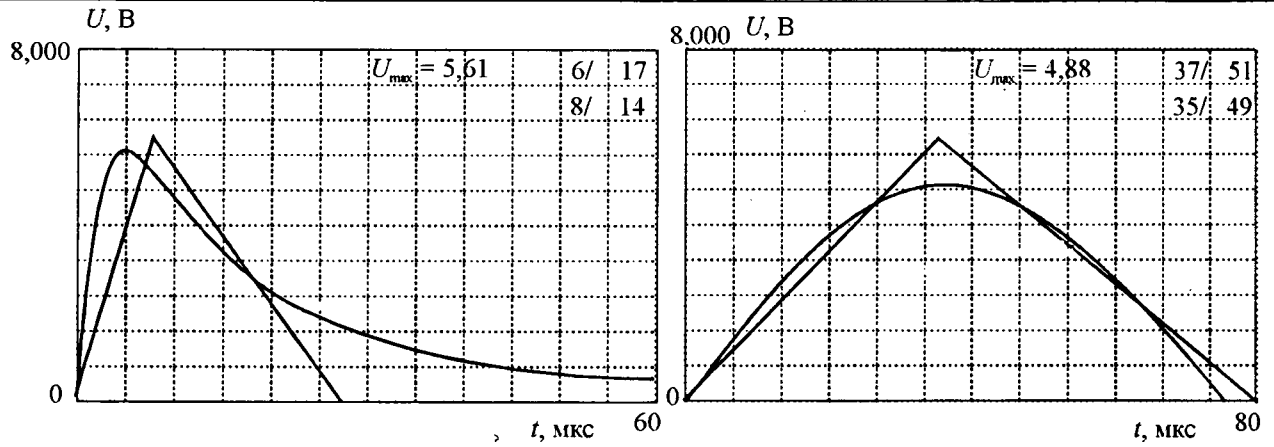


Рис.2. Примеры идентификации параметров импульсов разрядного тока ОПН (в верхнем правом углу отображены параметры $t_n / t_{1/2}$ фактического и идентифицируемого импульсов)

руется с погрешностью, не превышающей 8%, а параметры длительности t_n и $t_{1/2}$ – с погрешностями, не превышающими 10%.

Что касается времени фронта нарастания, введённого в задачу в качестве дополнительного параметра для более ясного представления о токах в ОПН, то погрешность для импульсов с крутыми и пологими фронтами синусоидальной формы не превышает 18%, а погрешность для импульсов со спадающим фронтом, асимптотически стремящимся к оси абсцисс и не пересекающим её при малых длительностях, может достигать 40%, однако увеличение длительности, как правило, приводило к снижению погрешности.

Таким образом, предложенное устройство диагностического контроля, регистрирующее импульсы разрядного тока, может быть рекомендовано к промышленному применению для определения выработки ресурса пропускной способности ОПН в соответствии с (1), а также для набора статистического материала по токовым воздействиям на ОПН в условиях эксплуатации и соотнесения во времени разрядных токов с ситуациями на конкретных объектах электроэнергетики.

Список литературы

1. Заболотников А.П. Параметры, характеризующие устойчивость металлооксидных ограничителей перенапряжений к эксплуатационным воздействиям // Тезисы Первого Всероссийского семинара-совещания. "Проблемы выбора и эксплуатации ОПН в электрических сетях 110–750 кВ". М., 2000. С.49–52.
2. Афанасьев А.И., Богатенков И.М., Фейзулаев Н.И. Аппараты для ограничения перенапряжений в высоковольтных сетях: Учебное пособие. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2000.
3. Иманов Г.М., Таджибаев А.И., Халилов Ф.Х. Анализ опыта эксплуатации ограничителей перенапряжений 110 кВ и выше в сетях РАО "ЕЭС России" // Промышленная энергетика. 1998. №1. С.11–14.
4. Рыжов С.Ю., Минакова Л.В. Проблемы диагностики ограничителей перенапряжения и пути их решения // Электротехника. 2000. №7. С.24–28.
5. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М: Наука. Главная ред. физ.-мат. лит., 1974.

Лаврентьев Геннадий Георгиевич – заместитель генерального директора по науке ФГУП "ВЭИ им. В.И. Ленина", канд. техн. наук. Окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1965 г. Защитил диссертацию по теме "Искровой промежуток" в 1978 г.

Минакова Людмила Валериевна – младший научный сотрудник ФГУП "ВЭИ им. В.И. Ленина". Окончила электромеханический факультет МЭИ в 1997 г.

Попов Дмитрий Константинович – старший научный сотрудник ФГУП "ВЭИ им. В.И. Ленина". Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1996 г.

Перспективы создания нового поколения оборудования высокого, сверх- и ультравысокого напряжения с естественным уровнем изоляции

БОРТНИК И.М., ВОЛКОВА О.В., КОРЯВИН А.Р.

Определён критерий оптимизации изоляторов в условиях загрязнения и увлажнения, обеспечивающий максимальную электрическую прочность при рабочем напряжении 50 Гц. Переход к системам глубокого ограничения перенапряжений, для реализации которых в настоящее время имеются необходимые научно-технические и экономические предпосылки, даст возможность значительно сократить габариты аппаратов СВН и УВН при естественном уровне изоляции.

Ключевые слова: изоляция, электрическая прочность, оборудование сверхвысокого и ультравысокого напряжения.

При создании электрооборудования переменного тока различных классов напряжения важнейшим исходным требованием является обеспечение его надёжной работы в эксплуатации при длительном воздействии рабочего напряжения, а также при грозовых и коммутационных перенапряжениях. Учитывая широкое распространение традиционных видов оборудования открытых распределительных устройств, большое внимание уделяется вопросам надёжности внешней изоляции. Для неё первостепенное значение имеет решение задачи по созданию изоляционных конструкций, надёжно работающих в условиях загрязнения и увлажнения при длительном приложении рабочего напряжения промышленной частоты. Длительные исследования в этом направлении позволили определить оптимальные геометрические параметры изоляторов, при которых обеспечивается их наибольшая электрическая прочность. В частности, было установлено, что при прочих равных условиях наибольшие разрядные напряжения у изоляторов, у которых отношение длины пути утечки L_y к высоте изолятора по его изоляционной части H_n составляет порядка 3,1. При этом отношение вылета большого ребра изолятора (a_6) к малому ребру (a_m) составляет примерно 1,5. Видимо, при таком соотношении развивающийся дуговой разряд будет ис-

The criterion of insulators optimization under the conditions of pollution and contaminated, providing the maximum electrical strength at 50 Hz operating voltage, is defined. The transition to systems of deep over voltage limitation, for whose realisation scientific, technical and economic preconditions needed are available now, will enable to considerably reduce insulation dimensions of EHV and UHV apparatus at the natural insulation level.

Key words: insulation, electrical strength, extra-high and ultra-high voltage, equipment.

пользовать практически всю длину пути утечки [1]. В этом случае изоляторы будут иметь минимально допустимую высоту $H_{н.гр}$ (см), которая согласно [1] может быть найдена из выражения

$$H_{н.гр} = \frac{U_{50гр} \chi^{0,3}}{2,83}, \quad (1)$$

где $U_{50гр}$ – 50%-ное разрядное напряжение изоляции; χ – удельная поверхностная проводимость слоя загрязнения, мкСм, $1 \geq \chi \geq 35$.

Значения $U_{50гр}$ могут быть определены из хорошо обоснованных и изложенных в [2] испытательных напряжений $U_{н.гр}$ по формуле

$$U_{50гр} = \frac{U_{н.гр}}{(1 - 2\sigma_{гр})}, \quad (2)$$

где $\sigma_{гр}$ – расчётное значение стандартного отклонения, равное 0,07.

Для изоляции относительно земли применительно к оборудованию классов напряжения 110–1150 кВ в табл.1 представлены значения $U_{н.гр}$ и $U_{50гр}$. Там же, а также на рис.1 приведены размеры изоляции относительно земли $H_{н.гр}$, найденные с помощью выражения (1) при относительно большой удельной поверхностной проводимости $\chi = 10$ мкСм, характерной для большого числа районов России.

Таблица 1

Класс напряжения, кВ		110	150	220	330	500	750	1150
При рабочем напряжении (по ГОСТ 9984-85С)	$U_{и.гр}$, кВ	80	110	160	230	335	505	763
	$U_{50гр}$, кВ	95	130	185	265	390	585	885
	$H_{и.гр}$, см	66	90	130	190	275	415	625
При коммутационных перенапряжениях (по ГОСТ 1516.3-96) и отраслевому стандарту на напряжение 1150 кВ	$K_{к.и(а)}/U_{ф}$	2,8	2,8	2,8	2,5	2,1	1,9	1,6
	$K_{к.и(б)}/U_{ф}$	3,0	3,0	3,0	2,8	2,5	2,1	1,8
	$U_{и.к.и(а)}$, кВ	330	450	665	850	1050	1425	1800
	$U_{50 к.и(а)}$, кВ	360	490	720	920	1140	1550	1950
	$U_{и.к.и(б)}$, кВ	355	485	710	950	1230	1550	2100
	$U_{50 к.и(б)}$, кВ	385	525	770	1030	1335	1680	2280
	$H_{и.к.и(а)}$, см	68	92	150	210	290	485	750
	$H_{и.к.и(б)}$, см	73	100	165	245	370	560	1060
При грозовых перенапряжениях (по ГОСТ 1516.3-96) отраслевому стандарту на напряжение 1150 кВ	$K_{г.и(а)}/U_{ф}$	3,1	3,0	2,8	2,6	2,4	2,2	1,8
	$K_{г.и(б)}/U_{ф}$	3,2	3,4	3,35	2,9	2,6	2,4	2,1
	$U_{и.г.и(а)}$, кВ	440	580	795	1050	1425	1950	2425
	$U_{50 г.и(а)}$, кВ	455	600	825	1090	1485	2030	2525
	$U_{и.г.и(б)}$, кВ	450	650	950	1175	1550	2100	2900
	$U_{50 г.и(б)}$, кВ	470	675	990	1225	1615	2185	3020
	$H_{и.г.и(а)}$, см	85	112	154	204	277	380	472
	$H_{и.г.и(б)}$, см	88	126	185	230	302	410	565

Примечание: При защите оборудования 110, 150 и 220 кВ ОПН уровни ограничения грозовых перенапряжений принимались равными соответственно 3,1 и 3,0 и 2,8 $U_{ф}$.

Как отмечалось выше, надёжная работа оборудования должна обеспечиваться как в основном эксплуатационном режиме, так и при коммутационных и грозовых перенапряжениях, уровень ограничения которых задается комплексной системой защиты. Основными ее элементами являются магнитно-вентильные разрядники (МВР) и повсеместно приходящие им на смену ограничители перенапряжений (ОПН) с нелинейными нестареющими оксидно-цинковыми резисторами. Различие в технических характеристиках ОПН и МВР определило два уровня ограничения перенапряжений (соответственно а и б), отраженных в ГОСТ 1516.3-96. Этим нормативным документом регламентируются испытательные (выдерживаемые) напряжения при коммутационных ($U_{и.к.и}$) и грозовых ($U_{и.г.и}$) воздействиях, соответствующие 10%-ной вероятности пробоя изоляции. На практике для оценки габаритных размеров изоляции пользуются не выдерживаемыми, а 50%-ными разрядными напряжениями $U_{50имп}$, которые определяются с помощью формулы (3).

$$U_{50имп} = \frac{U_{и.имп}}{(1 - 1,3\sigma_{имп})}, \quad (3)$$

где $\sigma_{имп}$ – стандартное отклонение, принимаемое в расчётах для внешней (воздушной) изоляции 0,06 – при коммутационных импульсах и 0,03 – при грозовых воздействиях.

Испытательные напряжения, найденные с помощью формулы (3) $U_{50имп}$ при коммутационных и грозовых импульсах напряжения для двух уровней ограничения перенапряжений (а и б), нормируемые ГОСТ 1516.3-96 для классов напряжения до 750 кВ включительно и отраслевым стандартом для класса напряжения 1150 кВ ОСТ 16.0.800.991-82 приведены в табл. 1.

Следует отметить, что испытательные напряжения коммутационного импульса нормируются ГОСТ 1516.3-96 лишь для оборудования класса напряжения 330 кВ и выше, хотя ряд отечественных и зарубежных специалистов считает целесообразным распространить испытания коммутационным импульсом и для оборудования 220 кВ. С учётом сказанного, для изоляции оборудования 220 кВ в табл. 1 приведены испытательные и 50%-ные разрядные напряжения, принимая уровни ограничения коммутационных перенапряжений при использовании ОПН и МВР равными соответственно 2,8 и 3,0.

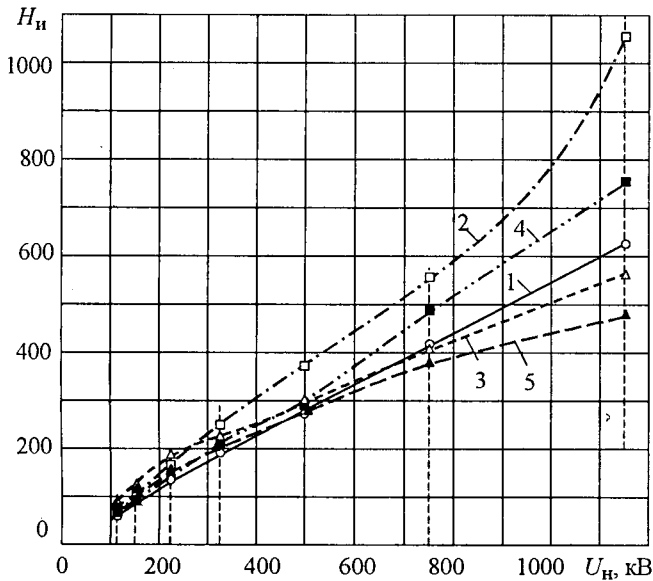


Рис. 1. Зависимости высоты изоляции относительно земли от класса напряжения оборудования:

1 – при рабочем напряжении в условиях загрязнения и увлажнения (естественный уровень изоляции); 2 – при ограничении коммутационных перенапряжений магнитно-вентильными разрядниками (уровень ограничения б); 3 – при ограничении грозовых перенапряжений магнитно-вентильными разрядниками (уровень ограничения б); 4 – при ограничении коммутационных перенапряжений ограничителями перенапряжений (уровень ограничения а); 5 – при ограничении грозовых перенапряжений ограничителями перенапряжений (уровень ограничения а)

По значениям 50%-ных разрядных напряжений для коммутационного импульса (табл. 1), используя метод критического коэффициента неоднородности электрического поля (МККНЭП) [1, 3, 4] применительно к изоляции относительно земли, установленной на заземлённом подножке высотой $h_{п} = 2,5$ м, были найдены габариты опорной изоляции оборудования $H_{и.к.и}$. Для оценки габаритов опорной изоляции при грозовых воздействиях использовалось найденное по экспериментальным данным [5] выражение

$$H_{и.г.и} = \frac{U_{50г.и}}{5,3}, \quad (4)$$

где $H_{и.г.и}$ – в сантиметрах; $U_{50г.и}$ – в киловольтах.

Определённые таким образом размеры внешней изоляции оборудования относительно земли при коммутационных и грозовых воздействиях представлены в табл. 1 и на рис. 1.

Анализ полученных данных свидетельствует, что при выборе габаритов изоляции относительно земли оборудования 110–220 кВ, защи-

щённого разрядниками, определяющим является грозовой импульс напряжения. Для оборудования 330 кВ и выше именно коммутационные перенапряжения играют решающую роль в определении высоты изоляции, причём чем выше класс напряжения оборудования, тем больше расхождение между высотой изоляции, определённой по естественному уровню ($H_{и.гр}$) и по коммутационным воздействиям ($H_{и.к.и(б)}$). Так, из приведённых в табл. 2 данных видно, что для оборудования СВН (330–750 кВ) отношение $H_{и.к.и(б)}/H_{и.гр}$ лежит в пределах 1,3–1,35, а для оборудования УВН (1150 кВ) резко возрастает – до 1,7.

Таблица 2

Класс напряжения, кВ	330	500	750	1150
$H_{и.к.и(б)}/H_{и.гр}$	1,3	1,35	1,35	1,7

Замена устаревших магнитно-вентильных разрядников на ОПН с более глубокими уровнями ограничения перенапряжений позволяет существенно улучшить ситуацию. В этом случае, как видно из данных табл. 1 и рис. 1, даже при существующей нормативной базе (уровень ограничения перенапряжений а по ГОСТ 1516.3-96) для оборудования класса напряжения 500 кВ и ниже практически обеспечивается условие $H_{и.к.и(а)}/H_{и.гр} \approx 1,0$. Таким образом, для создания оборудования класса напряжения 500 кВ и ниже с естественным уровнем изоляции уже давно подготовлен нормативный фундамент. Разработаны и широко используются у нас в стране и за рубежом нормативные документы с необходимыми характеристиками.

В табл. 3 приведены испытательные напряжения и уровни ограничения коммутационных перенапряжений для изоляции относительно земли нового поколения оборудования с естественным уровнем изоляции. Как видно из табл. 3, для оборудования 750 и 1150 кВ снижение отношения $H_{и.к.и(а)}/H_{и.гр}$ с 1,2 до 1,0 может быть обеспечено за счёт применения ОПН с уровнями ограничения коммутационных перенапряжений $K_{к.и}$, равными $1,8U_{ф}$ и $1,5U_{ф}$ соответственно.

При современном состоянии научно-технического прогресса вполне реально обеспечить приведенные в табл. 3 защитные уровни и, тем самым, реализовать идею создания нового поколения оборудования 110–750 кВ с естественным уровнем изоляции. Для второго поколения комплекса оборудования 1150 кВ с уровнем ог-

Таблица 3

Класс напряжения, кВ	110	150	220	330	500	750	1150
$U_{н.к.и.}$, кВ	320	440	595	800	1030	1305	1640
$K_{к.и.}/U_{ф}$	2,7	2,7	2,5	2,3	2,1	1,8	1,5

раничения коммутационных перенапряжений $K_{к.и.} = 1,6U_{ф}$ уже разработаны проекты Технических требований. Не вызывает сомнений и принципиальная возможность снизить $K_{к.и.}$ до $1,5 U_{ф}$ за счёт совершенствования характеристик ОПН, использования шунтирующих и управляемых шунтирующих реакторов, СТК, системы АСУ ТП, применения полимерных и фарфоровых изоляторов с улучшенными характеристиками.

Взяв за основу полученные данные по изоляции относительно земли применительно к оборудованию с естественным уровнем изоляции, можно оценить габариты межконтактной и продольной изоляции коммутационных аппаратов: разъединителей и выключателей. Оценку целесообразно проводить для аппаратов СВН и УВН, поскольку именно в этих случаях достигается наибольшая эффективность от реализации идеи глубокого ограничения перенапряжений. В соответствии с принятыми в отечественной практике принципами координации изоляции испытательные напряжения коммутационного импульса для межконтактной изоляции разъединителей

$$U_{н.раз} = 1,15U_{н.з.}, \quad (5)$$

а продольной изоляции выключателей

$$U_{н.выкл} = U_{н.з.} + \sqrt{2}U_{ф}, \quad (6)$$

где $U_{н.з.}$ – испытательное напряжение относительно земли.

Соответствующие значения 50%-ных разрядных напряжений $U_{50раз}$ и $U_{50выкл}$ находятся с использованием формулы (3).

По известным значениям $U_{50раз}$ и $U_{50выкл}$ с помощью МККНЭП, с учётом расположения продольной изоляции относительно земли, определялись соответствующие габаритные размеры изоляции межконтактной и продольной изоляции аппаратов: разъединителей $S_{раз}$ (табл.4) и выключателей $S_{выкл}$ (табл.5). Результаты выполненных расчётов представлены в табл.4 и 5.

Анализ данных табл.4 и 5 показывает, что при глубоком ограничении перенапряжений размеры межконтактной изоляции разъединителей СВН и УВН удаётся сократить в 1,2–1,4 раза, а продольной изоляции выключателей – в 1,2–1,7 раза.

В целом выполненные оценки позволяют заключить, что реализация идеи естественного уровня изоляции позволяет существенно (опорной изоляции – в 1,3–1,7 раза, межконтак-

Таблица 4

Класс напряжения, кВ	330	500	750	1150
$U_{н.раз}$, кВ	920	1185	1500	1900
$U_{50раз}$, кВ	1000	1285	1630	2060
$S_{раз}$, см	210	295	500	660
Размеры межконтактной изоляции существующих аппаратов, см	290 (РНД-330)	410 (РНДЗ-500)	600 (РНДЗ-750)	850 (РТЗ-1150)

Таблица 5

Класс напряжения, кВ	500	750	1150
$U_{н.выкл}$, кВ	1455	1950	2620
$U_{50выкл}$, кВ	1580	2110	2840
$S_{выкл}$, см	410 (2 камеры)	620 (2 камеры)	700 (4 камеры)
Размеры продольной изоляции существующих аппаратов, см	480 (ВНВ-500 – 4 камеры)	720 (ВНВ-750 – 6 камер)	1200 (ВНВ-1150 – 10 камер)

Примечание: при определении размеров продольной изоляции выключателей с двумя и более дугогасительными камерами значение $U_{50выкл}$ умножалось на коэффициент неравномерности распределения напряжения по камерам, равный 1,15.

тной изоляции разъединителей – в 1,2–1,4 раза, а продольной изоляции выключателей – в 1,2–1,7 раза) сократить габаритные размеры основных видов оборудования СВН и УВН. В результате новое поколение аппаратов 500, 750 и 1150 кВ будет характеризоваться габаритами, близкими к ныне реализованным образцам на классы напряжения 330, 500 и 750 кВ соответственно. Это даст возможность заметно облегчить и удешевить конструкции, улучшить их механические характеристики, что будет способствовать повышению надёжности подстанционного оборудования.

Следует также добавить, что глубокое ограничение коммутационных перенапряжений вплоть до $1,5U_{\phi}$ благотворно скажется не только на массогабаритных и стоимостных показателях дорогостоящего трансформаторного и реакторного оборудования, но и на увеличении его надёжности и срока службы.

Список литературы

1. Электрическая прочность внешней изоляции / Под ред. О.В.Волковой, А.Р.Корявина//Труды ВЭИ. М.: Знак, 2006.

2. ГОСТ 9984-85С. Изоляторы керамические опорные на напряжение свыше 1000 В. Общие технические требования.

3. Корявин А.Р. Минимальная электрическая прочность длинных воздушных промежутков с высоковольтным электродом различной формы // Электротехника. 1983. № 4. С. 23–26.

4. Корявин А.Р. Инженерные методы расчета электрической прочности изоляционных конструкций высокого напряжения // Электротехническая промышленность. Сер. Электрические аппараты и устройства высокого напряжения. М.: Информэлектро, 1989. Вып. 10. С. 45.

5. Электрические изоляторы. Под редакцией Н.С.Костюкова. М.: Энергоатомиздат, 1984.

Бортник Иван Михайлович – генеральный директор Фонда содействия развитию малых форм предприятий, принятых в научно-технической сфере, доктор техн. наук, профессор, академик АЭН РФ. Окончил МЭИ в 1963 г. Защитил докторскую диссертацию в 1981 г.

Волкова Ольга Владимировна – ведущий научный сотрудник ФГУП ВЭИ, канд. техн. наук. Окончила МЭИ в 1958 г. Защитила диссертацию в 1970 г.

Корявин Алексей Родионович – начальник сектора ФГУП ВЭИ, доктор техн. наук, академик АЭН РФ. Окончил МЭИ в 1971 г. Защитил докторскую диссертацию в 2001 г.

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

К расчёту индуктивности однозубцовой обмотки

КОЧЕРГИН В.В.

Предложена простая методика расчёта индуктивности рассеивания обмотки типа зуб-полюс многополюсных синхронных вентильных двигателей.

Ключевые слова: расчёт, индуктивность, однозубцовая обмотка, синхронные вентильные двигатели.

Двухслойные обмотки электрических машин переменного тока с дробным числом пазов на полюс и фазу ($q = Z/(2pt)$, где Z , $2p$, t – числа пазов, полюсов и фаз соответственно) и с укороченным шагом имеют пазы, в которых оба слоя принадлежат одной фазе. Так как в проводниках обоих слоёв ток одинаков, то поток пазового рассеивания будет такой же, как и в однослойной обмотке с вдвое большим, чем в слое, числом проводников [1]. В [1] с учётом взаимоиндукции слоёв выведена формула пазового рассеивания двух таких слоёв обмотки, совпадающая с формулой пазового рассеивания однослойной обмотки. Этот результат приводит при принятом в [1] допущении (магнитное со-

It is propose the simple method of the stray inductance calculation for a brushless DC motor tooth-pole winding.

Key words: calculation, inductance, tooth-pole winding, synchronous DC motor.

противление стали потока рассеивания ничтожно мало) к лаконичной формуле пазового рассеивания фазной обмотки:

$$\lambda_{п.ф} = n_1\lambda_1 + n_2\lambda_2 + 4n_3\lambda_{12}, \quad (1)$$

где λ_1 , λ_2 , λ_{12} – значения относительного пазового рассеивания слоёв обмотки в основании паза, в вершине паза и двух слоёв одной фазы в пазу соответственно; n_1 , n_2 , n_3 – соответствующие им числа пазов на фазу.

Коэффициент 4 учитывает, что число проводников в пазах n_3 вдвое больше, чем в слое, а индуктивность пропорциональна числу проводников в квадрате, при этом пазовая составляющая индуктивности фазной обмотки

$Z/2p$	$q = Z/(2pm)$	Схема намотки фазы по пазам («+», «-» – направления намотки)	Коэффициент укорочения $K_y = \sin \pi p/Z$	Коэффициент распределения $K_p = 0,5/(q \sin 30^\circ/q^*)$
15/14 (30/28,60/56)	5/14	+1-2+3-4+5	0,995	0,957
15/16 (30/32,60/64)	5/16	+1-2+3-4+5	0,994	0,957
18/16 (36/32,72/64)	3/8	+1-2+3+10-11+12	0,950	0,960
27/24(54/48)	3/8	+1-2+3+10-11+12+19-20+21	0,985	0,960
24/16 (48/32)	1/2	+1+4+7+10+13+16+19+22	0,866	1,000

* При дробном q в формулу подставляют значение числителя.

$$L_{п.ф} = \mu_0 w_s^2 l_c \lambda_{п.ф}, \quad (2)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость воздуха; l_c – толщина пакета статора; w_s – число витков в секции (проводников в слое).

Электромагнитная постоянная времени СВД в той или иной мере оказывает влияние на их статические и динамические характеристики [2, 3]. Это влияние в большей степени проявляется в СВД с однозубцовой обмоткой (ОЗО), где составляющая, определяемая пазовым рассеиванием, является преобладающей (90–95% суммарной) и, кроме того, относительно велика. Это обусловлено, в частности, тем, что СВД с ОЗО на практике стремятся выполнять с числом зубцов статора, как можно более близким к числу полюсов ротора, чтобы получить максимально возможное значение обмоточного коэффициента и соответственно больше вращающий момент при прочих равных условиях [4]. Но такие двигатели имеют цепочки пазов, в которых оба слоя обмотки принадлежат одной фазе, что из-за взаимоиндукции слоев приводит к существенному увеличению индуктивности и постоянной времени фазной обмотки. Так, высокомоментные двигатели этого типа серии SRM (ООО "Рухсервомотор, республика Беларусь, info@ruchservomotor.com) со шкалой пусковых моментов 45–40000 Н·м имеют постоянные времени фазной обмотки 5–12,5 мс. Эти двигатели рекламируются, в частности, как привод прямого действия, но большая электромагнитная постоянная времени ограничивает их динамические возможности.

Число смежных пазов, в которых оба слоя принадлежат одной фазе, зависит от выбора сочетаний зубцов и полюсов. В таблице приве-

дены четыре сочетания ОЗО, распространённые на практике, и одно ($q = 1/2$), в котором нет пазов, оба слоя которых принадлежали бы одной фазе. Обмоточный коэффициент $K_{об} = K_y K_p$ здесь, по сравнению с другими вариантами, ниже на 7–9%, но и электромагнитная постоянная времени при прочих равных условиях будет существенно ниже, что открывает на практике возможность выбора рационального варианта.

Пример. Рассчитаем индуктивность и постоянную времени фазной обмотки СВД для варианта $Z/2p = 54/48$ (таблица), реализованного на практике (рисунок). Данные СВД: число зубцов $Z=54$; число полюсов $2p=48$; число фаз $m=3$; число витков секции $w_s = 14$; сопротивление фазной обмотки $R_a = 0,6$ Ом; 1,2,3 ... 9,10... 54 – номера пазов (зубцов) статора. Размеры паза (в миллиметрах): $b_1 = 7,6$; $b_2 = 6$; $b_3 = 5,3$; $b_4 = 3,2$; $h_1 = 10,5$; $h_2 = 9$; $h_3 = h_4 = 1$; $h_{п} = 19$.

На рисунке приведены:

a – по одной группе укладки обмотки фаз *A*, *B* и *C*;

б – сечение паза с размерами, необходимыми для расчёта;

в – сечение фрагмента статора с укладкой одной группы фазы *A*.

Группа включает в себя четыре паза: 1,2,3,4 – фазы *A*; 4,5,6,7 – фазы *B* и 7,8,9,10 – фазы *C*. В целом фазная обмотка состоит из 6 соединённых последовательно групп. В крайних пазах группы, например, фазы *A* – 1 и 4 уложено по одному слою ($n_1 = n_2 = 6$), а в пазах 2 и 3, в каждом два слоя, оба принадлежащих фазе *A* ($n_3 = 2 \cdot 6 = 12$).

Относительные магнитные проводимости определяются по формулам [1]:

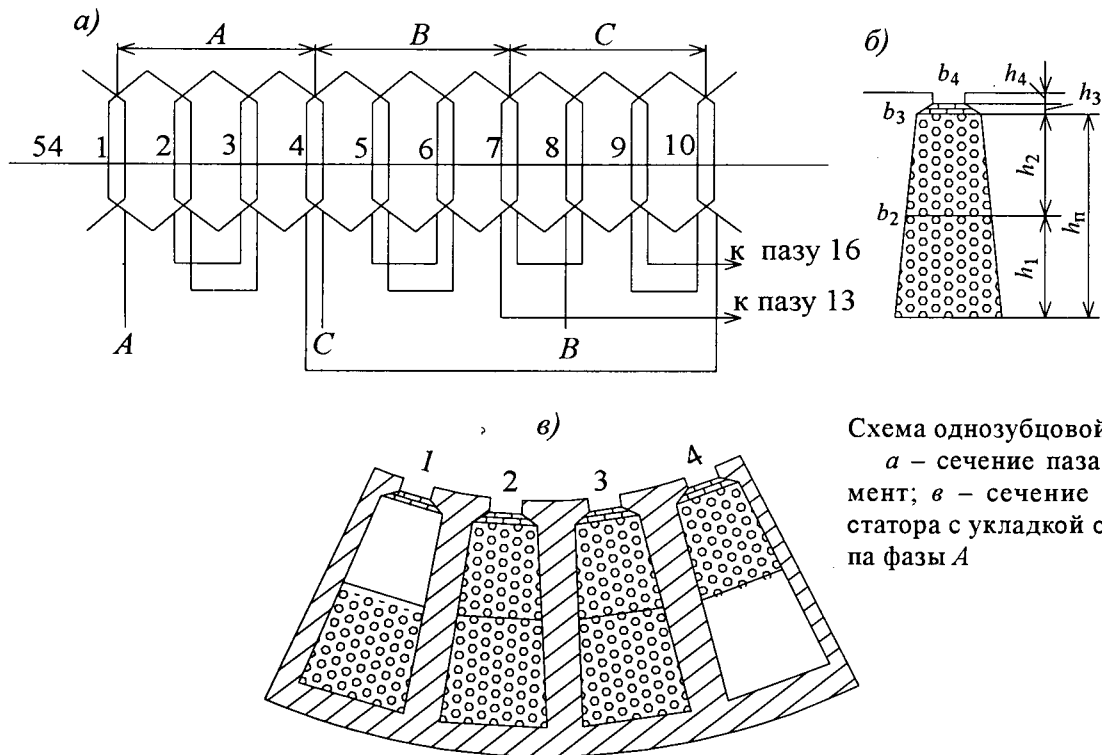


Схема однозубцовой обмотки
 а – сечение паза; б – фрагмент;
 в – сечение фрагмента статора с укладкой одной группы фазы А

– шлица и клина

$$\lambda_0 = h_4/b_4 + 2h_3/(b_3 + b_4) = 1/3,2 + 2 \cdot 1/(5,3 + 3,2) = 0,55;$$

– слоя обмотки в вершине паза

$$\lambda_1 = \lambda_0 + 2h_2/3(b_2 + b_3) = 0,55 + 0,62 = 1,17;$$

– слоя обмотки в основании паза

$$\lambda_2 = \lambda_{ш} + 2h_2/3(b_2 + b_3) + 2h_1/3(b_1 + b_2) =$$

$$= 0,55 + 2 \cdot 10,5/(6 + 5,3) + 2 \cdot 9/3(7,6 + 6) = 2,85;$$

– двух слоёв

$$\lambda_{12} = \lambda_0 + 2h_{п}/3(b_2 + b_3) = 0,55 + 2 \cdot 19,5/3(7,6 + 5,3) = 1,55.$$

По (1) относительное пазовое рассеивание

$$\lambda_{п.ф} = n_1\lambda_1 + n_2\lambda_2 + 4n_3\lambda_{12} = 6 \cdot 1,17 + 6 \cdot 2,85 +$$

$$+ 4 \cdot 12 \cdot 1,55 = 30,66.$$

Отметим, что доля последнего слагаемого здесь в суммарном пазовом рассеивании 75%.

По (2) индуктивность пазовой составляющей фазной обмотки

$$L_{п.ф} = \mu_0 w_s^2 I_c \lambda_{п.ф} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 14^2 \cdot 0,09 \cdot 30,66 =$$

$$= 0,0033 \text{ Гн.}$$

Так как в СВД с постоянными магнитами воздушный зазор большой и, кроме того, магнитная проницаемость постоянных магнитов близка или даже больше магнитной проницаемости воздуха, то составляющая рассеивания

обмотки через коронки зубьев мала и на практике может не учитываться. Это подтверждают измерения индуктивности и электромагнитной постоянной времени СВД с вынутым ротором: наличие или отсутствие ротора, как и его поворот, практически не влияют на результат измерения. Поскольку и лобовое рассеивание из-за коротких "лбов" ОЗО мало, то индуктивность фазной обмотки $L_a \approx L_{п.ф}$, откуда электромагнитная постоянная времени фазной обмотки

$$T_a \approx L_{п.ф}/R_a = 3,3 \cdot 10^{-3}/0,6 = 5,5 \cdot 10^{-3} \text{ с,}$$

что соответствует результатам измерений.

Список литературы

1. М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский. Электрические машины. Ч. II. М.: Энергия, 1965.
2. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Наука, 1979.
3. Кочергин В.В. Коррекция механической характеристики синхронного вентильного двигателя//Электротехника. 2007. № 6. С.61–63.
4. Шевченко А.Ф. Электромеханические преобразователи энергии с модулированным магнитным потоком. Автореф. дис.... доктора техн. наук. Новосибирск. 1999.

Кочергин Владислав Витальевич – старший научный сотрудник ФГУП "ВНИИМЭМ", канд. техн. наук. Окончил Ленинградский политехнический институт им. М.И. Калинина в 1960 г. по специальности "Электрические машины и аппараты". Защитил диссертацию в 1972 г. в Московском авиационном институте им. Серго Орджоникидзе по теме "Вопросы проектирования и экспериментального исследования следящих систем с электромагнитными муфтами".

Организационный комитет извещает Вас о том, что в июне 2007 г. при поддержке ОАО "Холдинговая компания Элинар" в издательстве "Энергоатомиздат" вышла в свет книга В.М. Пака и С.Г. Трубачёва "Новые материалы и системы изоляции высоковольтных электрических машин", под редакцией главного специалиста компании "Элинар", доктора технических наук В.М. Пака.

Книга состоит из четырёх частей, в которых освещены следующие актуальные проблемы изоляции высоковольтных электрических машин:

- исследование и свойства современных материалов, применяемых в терморезистивной изоляции;
- свойства предварительно пропитанных и непропитанных слюдяных лент нового поколения, разработанных и внедрённых в ОАО "Холдинговая компания Элинар";
- основы технологии изготовления изоляции термомпрессованием с применением предварительно пропитанных лент;
- основы технологии изготовления изоляции вакуум-нагнетательной пропиткой с применением непропитанных лент;
- исследование электрофизических, физико-механических и термомеханических свойств изоляций, изготовленных по разным технологиям;
- методы противокоронной защиты обмоток.

В книге изложено современное состояние в области создания новых электроизоляционных материалов и систем высоковольтной изоляции на основе обширного экспериментального материала, полученного с участием авторов книги, а также производственного опыта, накопленного ими за многие годы работы в области изоляции электрических машин.

Книга предназначена для инженерно-технических работников электромашиностроительных предприятий, занимающихся разработкой и производством систем изоляции высоковольтных электрических машин, также научных работников, преподавателей и студентов вузов.

Объём книги – 416 страниц, тираж 1000 экземпляров. Цена 1 экз. – 792 руб.

По вопросу приобретения данного издания предлагаем Вам обращаться в издательство "Энергоатомиздат".

Телефон (495) 624-22-28
Факс (495) 625-98-03
E-mail: atompublish@mail.ru или vesti46@mail.ru

Оргкомитет

Лев Николаевич Макаров

22 сентября 2008 г. исполняется 70 лет со дня рождения доктора технических наук, члена-корреспондента РАЭН, лауреата Премии Правительства России, Почетного машиностроителя РФ, Генерального конструктора Концерна ООО "РУСЭЛПРОМ", генерального директора ОАО "НИПТИЭМ" Льва Николаевича Макарова.

Свою трудовую деятельность Л.Н. Макаров начал в 1961 г. на Ярославском электромашиностроительном заводе и за 40 лет научно-технической деятельности на этом предприятии прошёл путь от инженера-конструктора до заместителя директора завода по науке – начальника научно-инженерного центра. Начало его работы на заводе совпало с освоением новой единой серии асинхронных двигателей А2 и АО2. Его разработки позволили успешно освоить эту серию на Ярославском электромашиностроительном заводе с годовой экономией обмоточных проводов до 1500 т и электротехнической стали до 5000 т. Участь в заочной аспирантуре, он проводил исследования коммутации низковольтных многоамперных генераторов постоянного тока с разомкнутой обмоткой якоря. Результатом кандидатской диссертации, которую он защитил в 1972 г., было освоение заводом электрических машин постоянного тока на нагрузку до 20000 А. При его непосредственном участии были разработаны и освоены специальные машины постоянного тока для морского и воздушного транспорта. В 70-х годах в СССР началось интенсивное строительство домов повышенной этажности, поэтому разработанные Л.Н. Макаровым асинхронные двигатели для приводов лифтов нашли широкое применение. Созданием безредукторных скоростных приводов лифтов он занимается и в настоящее время, впервые применив для этой цели асинхронные двигатели.

Особое место в научно-технической и организационной деятельности Льва Николаевича занимают работы в области создания и внедрения массовых серий низковольтных асинхронных двигателей. Он участвовал в разработке и освоении асинхронных двигателей серий 4А, 4АМ и АИР. Под его руководством при внедрении массовых серий на заводе проводилось техническое перевооружение с освоением новых технологических процессов: внедрены в производство автоматические линии по обработке станин, роторов, механизирована



обмотка статоров, штамповка на высокоскоростных прессах, полностью реконструирован литейный цех по получению отливок на автоматических линиях. Эти работы выполнены на высоком техническом уровне, новизна которых защищена патентами.

После распада СССР им была решена задача по освоению новой конкурентоспособной серии асинхронных двигателей габаритов от 71 до 355 мм на предприятии, ранее ориентированном на производство асинхронных двигателей только одной высоты. Внедрены: фигурный раскрой электротехнической стали, позволивший получить экономию последней до 12%; конструкция станин, получаемых методом экструзии из алюминиевых сплавов. Новая серия асинхронных двигателей, разработанная под руководством Л.Н. Макарова и успешно освоенная на Ярославском электромашиностроительном заводе, по своим технико-экономическим параметрам соответствовала лучшим зарубежным аналогам и позволила предприятию до 30% этих электрических машин поставлять на экспорт. Творческий коллектив завода, в том числе и Л.Н. Макаров, за разработку и освоение этой серии был в 1997 г. удостоен Премии Правительства РФ в области науки и техники. В 2006 г. он успешно защитил диссертацию на соискание учёной степени доктора технических наук (в форме научного доклада) по теме "Разработка и освоение высокоэффективной конкурентос-

пособной серии асинхронных машин" и в этом же году перешел работать в Концерн ООО "РУСЭЛПРОМ" на должность генерального конструктора РУСЭЛПРОМа, генерального директора ОАО "НИПТИЭМ". Л.Н. Макаров успешно продолжает создавать на предприятиях Концерна конкурентоспособные энергосберегающие серии асинхронных двигателей мощностью от 1,1 до 800 кВт, позволяющие достичь высоких показателей и сохранить приоритетность российских электродвигателей на мировом рынке.

Он также занимается внедрением на предприятиях Концерна ООО "РУСЭЛПРОМ" прогрессивных технологических процессов с использованием современного производственного оборудования для обеспечения производства современных изделий, соответствующих самым прогрессивным стандартам и обеспечивающих повышение производительности труда. В ОАО "НИПТИЭМ" (который входит в состав Концерна ООО "РУСЭЛПРОМ") завернуты работы по созданию электродвигателей, регулируемых по частоте вращения приводов, для кранов, рольгангов, станков, лифтов, электрической трансмиссии безредукторных самосвалов, высокоэнергетических тракторов и автобусов. Для оптимизации параметров этих электрических машин Л.Н. Макаров занимается совершенствованием методики расчёта и проектированием низковольтных электродвигателей, предназначенных для работы в системе регулируемого привода в широком диапазоне изменения частот вращения мощностью до 500 кВт; созданием специальных испытательных стендов, позволяющих проводить исследования электрических машин в системе регулируемого привода любой сложности.

Разработки (лифтовые и взрывозащищенные электродвигатели, безредукторные приводы и др.), выполненные под руководством и при непосредственном участии Льва Николаевича неоднократно награждались медалями и дипломами российских и зарубежных выставок.

Л.Н. Макаров автор более 100 научных работ, монографии, 11 авторских свидетельств и 25 патентов России. Большинство научных разработок нашло применение в изделиях, выпускаемых Ярославским электромашиностроительным заводом.

Талантливый учёный и организатор, он находится в расцвете своих творческих сил, пользуется заслуженным уважением и авторитетом среди электротехников России.

Редакция и редакционная коллегия журнала "Электротехника", коллеги поздравляют Льва Николаевича с юбилеем и желают ему здоровья и дальнейших творческих успехов.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Вышла из печати монография Онищенко Г.Б. и Лазарева Г.Б. "Развитие энергетики России"

В книге, состоящей из девяти глав, дан анализ состояния энергетики России. Отмечено, что в связи с быстроизменяющимися экономическими и экологическими условиями, а также ускоренным развитием новых энергоэффективных технологий долгосрочные программы быстро устаревают и нуждаются в замене или корректировке.

В монографии анализируются основные направления инновационно-технологического развития энергетики России. При этом по ряду рассматриваемых вопросов авторы излагают своё видение проблемы.

Рассмотрено состояние развития газовой, нефтяной, угольной и электроэнергетической отраслей. Авторы подробно анализируют состояние энергосбережения, являющегося важным самостоятельным источником энергоснабжения страны, и обосновывают необходимость системного подхода, получившего название "интегрированное планирование энергоресурсов" и широко применяющегося в США и на Западе.

В книге освещены вопросы развития "малой" энергетики на основе возобновляемых источников энергии (ветровой, солнечной, геотермальной, приливов и т.д.), рассмотрено новое перспективное направление – водородная технология для энергетики.

Анализируя развитие технического уровня электрооборудования, авторы затронули актуальные вопросы создания электрооборудования на основе явления сверхпроводимости.

Материал изложен в доступной форме, понятной и не специалистам в области энергетики. Книга адресована широкому кругу читателей, в том числе работникам государственных учреждений федерального и регионального уровня, персоналу энергообъединений и энергетических служб предприятий, а также преподавателям и студентам вузов энергетических и электротехнических предприятий.

Подробная информация о заказе:

e-mail: earu@mail.ru

тел/факс (495) 682-84-18