

Электротехника

1

1993

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В. Д.**

АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., БУЛАТОВ О. Г., КОВАЛЕВ Ф. И., КОЗЛОВ В. Б., КОПЫЛОВ И. П.,
КОРОТКОВ Г. С., КУБАРЕВ Л. П., ЛУРЬЕ А. И., ОБОЛЕНСКИЙ Н. А., ОРЛОВ Е. Г.,
ПЕШКОВ И. Б., ПОДАРУЕВ А. И., ПОЗДЕЕВ А. Д., ПОПОВ А. Н., ПОПОВ В. В.,
ПРЕСНОВ Ю. Л., РУСАКОВ В. Г. (зам. главного редактора), СУВОРОВ Н. И., ТРУБАЧЕВ С. Г.,
ЮНЬКОВ М. Г.

Редактор отдела **Кунавина О. В.**

Адрес редакции: 123242, Москва, Д-242, Зоологическая ул., 11, комн. 212
Телефон 254-11-52



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
ДЕПАРТАМЕНТА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ
ПРОМЫШЛЕННОСТИ МИНИСТЕРСТВА
ПРОМЫШЛЕННОСТИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 1 ЯНВАРЬ 1993

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Глазенко А. В., Данилевич Я. Б., Карымов А. А. Численное моделирование контактного взаимодействия элементов конструкции электрических машин
2
- Куракин А. С., Чернигин А. С. Реактивные сопротивления рассеяния двухобмоточных редукторных электродвигателей
6
- Лютый А. В. Пути повышения эффективности вентильных электродвигателей, применяемых в звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуре
11
- Миных В. И. Цепнополевой метод решения задачи вихревых токов в обмотке якоря машины постоянного тока
15

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Иванов Г. М., Новиков В. И. Крутильные колебания в электромеханических системах, содержащих асинхронные машины с фазным ротором
23
- Никольский А. А. Новые высокоточные электроприводы с пьезокомпенсаторами для станков, механизмов и приборов
27
- Попов Б. Н. Микропроцессорное управление синхронными трехфазными двигателями
32

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Вага Н. А. Проектирование изоляции концевых муфт кабелей высокого напряжения с пластмассовой изоляцией
38
- Андреев В. А., Андрианов А. А., Емельянов А. Н., Сиднев С. А. Измерение параметров взаимного влияния между цепями ленточных проводов
41

Грязнов Н. С., Губкин И. Н., Железняков В. Д., Клиневский М. Г., Сурков А. Н., Трифонов С. Н., Черных С. М. Влияние технологических факторов на динамические потери в сверхпроводящих магнитах УНК
43

Кузнецов Б. И., Чаусов А. А. Синтез двухканальной системы оптимального регулирования натяжения обмоточных лент кабелей
49

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Рудицкий Р. Ш. Симметрирование режима работы силовых трансформаторов ШИМ-инверторов с синусоидальным выходным напряжением
54
- Абакумов П. Н., Баранов С. А. Фильтр-стабилизатор переменного напряжения для питания персонального компьютера
57

НИЗКОВОЛЬТНАЯ АППАРАТУРА

- Надеждин И. П. Автоматизация конструкторского проектирования в комплексной САПР низковольтных комплектных устройств управления
61
- Цыгулев Н. И. Численный расчет переходных процессов в электрических цепях с нелинейными конденсаторами
64

МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

- Горюнов В. Н., Серкова Л. Е., Тиль В. Э., Тищенко О. А. Выбор рационального направления намагниченности постоянных магнитов-модулей и составных магнитов в устройствах электромеханики
65

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

- Мишин Д. Д., Куликов Ф. С., Собко С. Н. Синхронная машина на основе магнитов из сплава неодим-железо - бор
70

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

УДК 621.313.001.2

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТАКТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

А. В. ГЛАЗЕНКО, канд. техн. наук, Я. Б. ДАНИЛЕВИЧ,
чл.-кор. РАН, А. А. КАРЫМОВ, канд. техн. наук

В процессе расчета конструкций электрических машин на прочность часто возникает необходимость в определении напряженно-деформированного состояния узлов, имеющих области соприкосновения (контакта). Общий случай сопряжения деталей определяет следующие основные условия контактного взаимодействия:

в зоне соприкосновения действуют нормальные и касательные, обусловленные трением, составляющие касательных усилий;

на некоторых участках поверхности сопряжения возможна потеря контакта, на других — нарушение скрепления и проскальзывание;

уровень и концентрация контактных напряжений, как правило, достаточно велики, что способствует возникновению пластических деформаций.

Учет перечисленных факторов связан со значительными математическими трудностями, вследствие чего решения в замкнутом виде задач о контакте твердых тел относятся к случаям с простыми геометрическими схемами и условиями нагружения [1–3]. Использование численных методов, в частности, метода конечных элементов (МКЭ), позволило максимально приблизить расчетную модель к реальному объекту и тем самым значительно расширить класс решаемых контактных задач [4–7].

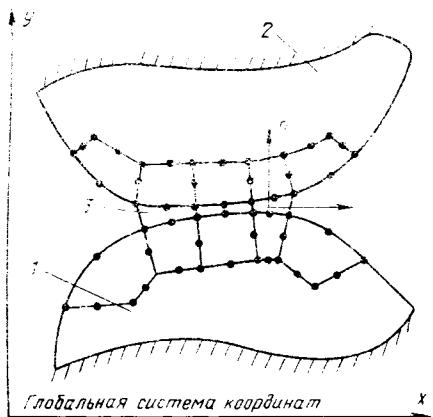


Рис. 1. Взаимодействие тел через контактный слой:
1 – тело 1; 2 – тело 2; 3 – контактный слой; (τ, n) – локальная система координат для контактных элементов

Статья посвящена развитию настоящего направления и основана на исследовании контактного взаимодействия с помощью специальных контактных элементов, обладающих свойствами псевдосреды.

Основную идею предлагаемого алгоритма поясним на примере сопряжения двух упругих тел Ω_m ($m = 1, 2$), дискретизованных посредством МКЭ. Между взаимодействующими телами в зоне предполагаемого контакта вводится контактный слой толщиной в один элемент, как показано на рис. 1. Свойства материала контактных элементов принимаются анизотропными и связываются с локальной системой координат (τ, n) , одна ось которой совпадает с нормалью, а другая τ – с касательной к границе сопряжения. Предполагается, что характеристики контактного слоя полностью определяются модулем упругости E_n в направлении нормали и модулем сдвига G в плоскости (τ, n) . Остальные упругие параметры (E_τ , коэффициенты Пуассона) считаются малыми или равными нулю. Геометрия и свойства слоя задаются в соответствии с реальными условиями сопряжения тел. Дополнительно для контактных элементов задаются величины σ_0 и σ_c , определяющие предельные значения напряжений отрыва и скола, при превышении которых происходит нарушение контакта или возможно взаимное проскальзывание, если касательные напряжения σ_{tn} больше силы трения.

Такая модель в большинстве случаев является достаточно полной и позволяет исследовать различные условия контактирования, в том числе наличие прокладок, шероховатость поверхностей, начальные натяги (зазоры) и т. д. При необходимости рассмотрения сопряжения идеальных тел толщина слоя принимается достаточно малой и должна быть на порядок меньше размеров контактных элементов, граничащих с контактной поверхностью, а его упругие характеристики – на несколько порядков выше, чем у контактирующих тел. В частном случае идеального контакта без трения модуль сдвига G следует положить равным нулю, при этом взаимодействие между телами будет иметь место лишь в направлении нормали.

Наложим на систему тел в зоне сопряжения дополнительные связи, отражающие специфику контактного взаимодействия, и выразим их через напряжения в контактном слое:

$$\sigma_n < \sigma_0; \quad (1)$$

$$|\sigma_{tn}| \leq K_{tr} |\sigma_n| \text{ при } |\sigma_{tn}| \geq \sigma_c. \quad (2)$$

Здесь K_{tr} – коэффициент трения между телами. Невыполнение первого условия соответствует рассоединению контактирующих поверхностей и образованию зон отрыва. Второе условие выражает закон трения Кулона. Нарушение неравенства (2)

вызывает проскальзывание взаимодействующих тел. В этом случае в (2) имеет место равенство, т. е. касательное усилие равно силе трения.

С учетом введенных ограничений вся система может рассматриваться как одно тело, определение напряженно-деформированного состояния которого представляет собой обычную упругую задачу. Усилия контактного взаимодействия при этом переходят в разряд внутренних сил, и уравнения равновесия в перемещениях можно записать в традиционной форме:

$$[K]\{U\} = \{F\}, \quad (3)$$

где K – матрица жесткости системы тел; U – вектор перемещений их узлов; $F = F_p + F_v + F_{\varepsilon_0}$ – вектор внешних усилий; F_p и F_v – векторы приведенных к узлам поверхностных и объемных сил; F_{ε_0} – узловая нагрузка, эквивалентная начальным деформациям ε_0 , которые могут быть следствием температурного расширения исходных натягов зазоров.

Контактные связи в общем случае неизвестны и подлежат определению. С этой целью может быть использована следующая итерационная процедура, основанная на корректировке упругих свойств контактных элементов $\epsilon^{(K)}$ ($K = 1, 2, \dots, N$).

1. Принять за нулевое приближение поверхности контакта максимально возможную поверхность предполагаемого контакта и наличие сцепления на ней.

2. Решить систему уравнений (3) относительно узловых перемещений.

3. Для контактных элементов вычислить векторы напряжений в локальной системе координат (τ, n)

$$\{\sigma^{(K)}\} = \{\sigma_{\tau}^{(K)}, \sigma_n^{(K)}, \sigma_{\tau n}^{(K)}\}^T = [D^{(K)}](\{\varepsilon^{(K)}\} - \{\varepsilon_0^{(K)}\}) = [D^{(K)}]([T^{(K)}]^T [B^{(K)}] \times \{U^{(K)}\} - \{\varepsilon_0^{(K)}\}).$$

Введенные здесь обозначения соответствуют общепринятым.

4. Если условия (1) и (2) выполнены для всех контактных элементов, прекратить вычисления.

5. Если $\sigma_n^{(K)} \geq \sigma_0$, принять рассоединение тел в пределах данного элемента и на последующем шаге при определении матрицы жесткости $K^{(K)}$ его упругие параметры E_n и G полагаются нулевыми. В противном случае сохранить контакт на этом участке границы.

6. Если задано условие абсолютного проскаль-

зываания ($G^{(K)}$) = 0, перейти к пункту 10.

7. Проверить условия скола

$$\sigma_{\tau n} \geq \sigma_c \quad (4)$$

и проскальзывания

$$K_{\text{тр}}|\sigma_n^{(K)}| < |\sigma_{\tau n}^{(K)}|. \quad (5)$$

8. При несоблюдении неравенства (4), что означает сохранение сцепления, перейти к пункту 10.

9. В случае выполнения условий (4), (5) принять возможность взаимного смещения поверхностей вдоль контактного слоя. На следующей итерации положить $G^{(K)} = 0$ и включить в вектор

нагрузки F силы трения, приложенные по сторонам контактного элемента и противодействующие проскальзыванию

$$f_{\text{тр}} = -K_{\text{тр}}|\sigma_n^{(K)}| \operatorname{sign} \varepsilon_{\tau n}^{(K)}.$$

10. Перейти к пункту 2.

Данный процесс продолжается до тех пор, пока в состоянии контактных элементов не прекратятся изменения. После этого проводится дополнительная итерация, которая имеет окончательное значение силы трения. Необходимо отметить, что области контакта-отрыва и проскальзывания определяются с точностью до размера контактного элемента. Поэтому целесообразным является проведение уточняющих расчетов со сгущением сетки на границах зон взаимодействия тел.

Предложенная вычислительная схема обобщается и на случай упругопластического состояния сопрягаемых тел при использовании деформационной теории [8]. Для этого дополнительно для каждого контактного элемента проверяется условие пластичности и в случае его выполнения вычисляется вектор пластических деформаций $\vec{\varepsilon}_p$, учитываемый на последующей итерации в составляющей \vec{F}_{ε_0} внешней нагрузки. Существенным преимуществом такого подхода является возможность одновременной корректировки контактных и пластических параметров в рамках единого алгоритма.

Для моделирования контактного взаимодействия, возникающего вследствие натяга, может быть использован метод фиктивных начальных дефор-

маций [7]. Пусть Z – вектор дополнительных узловых перемещений, компоненты которого, отвечающие узлам контактной поверхности одного из сопрягаемых тел (например, Ω_1) равны соответствующим компонентам натяга, а остальные –

нулю. Вектору Z соответствует поле перемещений, изменяющееся по закону определяемому видом

функции формы в элементах, прилегающих к контактной границе тела Ω_1 , и равное нулю в остальной части области. Полю перемещений отвечает поле фиктивных деформаций $\{\vec{\varepsilon}_0\} = [B]\{Z\}$, которое при вычислении вектора внешней нагрузки \vec{F} включается в составляющую \vec{F}_{ε_0} .

На основе описанной численной процедуры во ВНИИэлектромаш разработана программная система "КОНТАКТ" конечноэлементного анализа контактного взаимодействия двумерных и осесимметричных упругих тел в условиях силового и температурного нагружения. Пакет реализован на алгоритмическом языке Фортран и использует изопараметрическую технику квадратичных четы-

рехугольных конечных элементов (тип контактного элемента — четырехугольный шестиузловой). Информация о дискретной модели, граничных условиях и внешних усилиях формируется автоматически, исходя из концепции макроэлементов [8]. Свойства материалов, образующих расчетную область, принимаются различными, анизотропными и зависящими от температуры. Оси анизотропии могут быть связаны как с глобальной, так и с локальной системой координат, положение которой определяется геометрией сопрягаемых тел. В последнем случае осуществляется преобразование матрицы упругости конечного элемента к глобальной системе.

Эффективность системы "КОНТАКТ" подтверждается решением с ее помощью ряда задач. В частности, рассматривалось идеальное соедине-

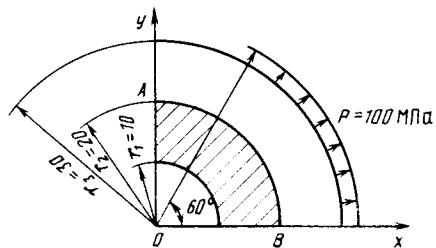


Рис. 2. Расчетная схема контактного взаимодействия цилиндров под действием поверхностной нагрузки

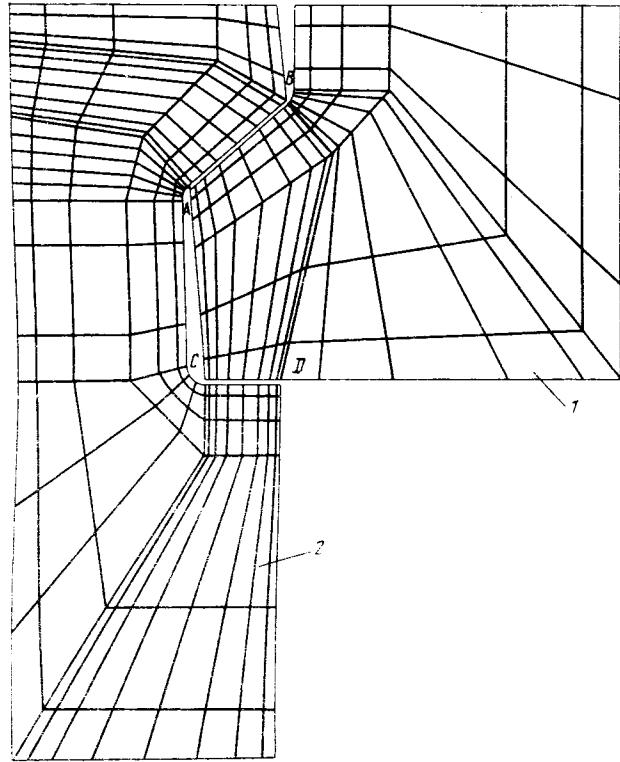


Рис. 3. Дискретизация узла "паз-клип" для генератора мощностью 200 МВт;
1 – клин; 2 – зубец; AB и CD – площадки исходного контакта

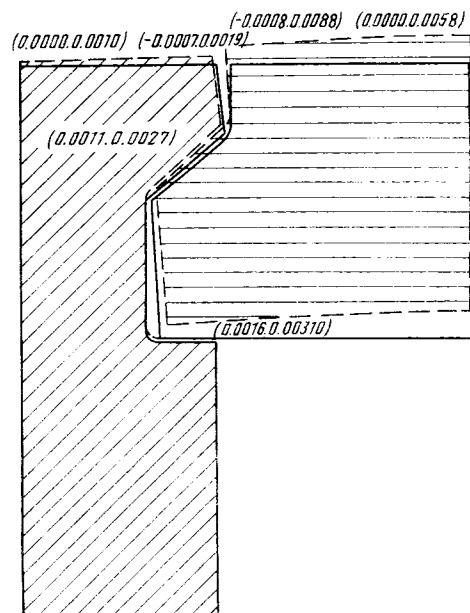


Рис. 4. Контактное взаимодействие деталей узла "паз-клип" для случая $\delta = 0$

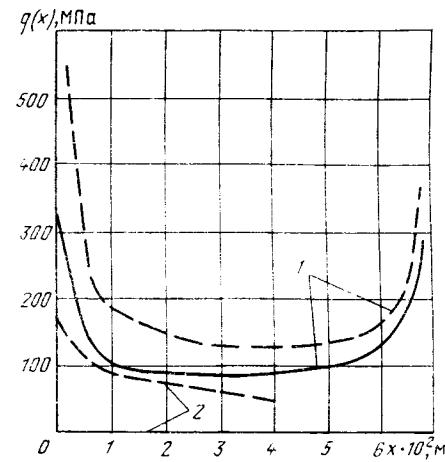


Рис. 5. Распределение контактного давления:
1 – грань AB; 2 – грань CD; сплошная линия – $\delta = 0$; прерывистая линия – $\delta = 0,6 \cdot 10^{-4}$ м

Параметры контактного взаимодействия цилиндров под действием поверхностной нагрузки

Угловая координата, град	Состояние	Настоящая методика		Метод сил [8]	
		Давление, МПа	Зазор 10^{-4} , м	Давление, МПа	Зазор 10^{-4} , м
5	Отрыв	0	0,7556	0	0,7529
		0	0,7029	0	-0,7008
		0	0,6030	0	0,6022
		0	0,4671	0	0,4678
		0	0,3109	0	0,3132
		0	0,1561	0	0,1597
		0	0,0338	0	0,0391
		-55	0	-365	0
75	Контакт	-876	0	-841	0
		-1245	0	-1262	0
		-1513	0	-1495	0
		-1603	0	-1645	0

ние двух цилиндров (рис. 2) из одного материала, посаженных без натяга. На части наружной поверхности ($0 \leq \alpha \leq 60^\circ$) внешнего цилиндра действует растягивающая радиальная нагрузка $P = 100$ МПа. Для случая девяти элементов в зоне исходного контакта AB в таблице сопоставлены результаты расчета по настоящей методике и полученные методом сил [8]. Сходимость процесса по определению контактных граничных условий достигнута за два шага.

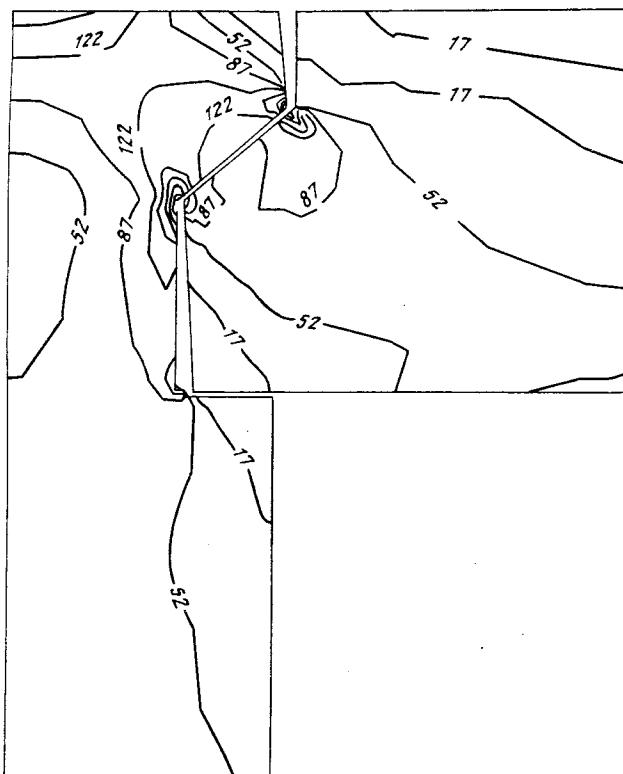


Рис. 6. Изолинии интенсивности напряжения (в мегапаскалях) при $\delta = 0$

2 Электротехника № 1 Вологодская областная универсальная научная библиотека

Исследовалось также напряженно-деформированное состояние узла "паз-клиновидный" применительно к конструкции ротора генератора мощностью 20 МВт для передвижной энергетики (рис. 3). В рабочем режиме элементы узла нагружены собственными центробежными силами и содержимого паза и имеют два участка сопряжения: наклонный AB (угол скоса клина 45°) и горизонтальный CD на дне паза. При свободном соединении деталей (натяг $\delta = 0$) их взаимодействие происходит лишь по наклонной грани клина (рис. 4, 5). Распределение контактного давления существенно неравномерно, наблюдается резкая концентрация напряжений на краях зоны сопряжения. Изолинии интенсивности напряжений,

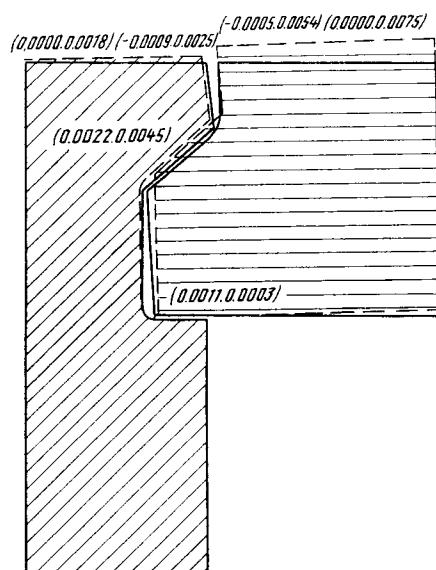


Рис. 7. Контактное взаимодействие деталей узла "паз-клиновидный" для случая $\delta = 0,6 \cdot 10^{-4}$ м

показанные на рис. 6, дают наглядную картину расположения наиболее нагруженных областей в узле. Посадка клина с предварительным натягом порядка $0,6 \cdot 10^{-4}$ м обеспечивает сохранение контакта по обеим поверхностям AB и CD . Общий уровень напряжений при этом повышается, что приводит к более сильному выдавливанию клина в воздушный зазор машины (рис. 7).

Список литературы

1. Развитие теории контактных задач в СССР / Под общей ред. Л. А. Галина. М.: Наука, 1976.
2. Галин Л. А. Контактные задачи теории упругости и вязкости. М.: Наука, 1980.
3. Ворович И. И., Александров В. Н., Бабенко В. А. Некоторые классические смешанные задачи теории упругости. М.: Наука, 1974.
4. Фридман В. М., Чернина В. С. Решение задачи о контакте упругих тел итерационным методом // Механика твердого тела. 1967. № 1. С. 116–120.
5. Дувидzon И. А., Уманский С. Э. К вопросу решений контактных задач теории упругости и пластичности // Проблемы прочности. 1982. № 1. С. 50–54.
6. Барлам Д. М. Решение контактной задачи теории упругости методом конечных элементов // Проблемы прочности. 1983. № 4. С. 39–43.
7. Дувидзон И. А. Об одном методе определения напряженно-деформированного состояния в соединении с натягом // Проблемы прочности. 1984. № 12. С. 103–108.

Поступила 4.08.92

УДК 621.313.3.011.23.001.24

РЕАКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ РАССЕЯНИЯ ДВУХОВМОТОЧНЫХ РЕДУКТОРНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

А. С. КУРАКИН, доктор техн. наук, А. С. ЧЕРНИГИН, инж.

Для нового поколения редукторных электродвигателей (РД) является характерным равенство зубцовых шагов статора и ротора и наличие на статоре двух обмоток, имеющих одинаковое число полюсов и фаз. Одна из обмоток с числом витков W_1 — питание, а другая, с числом витков W_k , как показано на рис. 1, соединена в замкнутый тре-

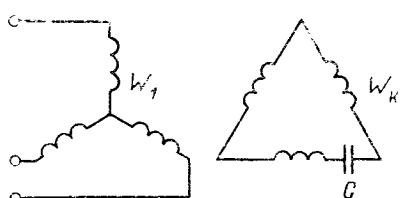


Рис. 1

угольник. В асинхронных двигателях она, как правило, замкнута на конденсатор с емкостью C , который компенсирует реактивное сопротивление вторичной обмотки с целью получения больших пусковых моментов и "ползучих" скоростей вращения ротора. Обмотки отличаются не только числом витков, но и шагом катушек y_1 первичной и y_k вторичной обмоток:

$$y_1 = \tau = 3; \quad y_k = 1. \quad (1)$$

Каждая из обмоток является двухслойной и имеет число обмоточных пазов Z_0 статора на полюс и фазу, равное единице,

$$q_1 = q_k = \frac{Z_0}{2pm} = 1. \quad (2)$$

Наличие па статоре двух таких обмоток, обычно трехфазных, приводит к необходимости расположения секций обмоток в четырех слоях. В нижних двух слоях должны располагаться секции замкнутой обмотки, поскольку такое расположение приводит к наибольшим значениям реактивного сопротивления рассеяния обмотки и, следовательно, к меньшим значениям емкости конденсатора. И, соответственно, в двух верхних слоях располагаются секции первичной обмотки. Как и в нормальных машинах, для выравнивания сопротивлений фаз обмоток каждая из секций должна располагаться в двух слоях: верхнем и нижнем.

В новых редукторных электродвигателях, при равенстве друг другу зубцовых шагов статора и ротора, зубцовые гребенки явновыраженных полюсов статора, на которых расположены обмотки W_1 и W_k , смешены относительно друг друга на часть зубцового деления. В силу этого межполюсная щель имеет вид прямоугольной трапеции, как показано на рис. 2, где α_0 — оптимальный угол наклона боковой стенки зубца РД [2], $\alpha_0 = 24^\circ$.

Названные особенности приводят к необходимости определения расчетных выражений реактивных сопротивлений рассеяния обмоток РД, так как имеющиеся подобные выражения для нормальных машин не могут быть использованы из-за больших погрешностей.

В редукторных электродвигателях при оптимальной геометрии зубцов [2] значительная часть зубцовых гармоник поля является рабочими полями. Эти гармоники индуцируют в обмотке питания ЭДС с частотой сети и участвуют в уравновешивании напряжения на обмотке.

Остальная часть гармоник индуцирует в обмотке несинусоидальную и несимметричную ЭДС, содержащую составляющие обратного и нулевого следования, каждая из которых имеет собственную частоту, отличную от частоты питания. Поскольку обмотка питания соединена в звезду, то ЭДС нулевого следования участия в электрическом балансе напряжений не принимают, они лишь искажают фазные ЭДС. Их участие в энергетиче-

ском балансе РД сводится к передаче энергии от первичной обмотки во вторичную, в которой они играют решающую роль.

Зубцовые гармоники обратного следования сцепляются только с первичной обмоткой и вызывают в ней дополнительные токи, которые замыкаются через источник питания. Созданные ими дополнительные асинхронные моменты искажают механическую характеристику двигателя, а их влияние учтено в форме токов и врачающих моментов.

Таким образом, при зубчатом строении статора и ротора дифференциальное рассеяние обмоток, принятное в теории нормальных машин, учитывается реактивными сопротивлениями обмоток от высших гармоник НС. Высшие гармоники НС ($\nu = 1, 5, 7, \dots$) оказывают влияние на главные реактивные сопротивления обмоток, которое может быть учтено рядом

$$\sum_{\nu=1,5,7,\dots} \left(\frac{k_{w\nu}}{\nu k_{w1}} \right)^2 = 1 + \left(\frac{k_{w5}}{5k_{w1}} \right)^2 + \left(\frac{k_{w7}}{7k_{w1}} \right)^2 + \dots,$$

равным при $y_1 = \tau$

$$\sum_{\nu=1,5,7,\dots} \left(\frac{k_{w\nu}}{\nu k_{w1}} \right)^2 \approx 1, 1,$$

где k_{w1} , $k_{w\nu}$ — обмоточные коэффициенты первой и ν -й гармоник.

Реактивные сопротивления рассеяния обмоток в РД определяются в основном потоками пазового и лобового рассеяния. Определим их.

На рис. 3 показаны схемы двух трехфазных обмоток: первичной (рис. 3, а) и вторичной замкнутой (рис. 3, б), а на рис. 2 — паз статора с четырьмя слоями обмоток и размеры паза, соответствующие каждому слою обмоток и клину.

Предположим, что магнитная проницаемость стали μ_{Fe} по сравнению с проницаемостью воздуха μ_0 бесконечно велика и отсутствуют скругления углов паза. Тогда на высоте h магнитный поток силовой трубки пазового рассеяния в зонах $n = I - VII$

$$d\phi_n = B_n dS_n, \quad (3)$$

где dS_n — площадка в n -й зоне на боковой поверхности зубца, через которую проходит поток силовой трубки; $dS_n = l_a dh = l_a \frac{dh}{\cos \alpha}$; l_a — длина пакета стали; h_n — новая переменная по высоте зубца в n -й зоне; $0 \leq h_n \leq h_{0n}$; h_{0n} — высота n -й зоны; $h_{n=I} = h_z$; $h_{II} = h_{kz}$; $h_{III} = h_k$; $h_{IV} = h_{01}$; $h_V = h_{01}$; $h_{VI} = h_{0k}$; $h_{VII} = h_{0k}$; B_n — индукция в

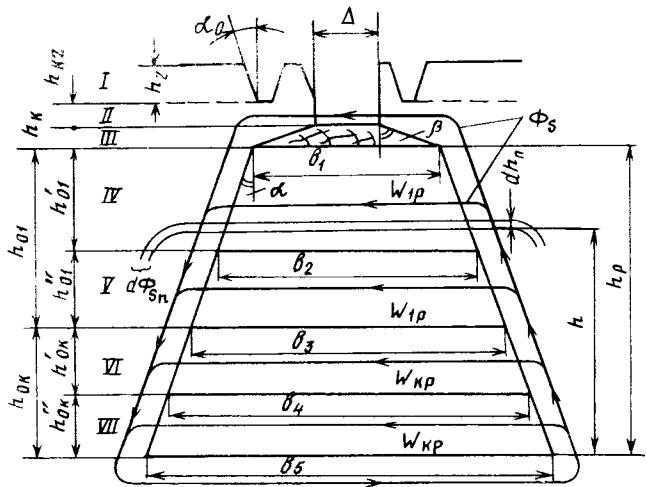


Рис. 2

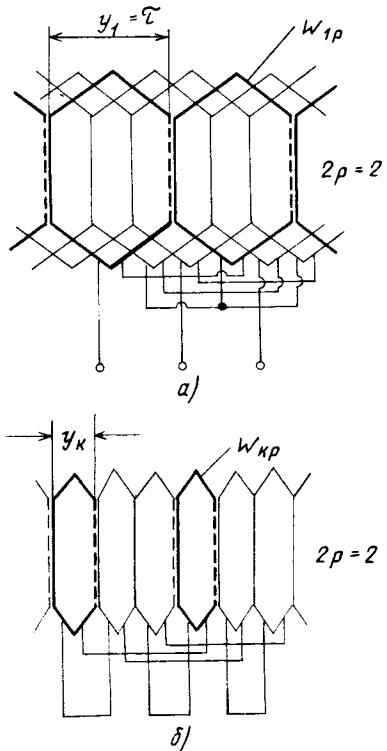


Рис. 3

n -й зоне паза на высоте h_n , равная

$$B_n = F_n \lambda_n(h); \quad (4)$$

F_n — НС одного полюса обмотки с числом витков w_{pn} на высоте h_n n -й зоны

$$F_n = i w_{pn}; \quad w_{pn} = w_p \frac{S_n(h)}{S_n}; \quad (5)$$

w_p — число витков одной секции первичной w_{1p} или вторичной w_{kp} обмотки; S_n — площадь n -й зоны паза, занятая витками w_p одной секции; $S_n(h)$ — площадь n -й зоны паза, занятая витками (5); $\lambda_n(h)$ — магнитная проводимость воздуха между двумя стенками паза на высоте h .

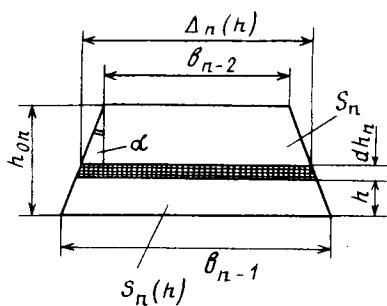


Рис. 4

Для зон I–III и IV–VII магнитная проводимость воздуха

$$\left. \begin{aligned} \lambda_I &= \frac{\mu_0}{\Delta_I(h)}; & \lambda_{II} &= -\frac{\mu_0}{\Delta}; \\ \lambda_{III} &= \frac{\mu_0}{\Delta_{III}(h)}; & \lambda_{IV-VII} &= \frac{\mu_0}{\Delta_{IV-VII}(h)}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $\Delta_n(h)$ – расстояние между двумя наклонными стенками паза в n -й зоне на высоте h (рис. 4),

$$\begin{aligned} \Delta_I(h) &= \Delta + (h_z - h_I) \operatorname{tg} \alpha_0; & \Delta_{II}(h) &= \Delta; \\ \Delta_{III}(h) &= \Delta + 2(h_k - h_{III}) \operatorname{tg} \beta; & 0 \leq h_I \leq h_z; \\ h_{III} &= h - (h_{01} + h_{0k}); & 0 \leq h_{III} \leq h_k; & \operatorname{tg} \beta = \frac{b_1 - \Delta}{2h_k}; \\ \Delta_n(h) &= b_{n-2} + 2(h_{0n} - h_n) \operatorname{tg} \alpha & \text{при } n = IV-VII \operatorname{tg} \alpha = \frac{b_5 - b_1}{2h_p}; & 0 \leq h_n \leq h_{0n}. \end{aligned} \quad (7)$$

С помощью рис. 3, 4 и формулы (5) можно определить число витков w_{pn} в зонах с IV–VII ($n = IV-VII$)

$$w_{pn} = w_p \frac{\Delta_n(h) + b_{n-1} h_n}{b_{n-2} + b_{n-1} h_{0n}}. \quad (8)$$

Магнитный поток в зонах I, II, III ($n = I-III$) полностью сцепляется с витками w_{1p} . Поэтому для этих зон $w_{pn} = w_{1p}$ ЭДС одной стороны секции, например w_{1p} , лежащей в зоне IV, определяется собственным потоком рассеяния $d\Psi_{scn}$ в зонах I, II, III, IV и взаимным потоком $d\Psi_{sbn}$ в тех же зонах от секции, лежащей в зоне V:

$$d\Psi_{sn} = d\Psi_{scn} + d\Psi_{sbn}.$$

Собственные потокосцепления могут быть определены по выражениям

$$\left. \begin{aligned} d\Psi'_{sn} &= w_{pn} d\phi_{sn} = d\Psi'_{scn} + d\Psi'_{sbn}; \\ \Psi'_{sc} &= \Psi'_{scI} + \Psi'_{scII} + \Psi'_{scIII} + \Psi'_{scIV}; \\ \Psi'_{scI} &= \int_0^{h_z} i_1 w_{1p}^2 \frac{\mu_0}{\Delta_I(n)} l_a \frac{dh_{I\bar{I}}} {\cos \alpha_0}; & \Psi'_{scII} &= \\ &= i_1 w_{1p}^2 \frac{\mu_0}{\Delta} l_a h_{kz}; \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Psi'_{scIII} &= \int_0^{h_k} i_1 w_{1p}^2 \frac{\mu_0}{\Delta_{III}(h)} l_a \frac{dh_{III}} {\cos \beta}; \\ \Psi'_{scIV} &= \int_0^{h_{01}} i_1 w_{1p}^2 \left[\frac{\Delta_{IV}(h) + b_2}{b_1 + b_2} \right]^2 \frac{\mu_0}{\Delta_{IV}(h)} \times \\ &\times \left[\frac{h_{IV}}{h_{01}} \right]^2 l_a \frac{dh_{IV}} {\cos \alpha}. \end{aligned}$$

Взаимное потокосцепление секции в зоне IV с потоком секции в зоне V:

$$\Psi'_{sb} = \Psi'_{sbI} + \Psi'_{sbII} + \Psi'_{sbIII} + \Psi'_{sbIV}. \quad (10)$$

Поскольку взаимные и собственные потоки проходят по одним и тем же путям, то составляющие взаимного потокосцепления будут равны:

$$\begin{aligned} \Psi'_{sbI} &= \Psi'_{scI}; & \Psi'_{sbII} &= \Psi'_{scII}; & \Psi'_{sbIII} &= \Psi'_{scIII}; \\ \Psi'_{sbIV} &= \int_0^{h_{01}} i_1 w_{1p}^2 \frac{\Delta_{IV}(h) + b_2}{b_1 + b_2} \frac{\mu_0}{\Delta_{IV}(h)} \frac{h_{IV}}{h_{01}} l_a \frac{dh_{IV}} {\cos \alpha}. \end{aligned} \quad (11)$$

Полное потокосцепление рассеяния одной стороны секции, лежащей в зоне IV,

$$\Psi''_{s1} = \Psi''_{sc} + \Psi''_{sb}. \quad (12)$$

Вторая сторона секции w_{1p} лежит в нижнем слое паза в зоне V с шагом y_1 . Поэтому ее потокосцепление и его составляющие равны

$$\begin{aligned} \Psi''_{s1} &= \Psi''_{sc} + \Psi''_{sb}; \\ \Psi''_{sc} &= \Psi''_{scI} + \Psi''_{scII} + \Psi''_{scIII} + \Psi''_{scIV} + \Psi''_{scV} = \\ &= \Psi''_{scI} + \Psi''_{scII} + \Psi''_{scIII} + \Psi''_{scIV} + \Psi''_{scV}; \end{aligned}$$

$$\Psi_{sl} = 2\pi f \frac{\Psi_{sl}}{i_1}. \quad (17)$$

После интегрирования выражения (16) и преобразований получим:

$$x_{sl} = 64pf(\pi w_{1p})^2 l_a \lambda_{sl} \cdot 10^{-10} (\text{Ом}), \quad (18)$$

где f – частота питания; λ_{sl} – коэффициент магнитной проводимости рассеяния, равный сумме коэффициентов λ_{pl} пазового и собственного лобового λ_{lk} рассеяния фазы,

$$\lambda_{sl} = \lambda_{pl} + 2\lambda_{lk}.$$

С помощью (16) можно написать выражение для коэффициента проводимости пазового рассеяния

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sb}'' &= \Psi_{sbl}'' + \Psi_{sbII}'' + \Psi_{sbIII}'' + \Psi_{sbV}'' = \Psi_{scI}'' + \\ &+ \Psi_{scII}'' + \Psi_{scIII}'' + \Psi_{sbV}''; \\ \Psi_{sbV}'' &= \Psi_{sbIV}'' = \int_0^{h_{01}} i_1 w_{1p}^2 \frac{\Delta_{IV}(h) + b_2}{b_1 + b_2} \times \\ &\times \frac{\mu_0}{\Delta_{IV}(h)} \frac{h_{01}}{h_{01}} l_a \frac{dh_{IV}}{\cos \alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Полное потокосцепление одной секции w_{1p} с потоком пазового рассеяния равно:

$$\Psi_{slpn} = \Psi_{sc} + \Psi_{sc}'' + \Psi_{sb} + \Psi_{sb}''. \quad (15)$$

Полное потокосцепление обмотки, полученное с помощью выражений (9)–(15),

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{slpn} &= 2p\Psi_{slpn} = 8p i_1 w_{1p}^2 l_a \mu_0 \left\{ \frac{h_{kz}}{\Delta} + \right. \\ &+ \int_0^{h_z} \frac{dh_I}{\Delta_I(h) \cos \alpha_0} + \int_0^{h_k} \frac{dh_{III}}{\Delta_{III}(h) \cos \beta} + \frac{1}{4} \int_0^{h_{01}} \left[1 + \right. \\ &+ \frac{\Delta_{IV}(h) + b_2}{b_1 + b_2} \frac{h_{IV}}{h_{01}} + 2 \left(\frac{\Delta_{IV}(h) + b_2}{b_1 + b_2} \right)^2 \left(\frac{h_{IV}}{h_{01}} \right)^2 \times \\ &\times \frac{dh_{IV}}{\Delta_{IV}(h) \cos \alpha} + \frac{1}{4} \int_0^{h_{01}} \left[\frac{\Delta_V(h) + b_3}{b_2 + b_3} \right] \left(\frac{h_V}{h_{01}} \right)^2 \times \\ &\times \left. \frac{dh_V}{\Delta_V(h) \cos \alpha} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где $\lambda_{sk} = \lambda_{pk} + \lambda_{lk}$.

Коэффициенты проводимости пазового λ_{pk} и лобового λ_{lk} рассеяния равны

$$x_{sk} = 64pf(\pi w_{kp})^2 l_a \lambda_{sk} \cdot 10^{-10}, \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{pl} &= \frac{h_{kz}}{\Delta} + \frac{1}{\sin \alpha_0} \ln \left(1 + \frac{h_z}{\Delta} \operatorname{tg} \alpha_0 \right) + \\ &+ \frac{h_k}{(b_1 - \Delta) \cos \beta} \frac{b_1}{\Delta} + \frac{1}{4} \frac{h_{01}}{b_2 \cos \alpha} \frac{1}{1 - \gamma_1} \times \\ &\times \left[\frac{(2 - \gamma_1^2)^2 + \gamma_1^2}{(1 - \gamma_1^2)^2} \ln \frac{1}{\gamma_1} - \frac{2 - \gamma_1^2}{1 - \gamma_1^2} + \frac{h_{01}''}{h_{01}'} \right] \times \\ &\times \frac{\gamma_2(1 - \gamma_1)}{(1 - \gamma_2)(1 - \gamma_2^2)^2} \left(\ln \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1 - \gamma_2^4}{4} + \right. \\ &\left. \left. + \frac{\gamma_2^2 - 1}{\gamma_2 - 1} \right]; \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

$$\gamma_1 = b_1/b_2; \quad \gamma_2 = b_2/b_3.$$

С помощью [1] и многочисленных расчетных исследований коэффициент магнитной проводимости лобового рассеяния может быть определен следующей эмпирической зависимостью:

$$\lambda_{lk} = 1,14 \frac{l_{lk} - 0,64\tau}{l_a}, \quad (20)$$

где τ – полюсное деление обмоток, $\tau = \pi D_a / 2p$; l_{lk} – длина лобовой части первичной обмотки (приложение).

Подобным образом может быть найдено реактивное сопротивление рассеяния фазы замкнутой трехфазной обмотки:

$$\lambda_{\text{лк}} = \frac{h_{kz}}{\Delta} + \frac{1}{\sin \alpha_0} \ln \left[1 + \frac{h_z}{\Delta} \operatorname{tg} \alpha_0 \right] +$$

$$+ \frac{h_k}{(b_1 - \Delta) \cos \beta} \ln \frac{b_1}{\Delta} + \frac{h_{01}}{b_2 \cos \alpha} \frac{1}{1 - \gamma_1} \times$$

$$\times \ln \frac{1}{\gamma_1} + \frac{h_{01}}{h_{01}} \frac{\gamma_2 (1 - \gamma_1)}{1 - \gamma_2} \ln \frac{1}{\gamma_2} \left] + \frac{1}{4} \times \right.$$

$$\times \frac{h_{0k}}{b_4 \cos \alpha} \frac{1}{1 - \gamma_3} \left[\frac{(2 - \gamma_3^2)^2 + \gamma_3^2}{(1 - \gamma_3^2)^2} \ln \frac{1}{\gamma_3} - \right.$$

$$- \frac{2 - \gamma_3^2}{1 - \gamma_3^2} + \frac{h_{0k}}{h_{0k}} \frac{\gamma_4 (1 - \gamma_3)}{(1 - \gamma_4)(1 - \gamma_4^2)^2} \left[\ln \frac{1}{\gamma_4} + \right.$$

$$\left. + \frac{1 - \gamma_4^4}{4} + \gamma_4^2 - 1 \right] \left. \right];$$

$$\gamma_3 = b_3/b_4; \quad \gamma_4 = b_4/b_5;$$

$$\lambda_{\text{лк}} = 1, 1 \frac{l_{\text{лк}} - 0,64\tau\beta_k}{l_a}, \quad (23)$$

где β_k – коэффициент укорочения вторичной обмотки, $\beta_k = \frac{y_k}{\tau}$; $l_{\text{лк}}$ – длина лобовой части обмотки.

Активные сопротивления обмоток

$$r_1 = \rho \frac{l_{\text{ср1}}}{s_{1\text{п}}} 2pw_{1\text{п}};$$

$$r_k = \rho \frac{l_{\text{срк}}}{s_{k\text{п}}} 2pw_{k\text{п}}; \quad (24)$$

$s_{1\text{п}}, s_{k\text{п}}$ – поперечное сечение провода первичной и вторичной обмоток, соответственно; $l_{\text{ср1}}, l_{\text{срк}}$ – средняя длина витка (приложение).

Полученные выражения активных сопротивлений и реактивных сопротивлений рассеяния обмоток РД обеспечивают хорошее соответствие опытных и расчетных данных.

Приложение

На рис. 5 показаны сечение лобовых частей обмоток и их размеры, которые могут быть определены следующим образом. Вследствие большого укорочения шага вторичной обмотки ($y_k = \frac{\tau}{3}$) трехфазная замкнутая обмотка эквивалентна однофазной обмотке, у которой $2p_k = 3 \cdot 2p_1$, $\tau_0 = \frac{\tau}{3}$, а

на каждом явновыраженном полюсе z_0 расположена только одна катушка. Первичная обмотка отличается от замкнутой однофазной тем, что из-за большого шага $y_1 = \tau$ лобовая часть этой обмотки образуется лобовыми частями трех фаз. Поэтому, если лобовые части первичной и вторичной обмоток опрессованы так, что имеют одинаковый вылет L , то площади сечения лобовых частей обмоток могут быть определены как:

$$L_1 h_1 \approx 2 \frac{b_1 + b_2}{2} h_{01}; \quad L_k h_k = \frac{b_3 + b_4}{2} h_{0k};$$

$$h_1 = h_{01} + \varepsilon_1; \quad h_k = h_{0k} + \varepsilon_k,$$

где $\varepsilon_1, \varepsilon_k$ – "наплы" лобовой части обмоток, показанный на рис. 5.

Вылеты обмоток будут одинаковыми, если их наплывы будут одинаковыми ($\varepsilon_1 = \varepsilon_k$) и равны

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_k = h_{01} \frac{1 + \gamma_3 - 2\gamma_2\gamma_3(1 + \gamma_1)}{h_{01}};$$

$$\gamma_2\gamma_3(1 + \gamma_1) \frac{h_{01}}{h_{0k}} - (1 + \gamma_3)$$

$$L = b_2(1 + \gamma_1) \frac{h_{01}}{h_{01} + \varepsilon}.$$

Длина лобовой части обмоток

$$l_{\text{л1}} = \frac{\pi D_1}{2 p \cos \varphi_1} + L;$$

$$D_1 = D_a + h_{01} + 2(h_z + h_{zk} + h_k);$$

$$l_{\text{лк}} = \frac{\pi D_k}{2 p \cos \varphi_k} \beta_k + L;$$

$$D_k = D_1 + h_{01} + h_{01} + h_{0k},$$

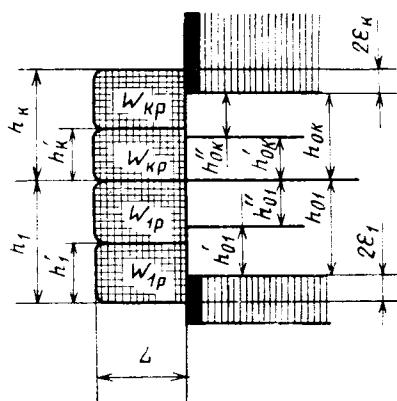


Рис. 5

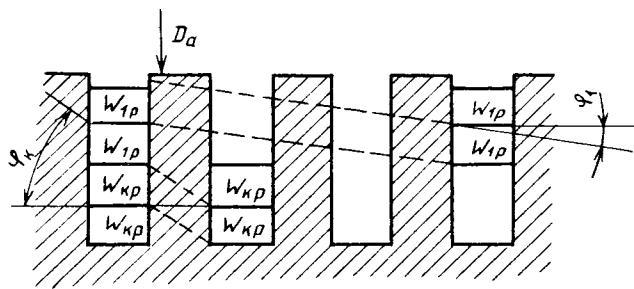


Рис. 6

где φ_1 , φ_k — углы наклона секций обмоток, показанные на рис. 6;

$$\varphi_1 = \arctg \frac{p h_{01}}{\pi D_1}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{3 p h_{0k}}{\pi D_k}.$$

Средняя длина витка обмоток

$$l_{cp1} = 2(l_a + l_{pl}); \quad l_{cpk} = 2(l_a + l_{pk}).$$

Расчетные размеры паза

$$h_{01} = \frac{1}{2} \sqrt{\left[\frac{b_1}{\tg \alpha} \right]^2 + \frac{8S_1}{\tg \alpha} - \frac{b_1}{2 \tg \alpha}};$$

$$h_{0k} = h_p - h_{01}; \quad \alpha = \frac{180}{Z_0};$$

$$h_{01}' = \frac{1}{2} \sqrt{\left[\frac{b_1}{\tg \alpha} \right]^2 + \frac{4S_1}{\tg \alpha} - \frac{b_1}{2 \tg \alpha}};$$

$$h_{01}'' = h_{01}' - h_{01};$$

$$h_{0k}' = \frac{1}{2} \sqrt{\left[\frac{b_3}{\tg \alpha} \right]^2 + \frac{4S_k}{\tg \alpha} - \frac{b_3}{2 \tg \alpha}};$$

$$h_{0k}''' = h_{0k}' - h_{0k}';$$

$$h_p = \frac{2S}{b_1 + b_5}; \quad S = 2(S_1 + S_k);$$

$$S_1 = \frac{\pi d_1^2}{4 k_3} w_{tp}; \quad S_k = \frac{\pi d_k^2}{4 k_3} w_{kp},$$

где d_1 , d_k — диаметры провода первичной и вторичной обмоток; k_3 — коэффициент заполнения паза, которым при расчетах предварительно задаются; z_0 — число явновыраженных полюсов статора;

$$b_1 = \Delta + 2h_{0k} \tg \beta; \quad b_2 = b_1 + 2h_{01} \tg \alpha;$$

$$b_3 = b_2 + 2h_{01} \tg \alpha; \quad b_4 = b_3 + 2h_{0k} \tg \alpha;$$

$$b_5 = b_4 + 2h_{0k} \tg \alpha.$$

Список литературы

- Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ. М.: Высшая школа, 1980.
- Куракин А. С., Пияев С. Н., Погодин В. Н. Оптимальная геометрия зубцовой зоны редукторных электродвигателей при трапециевидных пазах статора и ротора // Электротехника. 1983. № 2.

Поступила 12.05.92

УДК [621.313.13::621.382].001.8(048)

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ЗВУКОЗАПИСЫВАЮЩЕЙ И ЗВУКОВОСПРОИЗВОДЯЩЕЙ АППАРАТУРЕ

А. В. ЛЮТЫЙ, инж.

В последнее время большое распространение в промышленности получили электродвигатели малой мощности, в частности, вентильные электродвигатели (ВД) с полупроводниковыми коммутаторами, широко применяемые в космической технике, летательных аппаратах, автомобильной, текстильной, металлообрабатывающей промышленности, а также в звукозаписывающей и звуковоспроизводящей технике.

Одним из факторов, сдерживающих увеличение выпуска магнитофонов различных групп сложности, является отсутствие необходимого количества электродвигателей, удовлетворяющих требованиям бытовой аппаратуры магнитной записи (БАМЗ). В настоящее время в отечественных магнитофонах в основном используются коллекторный электродвигатель ДПБ-902 и его модификации ДП-39, ДП-40, освоенные по японской лицензии в 1977 г. с выпуском около 3 млн. штук в год. Дефицит до настоящего времени компенсировался закупкой зарубежных микродвигателей за валюту. Однако потребность в электродвигателях для БАМЗ постоянно возрастает и по различным оценкам к 1995 г. должна составить 25–30 млн. штук в год с тенденцией к увеличению. За рубе-

жом ВД для БАМЗ выпускались в основном предприятиями-изготовителями магнитофонов и только в последнее время начали строить специализированные предприятия по их выпуску. Электроприводы с ВД имеют такие же регулировочные характеристики, что и реверсивный привод с коллекторным двигателем постоянного тока. При этом ВД выгодно отличаются от последних тем, что имеют повышенную надежность, меньшие эксплуатационные расходы и на 20 % меньшую трудоемкость изготовления из-за отсутствия коллектора. Близость электромеханического преобразователя (ЭМП) ВД к машинам переменного тока с постоянными магнитами (ПМ) или к асинхронным с короткозамкнутым ротором и преобразователем частоты (ПЧ) интегральной конструкции со схемой стабилизации, в виде покупного изделия, выпускаемых на специализированных предприятиях, позволила освоить их выпуск на неспециализированных предприятиях. Так, вентильные двигатели ДБ32-0,1-3, ДБ35-0,2/0,25-3 выпускаются в ПО "Автоприбор" (Башкортостан), ДБ32-0,1-2 – в Черкассах, БДС-0,14М – на заводе магнитофонов "Весна" (г. Запорожье).

Применение ВД длительное время сдерживалось сравнительно высокой стоимостью их электронных управляющих схем и освоением новых технологий. В настоящее время эти недостатки преодолены. В [1] показано, что уже при выпуске 500 тыс. штук в год ВД его стоимость не отличается от стоимости коллекторного электродвигателя. В последнее время зарубежные фирмы и наши предприятия выпускают ВД с коммутаторами в виде интегральных микросхем. В этой связи получил большое распространение способ миниатюризации электронной части как на основе гибридной технологии, так и создания конструкции коммутатора в твердотельном исполнении [2], выполняющего разнообразные функции управления и регулирования ВД малой мощности. Твердотельные устройства для управления ВД могут выполнять программируемый разгон, торможение, остановку двигателя, форсирование частоты вращения, регулирование, поддержание постоянства частоты вращения. Кроме того, они обладают способностью к защите от тепловых и токовых перегрузок. По прогнозам специалистов потребность в ВД возвращается и предполагается, что выпуск их будет увеличиваться несмотря на то, что переход к их производству потребует значительных затрат на реконструкцию, закупку нового оборудования и освоение новых технологий.

В конструктивном исполнении ЭМП предпочтение отдается конструкциям ВД с постоянными магнитами (ПМ). Стоимость ПМ составляет более 30 % стоимости микромашины, поэтому вопросы оптимального их использования имеют решающее значение, поскольку для их изготовления применяются дефицитные и дорогостоящие материалы (cobальт, самарий, ниобий, титан, никель и др.).

Для ВД применяют высокоэффективные ПМ литые типа ЮНДК, феррита бария, феррита стронция и ПМ с редкоземельными элементами. Удельная магнитная энергия ПМ из ЮНДК, феррита бария, феррита стронция находится в пропорции 1:5 к энергии ПМ из SmCo₅, NdFeB, а стоимость исходных сырьевых материалов 1:200. Стоимость исходного сырья NdFeB несколько ниже, но мероприятия по повышению его термостабильности сводят эту разницу до минимума, так как вводимый для этой цели диспрозий является дорогостоящим редкоземельным металлом. Поэтому чрезвычайно важно, чтобы применению тех или иных ПМ предшествовало тщательное технико-экономическое обоснование конструктивных исполнений ЭМП. Целесообразно иногда использовать дешевые ПМ из ферритов вместо дорогостоящих ПМ с редкоземельными элементами и увеличением габаритов или улучшением коэффициента использования, если это не диктуется особыми условиями, получать примерно равный технический эффект.

Поиски оптимальных конструктивных решений по роторам ЭМП и их эффективного использования, в частности для ВД, до настоящего времени продолжаются. Все многообразие существующих конструкций роторов с ПМ можно разделить на два типа: с радиальным намагничиванием ПМ (типа звездочки) и с использованием концентраторов магнитного поля из магнитомягкого материала и тангенциальным намагничиванием ПМ (так называемого коллекторного типа). Наибольшую эффективность от использования конструкции магнитной системы и индуктора в отношении максимального использования энергии ПМ можно достигнуть путем выполнения ротора длиннее пакета якоря. Однако, удлинение магнита ротора без соответствующего конструктивного исполнения ЭМП не дает того технико-экономического эффекта, которого можно достигнуть при удлинении ПМ до длины лобовых частей обмотки якоря с применением концентраторов магнитного поля с удлинением части магнита в рабочую зону, обеспечив throughout взаимодействие его с полями рассеяния лобовых частей обмотки. Известно, что в воздушном зазоре при реальном намагничивании ПМ типа ЮНДК максимальное значение индукции не превышает $B_\delta \leq 0,2 \div 0,4$ Т, для ферритовых ПМ индукция не превышает $B_\delta \leq 0,2 \div 0,3$ Т и для ПМ с редкоземельными элементами $B_\delta \leq 0,5 \div 0,6$ Т, в то время как магнитная индукция в воздушном зазоре электродвигателей с электромагнитным возбуждением $B_\delta \leq 0,6 \div 0,7$ Т. В процессе работы зубец двигателя с электромагнитным возбуждением обычно имеет индукцию 1,5–1,7 Т, в то время как индукция в зубце листа статора двигателя с ПМ из ЮНДК не превышает 0,9–1 Т. В то же время электродвигатели с ПМ могут рабо-

тать довольно хорошо, если индукция в зубце якоря увеличивается до уровня, достигаемого в двигателях с электромагнитным возбуждением. Такой подход позволяет уменьшить длину пакета и количество стали, поддерживая поток постоянным, а индукцию в стали поднять, массу якоря уменьшить (т. е. для его изготовления потребуется меньшее количество листов).

Укорочение длины пакета статора на длину лобовых частей обмотки не приводит к снижению ЭДС относительно ЭДС ВД с равной длиной пакета статора классического исполнения вследствие равенства длин и сечений, применяемых ПМ и активной длины проводника, которая в предложенной конструкции удлиняется за счет использования лобовой части обмотки в электромагнитных процессах машины, при которых потоки рассеяния, создаваемые лобовыми частями обмоток при протекании в них тока, взаимодействуют с полями магнитных участков удлиненной части магнита и создают дополнительный электромагнитный момент. Намагничивание удлиненной части ротора при этом производят в аксиальном направлении, как показано на рис. 1. При использовании указанных магнитов торцы пакета статора снабжают шайбами для формования, крепления и изоляции лобовых частей обмоток в процессе намотки армированных ферромагнитными элементами в виде кольца с зубцами, а головки зубцов при этом вытягивают в аксиальном направлении на высоту кольцевого паза шайбы [3]. Стержни ферромагнитного элемента шайбы контактируют с головкой, зубцом и ярмом пакета идерживают пакет с помощью выступов по контуру пазов шайбы. После намотки они дополнительнодерживаются на пакете натяжением провода обмоток. По наружному диаметру лобовые части снабжают экраном цилиндрической формы (диска) с радиальными зубцами по числу зубцов статора. Установку экранов производят со сторон лобовых частей обмотки до сопряжения их с кольцом ферромагнитных элементов шайб, как показано на рис. 2. Образованная магнитная система, содержащая удлиненную часть магнита ротора, ферромагнитный элемент шайбы с удлиненными в аксиальном направлении головками зубцов и диск с радиальными зубцами со стороны лобовых частей представляют собой электрическую машину торцевого исполнения, в качестве якорной обмотки в которой используются лобовые части якорной обмотки ВД.

В [4] описана конструкция ВД с возбуждением от ПМ, выполненного на повышенную мощность без увеличения габаритов по сравнению с классической конструкцией БДС-0,14М. Такая конструкция ЭМП позволяет получить несколько большую мощность, чем серийно выпускаемый двигатель БДС-0,14М при меньших на 30–40 % длиновых габаритах ЭМП с меньшим сопротивлением фазы. При конструировании ВД предпочтение отдается роторам неявновыраженной конструкции с одним

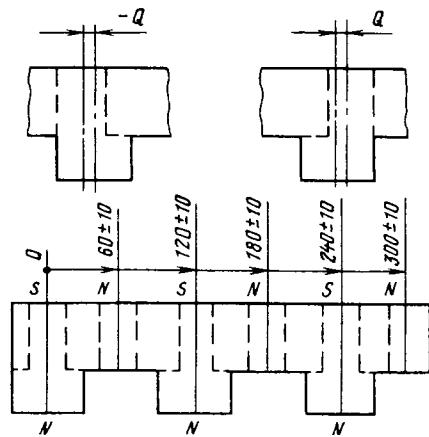


Рис. 1. Ротор совмещенной конструкции и зоны его намагниченности

магнитом [5], а в качестве сигнального элемента (СЭ), воздействующего на чувствительные элементы (ЧЭ) ДПР, используют поле торцевого рассеяния ПМ с концентраторами и без них или аксиально намагниченные выступы на торце магнита.

Совершенствование ВД идет в основном за счет функционально-конструктивного совмещения силовой и информационной части ЭМП с одновременным повышением их технологичности. При этом технологичность ВД достигается в основном приближением их конструкции к конструкциям машин переменного тока, и если имеется в виду только конструктивная простота, прочность и надежность в работе, то к асинхронным двигателям с короткозамкнутым ротором и с ротором в виде стакана, а также синхронным реактивным или гистерезисным электродвигателям с применением способов их сборки.

Трудоемкость сборки и повышение ее качества при этом снижаются не путем ужесточения точности изготовления деталей и узлов, обработки замковых и посадочных мест, а путем внедрения

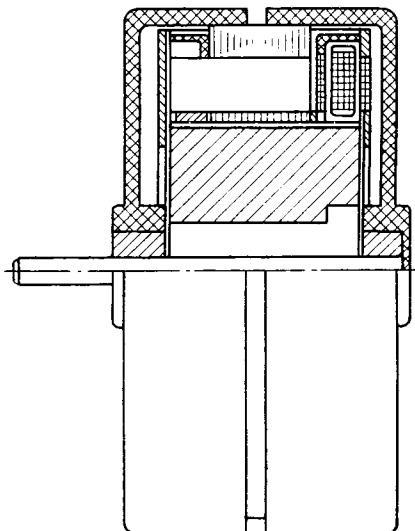


Рис. 2. Конструктивная схема активной части ВД с улучшенным использованием активного объема

технологий, обеспечивающих сборку с гарантированным воздушным зазором и осевым лифтом, внедрением новых материалов и прогрессивных методов сборки. Без обработки статора необходимая точность его расточки достигается комплектованием листов на оправку уменьшенного в исходном состоянии диаметра с последующим разжимом оправки или термическим путем с применением оправок с большим коэффициентом линейного расширения и фиксации этих положений сваркой пакета вдоль образующей по наружному диаметру. Равномерность воздушного зазора обеспечивается использованием сборки, при которой центрирование ротора относительно расточки статора производится введением в расточку статора центрирующих прокладок в виде дистанционных элементов, которые после сборки удаляются, цилиндрических юстировочных оболочек из полимерных пленок, удаляемых с расточки статора химическим или термическим путем, выполнением фиксирующих элементов в подшипниковых щитах при центрировании ротора относительно расточки статора или использования специального сборочного оборудования.

Переход к безкорпусной конструкции ВД позволяет отказаться от традиционной сборки, при которой точность воздушного зазора достигается путем ужесточения точности изготовления замковых поверхностей и соосности посадочных мест. Конструкция ВД с подшипниковыми щитами, наряду с упрощением сборки, позволяет обеспечить гарантированный осевой люфт в процессе сборки путем фиксации переднего щита на статоре с обеспечением постоянного размера между торцом подшипника и ротором, а задний щит устанавливать с выдержкой между его торцом и концом вала зазора, соответствующего минимальному осевому люфту [6]. Совмещение силовой и информационной частей ЭМП с применением одного магнита в качестве индуктора и СЭ ДПР с размещением обмоток ДПР на статоре, или одного магнита и ЧЭ индуктивного типа, расположив их в лобовой части обмотки, дает возможность использовать их в качестве датчиков тока в системах регулирования частоты вращения. Выполнение ЭМП с концентриаторами магнитного потока в рабочую зону, с одной стороны, повышает эффективность использования конструкции, с другой стороны, позволяет повысить степень ее идеальности, т. е. максимально приблизить ЭМП к конструкциям машин переменного тока за счет установки ЧЭ непосредственно в лобовую часть обмотки и отказаться при этом от специальной обоймы для их установки.

Кроме того, СЭ, представляющий собой аксиально намагниченные участки ПМ на удлиненной части ротора, используют для подмагничивания ЧЭ ДПР [7]. Установку ЧЭ производят в щели изоляционной шайбы с ферромагнитным элементом, причем магнитопровод ЧЭ должен устанавливаться по высоте кольцевого паза и

контактировать с внутренней поверхностью ярма ферромагнитного элемента и поверхностями удлиненной в аксиальном направлении части головок зубца. По образованной магнитной цепи ярмо, зубец, головка зубца на магнитопровод ЧЭ ДПР будет замыкаться магнитный поток, создаваемый лобовыми частями обмоток. Такая конструкция ВД, наряду с созданием дополнительной электромагнитной мощности, осуществляет подмагничивание ЧЭ ДПР, а жесткая угловая фиксация в расположении осей поля индуктора и СЭ ДПР соответственно производится в электромагните при намагничивании его до сборки электрической машины, как показано на рис. 3. ЧЭ ДПР устанавливают в пазы, образованные вытянутыми в аксиальном направлении головками зубцов шайбы с ферромагнитным элементом в контакте с ярмом. Такой способ сборки электрической машины позволяет обеспечить нейтральную коммутацию секций якорной обмотки электродвигателя без дополнительного поворота обоймы с ЧЭ относительно статора.

Независимо от направления вращения, при включении электродвигателя, сборка которого произведена с высокой точностью в отношении взаимоположения геометрических и электрических центров деталей и узлов, имеет место запаздывающая коммутация. Запаздывающая коммутация обусловлена наличием индуктивности фаз. Постоянная времени фазы определит угол опережения ее включения. Постоянная времени для серии однотипных электрических машин изменяется в узких пределах, а оптимальный угол опережения включения составляет $4\text{--}9^\circ$. Для обеспечения работы ВД с максимальным КПД необходимо установить максимальный угол опережения включения в функции частоты вращения. Обеспечение максимального КПД во всем диапазоне изменения нагрузки и частоты вращения в реальных условиях затруднительно. Для реальных электродвигателей угол опережения включения секции выбирается из условия обеспечения максимального КПД при номинальном моменте нагрузки на валу и определенного значения относительной постоян-

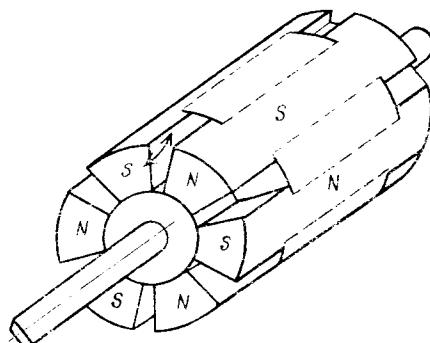


Рис. 3. Расположение магнитных осей поля индуктора и сигнального элемента ДПР при намагничивании в индукторе

ной времени, и режима работы электродвигателя данной серии. Корректировку установки оптимального угла опережения включения фазы производят в следующей последовательности. С помощью осциллографа измеряют угол сдвига между геометрической осью полюсов индуктора и осью поля СЭ ДПР при номинальной нагрузке на валу и соответствующем режиме работы. По измеренному углу опережения производят сдвиг электромагнита для намагничивания индуктора многополюсной машины относительно закрепленного электромагнита для намагничивания СЭ ДПР и жестко фиксируют их между собой. Ротор при этом намагничивают в устройстве для намагничивания и сборки в систему ПМ [9], в котором дополнительный магнитопровод в виде направляющей втулки, закрепленной на электромагните, заходным конусом и центрирующей цилиндрической поверхностью обеспечивают быструю его установку в собираемую систему с обеспечением замкнутой магнитной цепи. Ротор устанавливается в статор, магнитная цепь при этом остается замкнутой, что создает условия для сохранения максимальной намагченности ПМ при сборке. Собранный двигатель нагружают номинальным моментом, подключают к источнику питания и проверяют правильность коммутации. При правильной коммутации электромагниты жестко закрепляют между собой, и дальнейшая сборка электродвигателей производится без корректировки намагничивания. Предложенный способ позволяет отказаться от углового перемещения статора и обоймы ЧЭ, которые могут быть заранее запрессованы или залиты компаундом. Кроме того, корректировкой намагничивания достигаются оптимальная настройка коммутации ВД и компенсация угловых ошибок установки ДПР.

В заключение необходимо отметить, что совершенствование технологических процессов производства невозможно без создания высокоеффективного оборудования, обеспечивающего высокое качество контроля исходных материалов, комплектующих изделий и готовой продукции.

Список литературы

1. **Лютый А. В., Стыцна А. К.** Опыт серийного изготовления двигателя БДС-02 для магнитофонов. Магнитопроводниковые и электромагнитные элементы автоматики // Межвузовский сб. статей. Рязань: Рязанский радиотехнический институт. 1976. Вып. 16.
2. **Адвояткин Н. П., Гращенков В. Т.** Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд.-ние, 1984.
3. **А. с. 1705968 СССР.** Шайба для формирования, крепления и изоляции лобовых частей обмоток статора электрической машины / А. В. Лютый // Открытия. Изобретения. 1992. № 2.
4. **А. с. 1676020 СССР.** Вентильный электродвигатель / А. В. Лютый // Открытия. Изобретения. 1991. № 33.
5. **А. с. 1062830 СССР.** Вентильный электродвигатель / А. В. Лютый, В. И. Фурман // Открытия. Изобретения. 1983. № 47.
6. **А. с. 1670749 СССР.** Способ сборки электрической машины / А. В. Лютый // Открытия. Изобретения. 1991. № 30.
7. **А. с. 1720129 СССР.** Вентильный электродвигатель / А. В. Лютый // Открытия. Изобретения. 1992. № 10.
8. **А. с. 1467687 СССР.** Способ настройки вентильного электродвигателя / В. М. Катунин, А. В. Лютый, В. Л. Герасимова, В. Г. Срибный // Открытия. Изобретения. 1989. № 11.
9. **А. с. 1141457 СССР.** Устройство намагничивания и сборки в систему постоянного магнита / А. В. Лютый, П. П. Смолюга // Открытия. Изобретения. 1985. № 7.

Поступила 06.08.92

УДК 621.313.2.3.014.4.001.24

ЦЕПНОПОЛЕВОЙ МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ В ОБМОТКЕ ЯКОРЯ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В. И. МИЛЫХ, канд. техн. наук

Харьковский политехнический институт

Одним из важных вопросов разработки и создания электрических машин является решение проблемы вихревых токов (ВТ) в проводниках якорных обмоток [1, 2]. Серьезной эта проблема становится и в крупных высокоиспользованных машинах постоянного тока (МПТ), о чем свидетельствует ряд проведенных исследований [3–5 и др.]. Значительное насыщение зубцов сердечника якоря в сочетании с относительно большими размерами поперечного сечения проводников предопределяют достаточно высокие значения плотности ВТ и, следовательно, добавочных потерь мощности (ДПМ) в обмотке якоря (ОЯ). Этому же способствует зубчатая структура наконечников главных полюсов, образующаяся при использовании компенсационной обмотки.

Наиболее полнофакторные расчеты ВТ возможны при использовании различных полевых подходов [5] или их модификации – цепнополевого метода, пример использования которого, хотя и в иной ситуации, имеется в [6]. Основополагающей концепцией цепнополевого метода является представление электропроводящих элементов конструкции, в рассматриваемом случае – проводников ОЯ, электрическими схемами замещения и подготовка параметров этих схем полевыми методами.

Цель статьи (третьей в серии, начатой статьями [7, 8]) – приложение цепнополевого метода к анализу ВТ, возникающих в режиме холостого хода (ХХ) в проводниках обмотки якоря МПТ, а также проведение расчетного анализа ВТ и ДПМ на примере конкретной МПТ типа П2-23/132, паз якоря которой показан на рис. 1. При этом на данном этапе исследования ограничимся случаем, соответствующим сплошным проводникам ОЯ. Предлагаемая методика при дальнейшей модифи-

кации может быть применена и в режиме нагрузки, в том числе и для подразделенных по сечению проводников. Этому вопросу будет посвящена следующая статья данной серии.

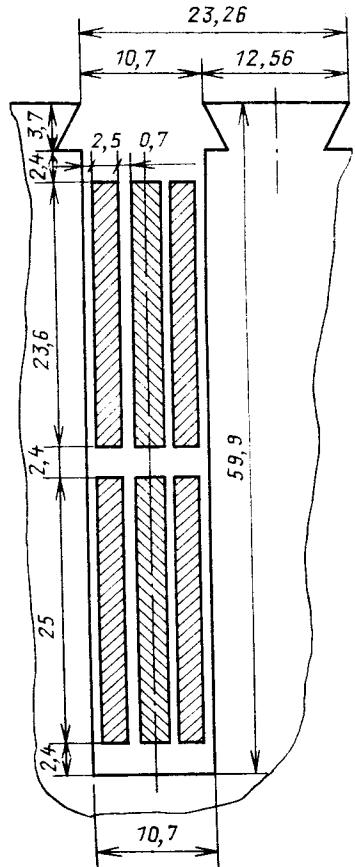


Рис. 1. Паз якоря МПТ с проводниками обмотки

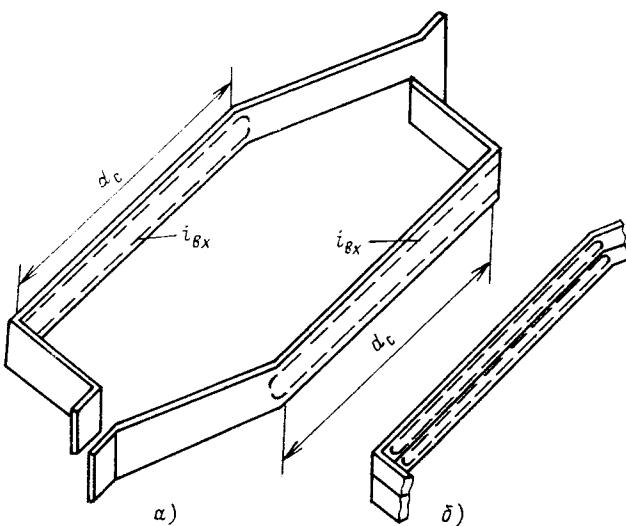


Рис. 2. Секция обмотки якоря

Составив электрическую схему замещения проводников ОЯ, рассмотрим ее отдельную секцию (рис. 2). Известно, что ВТ возбуждаются переменным магнитным полем на длине сердечника якоря d_c , соответствующей пазовой части проводников или конструктивной длине сердечника якоря, причем здесь ВТ имеют практически только аксиальную составляющую. Поперечное замыкание ВТ происходит на относительно очень коротких участках перехода проводников в лобовые части, как показано пунктирными линиями (рис. 2). Следовательно, проводники на длине d_c можно условно подразделить на параллельные элементы и считать, что эти элементы соединены в два узла на противоположных концах. Такая модель практически не приведет к нарушению структуры ВТ, так как длина проводников обычно более чем на один-два порядка превышает их поперечные размеры. Кроме того, учтем, что ВТ в двух сторонах секции оказываются независимыми (рис. 2) и могут рассматриваться обособленно.

Сделанные предположения позволяют представить каждый из проводников двухузловой электрической схемой замещения. В общем случае совокупность W проводников замещается структурой схем, показанной на рис. 3. Число W можно ограничить пределами одного паза, так как магнитные связи ВТ соседних пазов относительно малы, что выявлено в [8]. Число ветвей в каждом проводнике может быть свое и определяется степенью его дискретизации элементами: для удобства их будем называть токовыми нитями. Набор этих чисел отразим массивом $V(w)$, где $w = 1, 2, \dots, W$.

Как следует из рис. 3, каждая нить обладает собственной электродвижущей силой (ЭДС) e_k , активным сопротивлением R_k и индуктивностью L_k (здесь $k = 1, 2, \dots, K$ – порядковый номер нити, причем K – полное число нитей всех W проводников). Магнитные связи нитей учитываются коэффициентами взаимной индукции $M_{k,z}$ ($k = 1, 2, \dots, K; z = 1, 2, \dots, K$), причем в этой матрице M на главной диагонали будут находиться и индуктивности, так как при $k = z$ $M_{k,z} = L_k$.

Определение ЭДС, индуктивных параметров и сопротивлений нитей – это отдельные задачи и они уже решены применительно к упомянутой МПТ в [7, 8]. Следовательно, теперь решение задачи ВТ сводится к нахождению функций токов нитей в схеме замещения на рис. 3 – $i_k(t)$, $k = 1, 2, \dots, K$; t – время. Поэтому перейдем к

формированию системы уравнений, связывающих эти токи, использовав законы Кирхгофа.

По первому закону Кирхгофа для каждого из проводников записывается одно уравнение, и соответственно получим для совокупности схем на рис. 3 W уравнений типа

$$\sum_{k=u}^v i_k = 0; w = 1, 2, \dots, W, \quad (1)$$

где u, v — текущие номера первой и последней нитей в проводнике w .

Контуры в каждом проводнике выберем так, чтобы все они замыкались по указанной v нити (пример контура l — на рис. 3). Остальные нити (их варьируемый номер обозначим буквой n) будут задействованы по одному разу, являясь левыми сторонами контуров. В w проводнике получится $V(w) - 1$ контур, а в совокупности W проводников $X = R - W$ контуров и, соответственно, уравнений по второму закону Кирхгофа

$$\sum_{k=1}^K (M_{n,k} - M_{v,k}) i_k^t + R_n i_n - R_v i_v = e_n - e_v; \quad (2)$$

$$w = 1, 2, \dots, W; n = u, u+1, \dots, v-1,$$

где i_k^t — производная тока по времени t .

Разность ЭДС ($e_n - e_v$) представим контурной ЭДС ϵ_n (присвоение номера n удобно, так как v фиксировано в w проводнике), и используем для нее уже полученное в [7] выражение в виде ряда Фурье

$$\epsilon_n = l_a \omega \sum_{g=1,3,5}^G g [A_{m,v,g} \cos(g\omega t + \beta_{a,v,g}) - A_{m,n,g} \cos(g\omega t + \beta_{a,n,g})], \quad (3)$$

где l_a — активная длина ОЯ, отличающаяся несколько от d_c , как это определено в [8]; g, G — номер гармоники и их разрешенное число [7]; $A_{m,k,g}, \beta_{a,k,g}$ — амплитуда и начальная фаза векторного магнитного потенциала (ВМП) для k -нити g -гармоники; ω — угловая частота первой гармоники.

Так как правая часть системы, образованной уравнениями типа (1) и (2), в соответствии с раз-

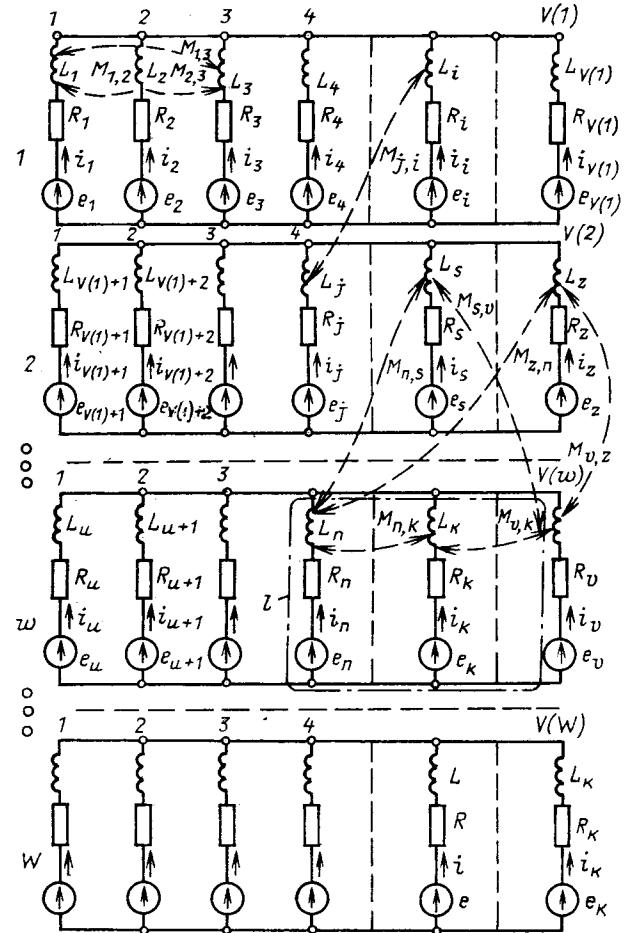


Рис. 3. Совокупность электрических схем замещения проводников обмотки якоря

ложением (3) является гармоническим рядом, то и ее решением будут соответствующие токовые ряды

$$i_k = \sum_{g=1,3,5}^G i_{k,g} = \sum_{g=1,3,5}^G I_{m,k,g} \sin(g\omega t + \beta_{i,k,g}), \quad (4)$$

где $i_{k,g}, I_{m,k,g}, \beta_{i,k,g}$ — функции, амплитуды и начальные фазы гармоник.

С учетом формулы (4) уравнения (1), (2) можно записать для каждой g гармоники отдельно

$$\sum_{k=u}^v i_{k,g} = 0; \sum_{k=1}^K (M_{n,k} - M_{v,k}) i_{k,g}^t + R_n i_{n,g} + R_v i_{v,g} = \epsilon_{n,g} \quad (5)$$

и решение получить символьским методом [9], перейдя от дифференциальных уравнений к алгеб-

ралическим для комплексных величин [10]

$$\sum_{k=u}^v I_{m, k, g} = 0; \quad (6a)$$

$$\sum_{k=1}^K (M_{n, k} - M_{v, k}) j\omega g I_{m, k, g} + \\ + R_n I_{n, n, g} - R_v I_{v, v, g} = E_{m, n, g}. \quad (6b)$$

Гармонические токи и их производные, а также ВМП и контурные ЭДС изображаются посредством соответствующих комплексных амплитуд:

$$i_{k, g} \rightarrow I_{m, k, g} = I_{m, k, g} e^{j\beta_{i, k, g}}; \\ a_{k, g} \rightarrow A_{m, k, g} = A_{m, k, g} e^{j\beta_{a, k, g}}; \\ i_{k, g} \rightarrow I_{m, k, g} = j\omega g I_{m, k, g} e^{j\beta_{i, k, g}} = \\ = j\omega g I_{m, k, g}; \\ \varepsilon_{n, g} \rightarrow E_{m, n, g} = E_{m, n, g} e^{j\beta_{e, k, g}} = \\ = j\omega g l_a (A_{m, v, g} - A_{m, n, g}),$$

где $j = \sqrt{-1}$ — мнимая единица; e — основание натурального логарифма.

С целью понижения порядка системы уравнений в схеме каждого проводника (рис. 3) ток последней — правой ветви v выразим через остальные токи на основе уравнения (6a)

$$I_{m, v, g} = - \sum_{k=u}^{v-1} I_{m, k, g}, \quad (7)$$

и подставим это в уравнение (6b).

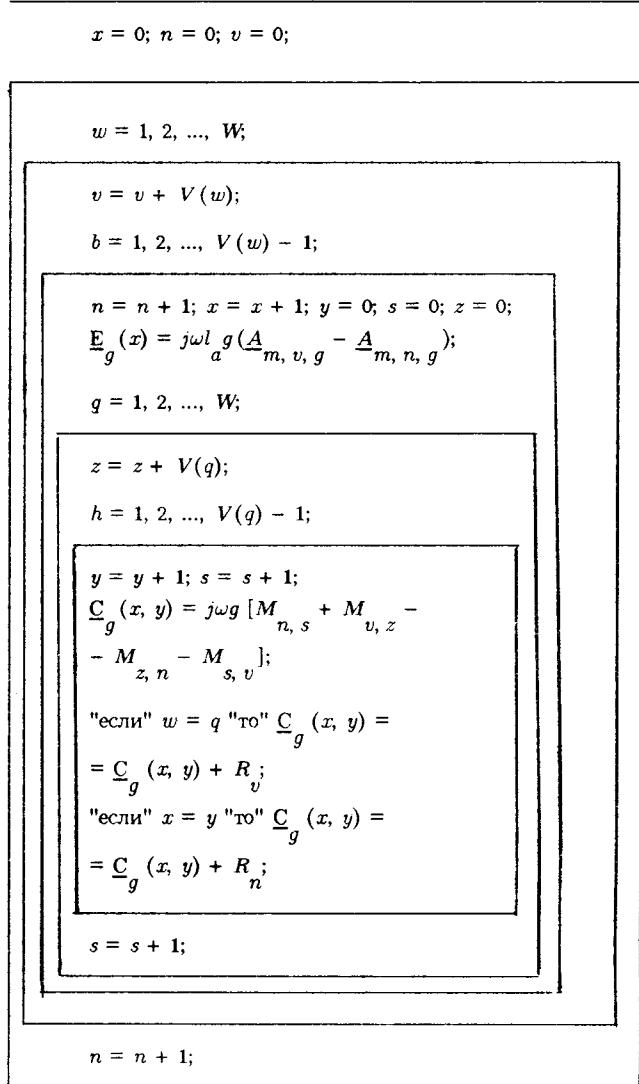
Полученная с учетом всех контуров всех проводников система алгебраических уравнений с комплексными коэффициентами имеет порядок X и ее удобно представить в матричной форме

$$\underline{\mathbf{C}}_g \underline{\mathbf{I}}_g = \underline{\mathbf{E}}_g, \quad (8)$$

где $\underline{\mathbf{I}}_g$, $\underline{\mathbf{E}}_g$ — векторы комплексных токов и контурных ЭДС, содержащие каждый X компонент

(исключены токи нитей v , стоящих последними справа на рис. 3 в локальных схемах отдельных проводников).

Порядок формирования матрицы комплексных коэффициентов $\underline{\mathbf{C}}_g$ и вектора контурных ЭДС $\underline{\mathbf{E}}_g$ обычными формульными средствами представить трудно, поэтому воспользуемся следующей алгоритмической записью, которая по структуре подобна циклам, существующим практически во всех алгоритмических языках [11]:



Здесь имеются четыре вложенных друг в друга цикла — с параметрами перебора проводников — w и q , а также с подчиненными им параметрами перебора нитей в пределах проводников — b и h . Области действия каждого из параметров ограничены расположенным сразу за заголовками циклов рамками. Обозначения типа $C_g(x, y)$, $M_{n, s}$, R_v указывают на элементы матриц C_g , M и вектора сопротивлений R с соответствующими индексами x , y , n , s , v , z . Имеющиеся внизу сдвигки значений индексов $s = s + 1$ и $n = n + 1$ обеспечиваютстыковку разноразмерных матрицы C_g , с одной стороны (x и y изменяются от 1 до X) и матрицы

М и вектора \mathbf{R} , с другой стороны (значения n, s, v, z выбираются из диапазонов номеров всех нитей от 1 до K).

Условия $w = q$ и $x = y$ позволяют избирательно вносить сопротивления в строго ограниченный набор элементов матрицы $\underline{\mathbf{C}}_g$. Тогда как индуктивные параметры попадают всегда во все элементы этой матрицы — по четыре определенных значения в каждый (фактически засыпается в конкретный элемент $\underline{\mathbf{C}}_g(x, y)$, взаимная индуктивность контура x , образованного нитями n и v в проводнике w , и контура y , образованного нитями s и z в проводнике q).

Система из уравнений типа (8) составляется для каждой гармоники. Их решение достигалось на ЭВМ с использованием стандартной подпрограммы, оперирующей с комплексными коэффициентами [12]. Результатом явились комплексные амплитуды токов $I_{m, k, g}$, откуда извлекались их начальные фазы $\beta_{i, k, g}$ и амплитуды $I_{m, k, g}$ для всех ветвей цепи (рис. 3), за исключением последних нитей в каждом из проводников. Эти недостающие токи затем определялись по формуле (7). Достигнутые результаты позволяли уже сформулировать функции токов нитей (4), а также целый ряд вытекающих из этого следующих данных ВТ.

Действующие значения токов нитей:
по гармоникам

$$I_{k, g} = I_{m, k, g} / \sqrt{2}, \quad k = 1, 2, \dots, K, \\ g = 1, 3, 5, \dots, G; \quad (9)$$

для результирующей функции (4) в соответствии с [9]

$$I_k = \sqrt{I_{k, 1}^2 + I_{k, 3}^2 + I_{k, 5}^2 + \dots + I_{k, G}^2}, \\ k = 1, 2, \dots, K. \quad (10)$$

Добавочные потери мощности:

в отдельных нитях (по отдельным гармоникам и в сумме)

$$P_{k, g} = R_k I_{k, g}^2; \quad P_k = R_k I_k^2; \quad (11)$$

в отдельных проводниках, для всех проводников паза и суммарные ДПМ на всю ОЯ с учетом всех Z_a пазов:

$$P_w = \sum_{k=u}^v P_k; \quad P_{za} = \sum_{w=1}^W P_w; \quad P_{оя} = Z_a P_{za}. \quad (12)$$

Плотности ВТ, соответствующие уже обусловленным токам,

$$J_{m, k, g} = I_{m, k, g} / S_k;$$

$$J_{k, g} = I_{k, g} / S_k;$$

$$J_k = I_k / S_k, \quad (13)$$

где S_k — площади поперечного сечения элементов, на которые подразделены реальные проводники.

Временные функции плотности тока для отдельных элементов

$$j_k = \sum_{g=1, 3, 5}^G J_{m, k, g} \sin(g\omega t + \beta_{i, k, g}). \quad (14)$$

Конкретные расчеты ВТ в соответствии с изложенной методикой были проведены для упоминавшейся МПТ П2-23/132. Дополнительно к ее параметрам, представленным в [7, 8] и на рис. 1, отметим, что удельное электрическое сопротивление проводников соответствовало меди в нагретом состоянии и принято равным $2,2 \cdot 10^{-8}$ Ом·м; число нечетных гармоник ограничено в соответствии с разложением магнитного поля в [7] значением G , равным 53; угловая частота $\omega = 46,1$ рад/с при частоте вращения якоря 63 об/мин и числе пар полюсов $p = 7$.

В первой серии прикидочных расчетов рассматривались отдельные проводники паза для выявления целесообразного уровня их дискретизации токовыми нитями (без учета влияния остальных проводников). Проводники пронумерованы так, как это показано на рис. 4, и здесь же даны в-

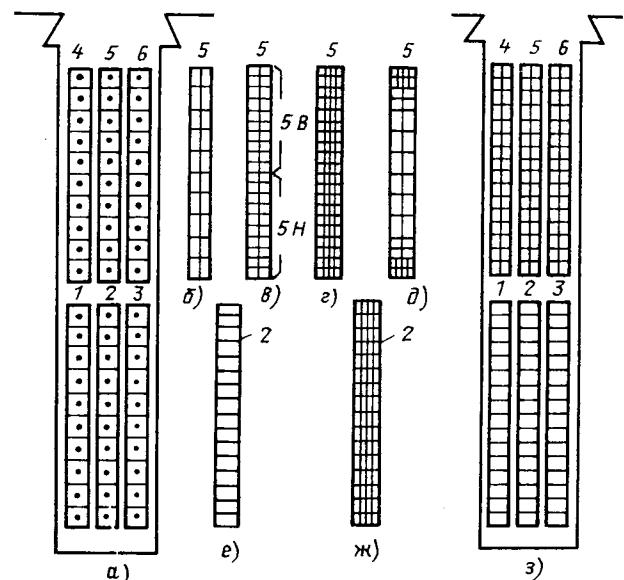


Рис. 4. Варианты дискретизации проводников

Таблица 1

Проводник	$w = 5$					$w = 2$	
Вариант по рис. 4	а	б	в	г	д	е	ж
Число элементов $V(w)$	10	20	40	80	36	16	64
P_w , Вт	55,1	56,3	57,0	57,2	56,8	3,47	3,74
J_k^* , А, мм^2	10,09	10,26	10,98	11,03	11,04	2,98	3,05
$J_{k,g}^*$, А/ мм^2	5,07	5,14	5,49	5,51	5,52	1,32	1,34
$(P_{w,g}/P_{w,1})^*$	7,89	7,58	7,61	7,53	7,58	3,13	2,18

* Наибольшие значения из рассчитанных при варьировании индексами

рианты их подразделения на элементы. Для одного проводника в верхнем слое ($w = 5$) и одного в нижнем слое ($w = 2$) результаты расчетов представлены в табл. 1. Обозначения соответствуют формулам (9) – (13); $P_{w,g}$ – ДПМ в проводнике w на отдельных гармониках, $P_{w,1}$ – то же при $g = 1$.

Очевидно, что увеличение числа элементов $V(w)$ приводит к некоторому изменению результатов, причем дальнейшая дискретизация проводников уже практически не давала уточнения. ВТ в проводнике верхнего слоя существенно больше, чем в нижнем слое. Выявлено также, что первая гармоника играет далеко не первую роль (максимальные значения в нижнем слое получены при $g = 3$, в верхнем – при $g = 13$).

Для оценки размерного эффекта проводник 5 был разделен на два, как показано на рис. 2, б и рис. 4, в. Результаты отдельных расчетов для целого проводника и его частей 5Н и 5В представлены в табл. 2 и получены при учете реакции

только собственных ВТ и при дискретизации по рис. 4, в (здесь деление проводника условно, без учета контакта в лобовых частях). Данные свидетельствуют о заметном уменьшении ВТ и ДПМ и о преобладающей нагрузке в верхней части проводника – 5В.

Для оценки взаимного влияния проводников посредством реакции ВТ проведена соответствующая серия расчетов, результаты которых представлены в табл. 3. Расчет сделан для всех проводников вообще без учета реакции (практически индуктивные параметры приняты нулевыми). С учетом только собственной реакции рассмотрены одиночные проводники в нижнем и верхнем слоях, затем одновременно все проводники только одного слоя и, наконец, все проводники паза вместе. Во всех случаях использовалась дискретизация по рис. 4, а, которая давала, как выявлено, достаточ-

Таблица 2

Проводник $w = 5$	Целый	Часть 5В	Часть 5Н
P_w , Вт	57,0	12,3	4,9
J_k^* , А/ мм^2	10,98	6,04	3,98
$J_{k,g}^*$, А/ мм^2	5,49	2,95	1,88
$(P_{w,g}/P_{w,1})^*$	7,61	9,07	5,16

* Наибольшие значения

Таблица 3

Номера проводников	Варианты расчета ДПМ, Вт					
	Без учета реакции ВТ	С учетом реакции ВТ от выбранной части проводников				
1	4,14	–	–	2,67	–	3,57
2	4,08	3,47	–	2,62	–	3,51
3	4,14	–	–	2,67	–	3,52
4	67,95	–	–	–	39,76	40,36
5	68,12	–	55,07	–	37,42	38,04
6	67,95	–	–	–	36,13	36,78
Всего	216,4	–	–	7,94	113,3	125,8

но объективные результаты и требовала сравнительно небольших затрат времени ЭВМ.

Из табл. 3 видна существенная роль реакции ВТ — при учете всех проводников паза из-за нее ДПМ уменьшаются в 1,7 раза. Основным здесь является взаимодействие проводников из общего для них слоя. Нижний и верхний слои взаимодействуют слабо, причем это приводит к некоторому (на 3,8 %) возрастанию потерь, что естественно, так как поле, вытесняемое одним слоем, рассеиваясь, отбрасывается в окружающее пространство, в том числе и на проводники другого слоя.

Для полного числа проводников с учетом реакции ВТ некоторые результаты представлены на рис. 5–8.

На рис. 5 показан спектральный состав максимальных значений плотностей ВТ — ($J_{k,g}$), достигаемых в верхней части верхнего слоя проводников, а также ДПМ P_{z,g^*} (в относительных единицах — за базу приняты ДПМ при $g = 1$). График $\Sigma P_{z,g^*}$ иллюстрирует наращивание ДПМ с учетом все большего числа гармоник (здесь за единицу приняты ДПМ от всех 53 гармоник). Очевидны всплески на гармониках 5, 13 и 23, что связано с наложением периодичности структур главных полюсов и их зубцов. Примерно после $g = 29$ уровень ВТ имеет тенденцию к затуханию — далее накапливается менее 3 % ДПМ. Это еще раз подтверждает обсуждавшийся в [7] факт практического отсутствия в пазах переменного магнитного поля с зубцовыми частотами сердечника якоря.

На рис. 6 изображена векторная диаграмма амплитуд плотности ВТ, они даны в масштабе и ориентированы по начальным фазам. Векторы (показана только их часть) связаны с конкретными элементами проводников. Основной набор дан для гармоники $g = 13$, и только для элемента k построены векторы гармоник 1 и 23. Пунктиром показаны для сравнения векторы, соответствующие расчету без учета реакции ВТ.

На рис. 7 проиллюстрированы временные функции плотности ВТ, построенные в соответствии с формулой (14) для указанных элементов в проводниках, причем для одного из них графики даны как с учетом реакции ВТ, так и без нее (с индексом бр). Очевидна взаимосвязь кривых $j_k(t)$ со структурой сердечников главных полюсов, а также некоторый временной сдвиг и уменьшение j_k из-за реакции ВТ.

На рис. 8 представлены распределения плотности ВТ по высоте сечения проводников 2 и 5, даны как действующие, так и мгновенные значения для отмеченных на рис. 7 моментов времени t_1, t_2, t_3 , причем с учетом и без учета реакции ВТ. Очевидна повышенная нагрузка на краях проводников, что соответствует известным принципам формирования ВТ. По ширине проводников

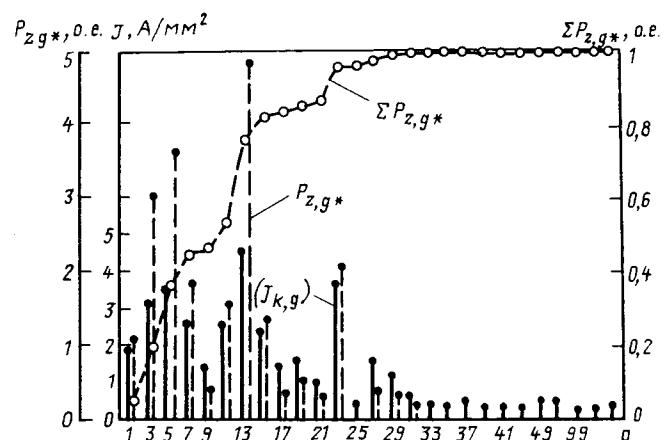


Рис. 5. Спектральные характеристики:

$J_{k,g}$ — максимальные величины действующих значений плотности ВТ; P_{z,g^*} — относительные значения ДПМ; $\Sigma P_{z,g^*}$ — накопление ДПМ по гармоникам

плотность j_k также изменяется, но существенно меньше — в пределах 3–10 %.

Расчеты, кроме использования дискретной структуры проводников как на рис. 4, а, были проведены и для более детализированной структуры, имевшей общее число нитей $K = 144$ (рис. 4, з). Результаты в целом получены аналогичные при некоторых уточнениях. Например, значение общих ДПМ изменилось примерно на 3 %, при этом для расчета одного варианта затраты времени ЭВМ возросли примерно в 12 раз и составили для ЕС 1045 около 20 мин.

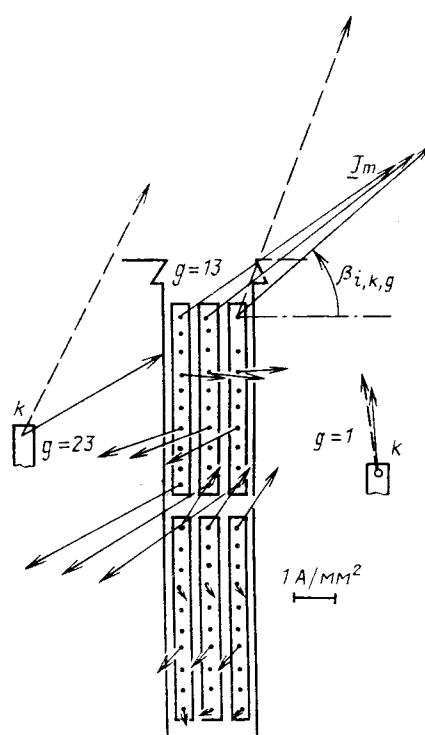


Рис. 6. Векторная диаграмма плотности ВТ

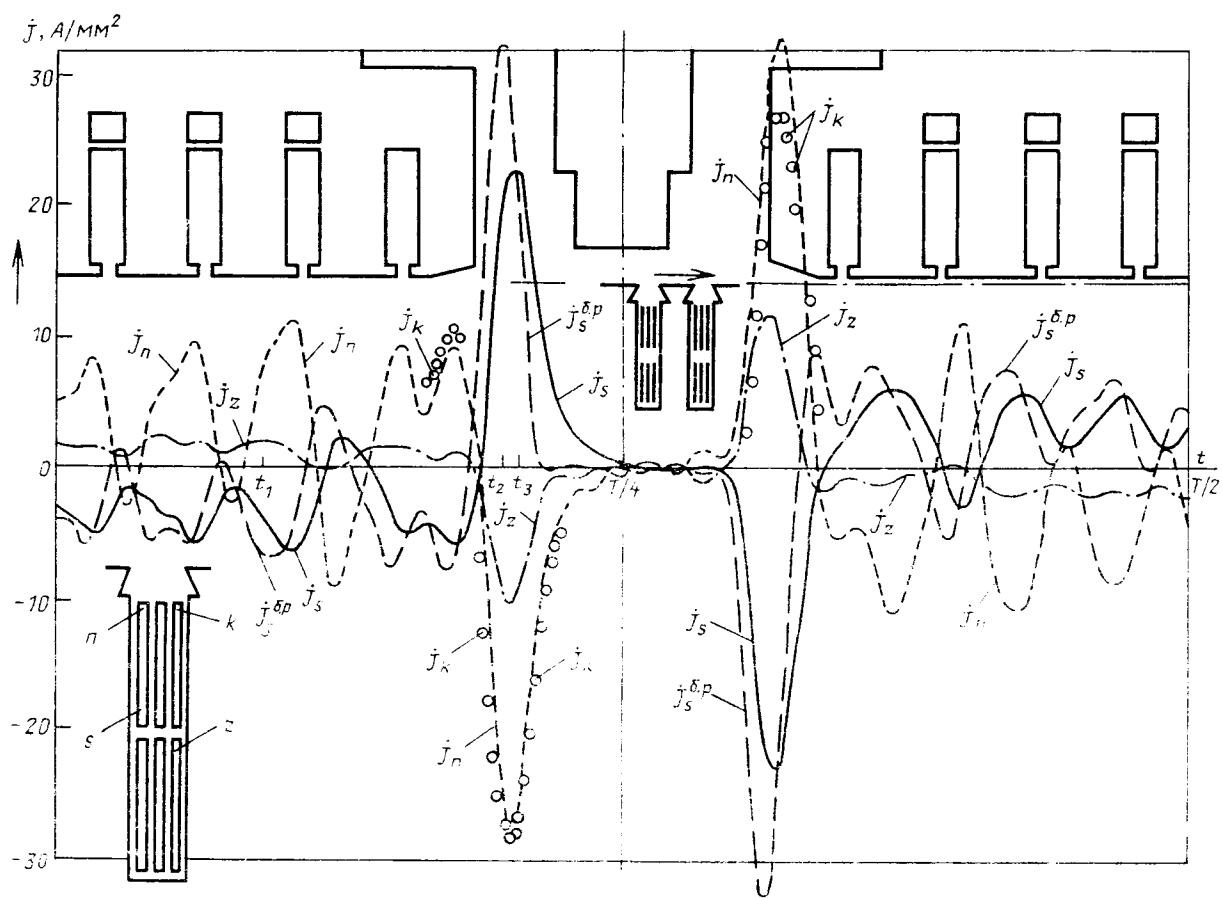


Рис. 7. Функция $j(t)$ — плотность ВТ в указанных точках проводников (T — временной период)

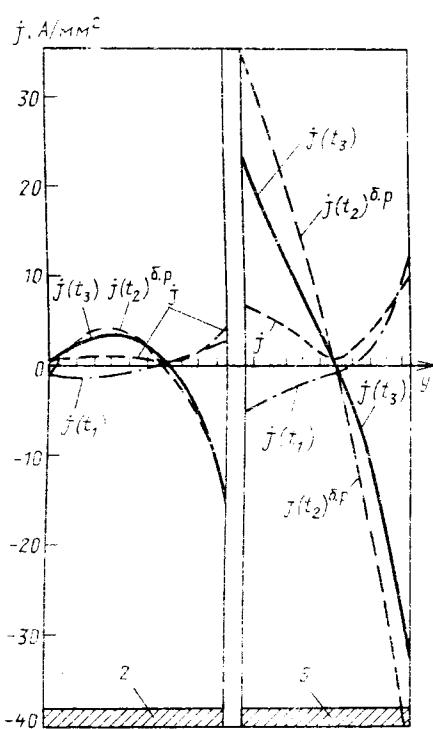


Рис. 8. Распределение плотности ВТ по высоте проводников:

J — действующие значения, $j(t)$ — значения в указанные моменты времени в соответствии с рис. 7

В заключение отметим, что общие ДПМ от ВТ на всю обмотку якоря в рассмотренном режиме ХХ составили 48,4 кВт, что соответствует 0,7 % номинальной мощности исследуемой МПТ. Такое значение считается слишком большим, поэтому для уменьшения ДПМ необходимо было предпринять соответствующие меры. Конкретно остановились на составлении проводников секции ОЯ в сечении из элементарных. При этом, естественно, сохранилась связь элементарных проводников в местах пайки лобовых частей. Такой случай является более сложным для расчета, так как необходимо еще учитывать, так называемые, контурные токи. Разработанная и представленная методика позволяет в принципе решить и такую задачу при соответствующей модификации. Это является темой следующей статьи, четвертой в упоминавшейся серии.

Выводы

1. Цепнopolевой метод оказывается эффективным инструментом, позволяющим рассчитывать ВТ с учетом условий, достаточно полно отражающих реальные параметры сложной конфигурации магнитной системы и ее насыщение. При этом возможно варьирование параметрами, расположением и формой проводников, заполняющих пазы якоря.

2. В условиях рассмотренной конструкции секции ОЯ крупной компенсированной МПТ процесс образования ВТ является весьма интенсивным и приводит к ДПМ, составляющим около 0,7 % номинальной мощности.

3. Добавочные потери мощности в верхнем слое ОЯ в 10 раз больше, чем в нижнем.

4. Вихревые токи имеют достаточно широкий частотный спектр с основной ролью гармоник в полосе от 1 до 29 и с явно выраженным вкладом отдельных гармоник.

5. Мгновенные значения плотности ВТ в некоторых частях сечения проводников существенно превышают плотность основного тока; действующие значения плотности ВТ соизмеримы с последней.

Список литературы

1. Рихтер Р. Электрические машины. Т. 1. Расчетные элементы общего значения. Машины постоянного тока. Л.—М.: ОНТИ, 1935.

2. Данилевич Я. Б., Каширский Э. Г. Добавочные потери в электрических машинах. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963.

3. Пашкевич В. И., Латышева В. А., Фетисов В. В. Обмотки с различной конструкцией секций в пазу якоря машины постоянного тока // Изв. ВУЗов. Электромеханика. 1989. № 10. С. 26—31.

4. Свидченко С. Ю. Исследование добавочных потерь в обмотке якоря крупных машин постоянного тока. Автореф. дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук. Л.: ЛПИ, 1978.

5. Миничев В. В. Расчет электромагнитных полей, ЭДС и добавочных потерь в машинах постоянного тока // Вопросы проектирования, исследования и производства мощных турбо-, гидрогенераторов и крупных электрических машин. Тезисы докладов к Всесоюзному научному техническому совещанию. Л.: ВНИИэлектромаш. 1988. С. 113—114.

6. Милюх В. И. Электродинамические процессы в экранах многополюсной системы возбуждения сверхпроводникового двигателя постоянного тока // Электричество. 1987. № 4. С. 37—42.

7. Милюх В. И. Электродинамические условия в пазах якоря машины постоянного тока // Электротехника. 1992. № 10—11.

8. Милюх В. И. Индуктивные параметры проводников обмотки якоря машины постоянного тока // Электротехника. 1992. № 12.

9. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1973.

10. ГОСТ 1497-77. Электротехника. Буквенные обозначения основных величин, измененная редакция.

11. Сергеев Н. П., Домнин Л. Н. Алгоритмизация и программирование. М.: Радио и связь, 1982.

12. Математическое обеспечение ЕС ЭВМ. Библиотека программ по численным методам на языке ПЛ/1/ В. О. Круглов, К. В. Маслов, А. А. Моторная, В. И. Хатунцев. Харьков: ФТИНТ АН УССР.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 621.313.33.001.4

КРУТИЛЬНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ, СОДЕРЖАЩИХ АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

Г. М. ИВАНОВ, доктор техн. наук,
В. И. НОВИКОВ, канд. техн. наук

Известно, что использование асинхронного двигателя с фазным двигателем в каскадных схемах электроприводов приводит при определенных условиях к резонансным явлениям [1].

На стенде было испытано зубчатое колесо редуктора, имеющего номинальный крутящий момент 10 000 Н при 3000 об/мин. Исследования показали, что причиной его разрушения явились нагрузки, обусловленные колебаниями крутящего момента в слабо демпфированной электромеханической системе с частотой 4,2 Гц и переменной составляющей момента $\pm 25\%$ его номинального значения. Возбудителем механических колебаний явилась электромашина с фазным ротором, включенная по схеме АВК и создающая искаженный электромагнитный момент с переменной составляющей. Основным фактором при этом является несимметрия потокосцеплений, приводящая к деформации круговых электромагнитных полей статора и ротора машины. В этом случае конец суммарного электромагнитного вектора поля описывает эллипс вместо окружности.

В рассматриваемом случае электрическая машина работает в режиме малых скольжений и возбуждает низкочастотные колебания. Поясним характер изменения электромагнитного момента асинхронной машины (двигателя) при фазовой асимметрии потокосцеплений ротора.

Известно, что несимметричную трехфазную систему можно представить в виде двух симметричных трехфазных систем — с прямой и обратной последовательностью чередования фаз [2].

Изображающему вектору тока статора в системе осей d и q , жестко связанных с ротором и врачающихся вместе с ним синхронно в пространстве, будет соответствовать выражение

$$I_s = I_{m1} e^{j(st + \delta_0 - \varphi_1)} + I_{m2} e^{-j(st + \delta_2 - \varphi_2)} \quad (1)$$

Поступила 27.04.92

или

$$\vec{I}_s = \vec{I}_{s1} + \vec{I}_{s2}, \quad (2)$$

где I_{m1} ; I_{m2} — модули векторов тока прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2) последовательности; s — скольжение (относительная частота вращения); τ — время; δ_0 — начальный угол между изображающим вектором напряжения и осью d ; φ_1 ; φ_2 — углы между векторами напряжения и тока фаз прямой и обратной последовательности.

Составляющие изображающего вектора \vec{I}_{s1} и

\vec{I}_{s2} имеют неизменные модули и врачаются в противоположные стороны относительно ротора с частотой s .

Если пренебречь магнитной и конструктивной несимметрией обмоток, то по аналогии с током сцепления для изображающего вектора потокосцепления обмотки статора можно написать выражение:

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_{s1} + \vec{\psi}_{s2}; \quad (3)$$

или

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_{m1} e^{j(sr+\delta_0-\psi_1)} + \vec{\psi}_{m2} e^{-j(sr+\delta_0-\psi_2)}, \quad (4)$$

где ψ_{m1} ; ψ_{m2} — модули векторов потокосцеплений прямой и обратной последовательности; ψ_1 ; ψ_2 — фазные углы потокосцеплений.

Электромагнитный момент вращения в установившемся режиме при несимметрии ротора также можно представить как сумму двух составляющих:

$$M = M_c + M_d, \quad (5)$$

где — M_c и M_d — соответственно постоянная и переменная составляющие момента.

Момент можно представить в виде:

$$\begin{aligned} M &= \operatorname{Re} [j \vec{\psi}_s \vec{I}_s] = \operatorname{Re} [j(\vec{\psi}_{s1} + \vec{\psi}_{s2}) \times \\ &\times (\vec{I}_{s1}^* + \vec{I}_{s2}^*)] = \operatorname{Re} [(j \vec{\psi}_{s1} \vec{I}_{s1}^* + \vec{\psi}_{s2} \vec{I}_{s2}^*) + \\ &+ j(\vec{\psi}_{s1} \vec{I}_{s2}^* + \vec{\psi}_{s2} \vec{I}_{s1}^*)], \end{aligned} \quad (6)$$

где \vec{I}_s^* — вектор, сопряженный изображающему вектору тока статора.
Тогда

$$\begin{aligned} M_c &= \operatorname{Re} [j \vec{\psi}_{s1} \vec{I}_{s1}^* + j \vec{\psi}_{s2} \vec{I}_{s2}^*] = \\ &= \operatorname{Re} [j \psi_1 I_1 e^{j(\varphi_1 - \psi_1)} + j \psi_2 I_2 e^{j(\varphi_2 - \psi_2)}] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} M_d &= \operatorname{Re} [j \vec{\psi}_{s1} \vec{I}_{s2}^* + j \vec{\psi}_{s2} \vec{I}_{s1}^*] = \\ &= \operatorname{Re} [j \psi_1 I_1 e^{j(2s\tau+2\delta_0-\varphi_2-\psi_1)} + \\ &+ j \psi_2 I_1 e^{-j(2s\tau+2\delta_0-\varphi_1-\psi_2)}]. \end{aligned} \quad (8)$$

Полученные выражения (7), (8) показывают, что постоянная составляющая крутящего момента M_c является суммой моментов прямой и обратной последовательностей, а переменная составляющая M_d колеблется с частотой удвоенного скольжения.

Наиболее характерными причинами, вызывающими фазовую несимметрию ротора, являются неидеальность работы щеточного аппарата, различие по фазам сопротивления токопроводов, соединяющих ротор с устройствами регулирования роторного тока, и несовершенство самих устройств.

Значение переменной составляющей электромагнитного момента определяется степенью несимметрии фаз ротора, максимальное значение которой достигается при отсутствии одной фазы ротора. Этому случаю соответствуют осциллограммы, приведенные на рис. 1, из которых видно, что амплитуда переменной составляющей крутящего момента M_d асинхронного двигателя равна постоянной составляющей M_c . На рис. 1 значения I_{rB} и I_{rC} соответствуют токам в фазах B и C ротора двигателя.

На рис. 2 представлены осциллограммы роторных токов I_{Ar} , I_{Br} , I_{Cr} при условии симметрии фаз ротора. Переменная составляющая в кривой крутящего момента M_d отсутствует. I_{Ac} — ток в фазе A статора двигателя.

На рис. 3, 4 приведены осциллограммы крутящего момента для роторной несимметрии 75 и 60 %.

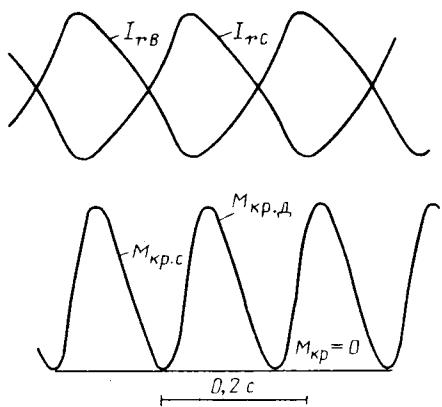


Рис. 1. Крутильные колебания при обрыве одной фазы асинхронного электродвигателя

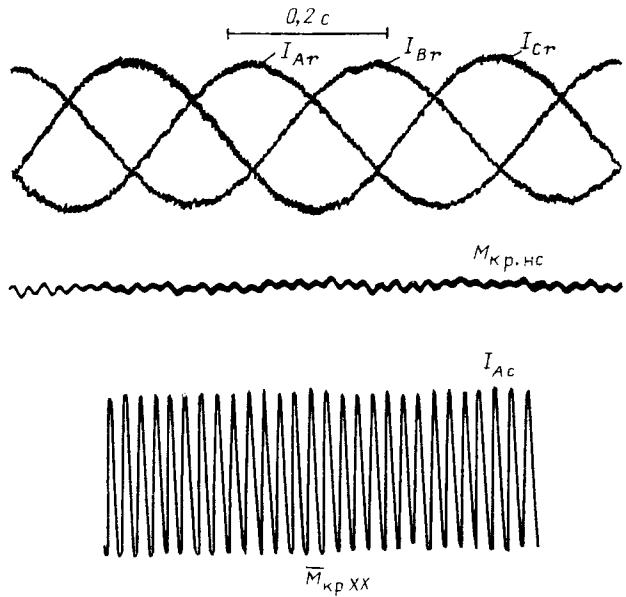


Рис. 2. Осциллограммы токов и момента электродвигателя при симметрии фазных токов ротора

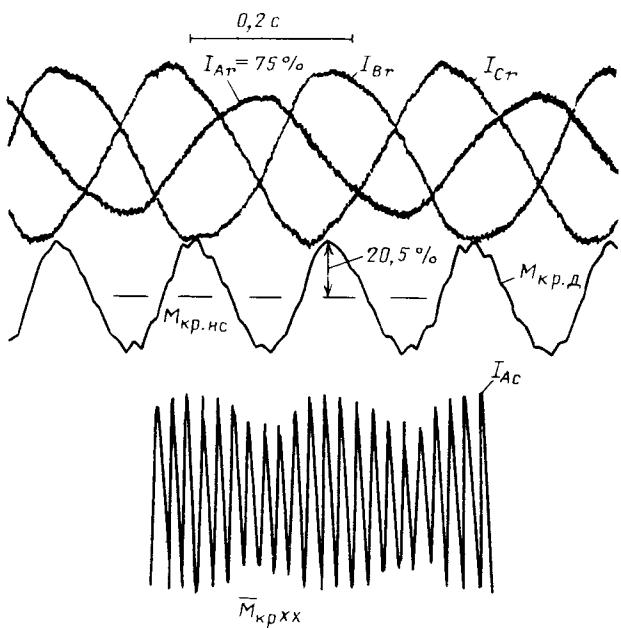


Рис. 3. Крутильные колебания в системе электропривода при величине асимметрии токов ротора, равной 75 %

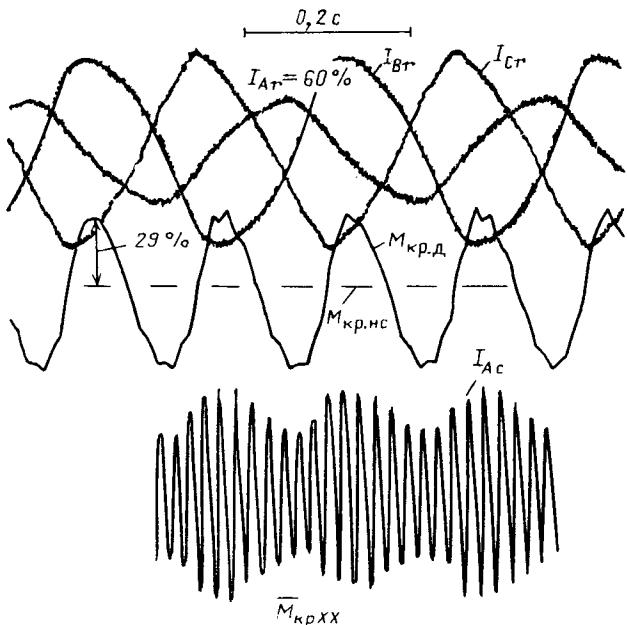


Рис. 4. Крутильные колебания в системе электропривода при величине асимметрии токов ротора, равной 60 %

Амплитуда переменной составляющей крутящего момента $M_{\text{кр.д}}$ соответственно составила 20,5 и 29 % постоянной составляющей крутящего момента $M_{\text{кр.нс}}$.

Во всех приведенных случаях частота переменной составляющей момента на валу асинхронного двигателя строго соответствует двойной частоте тока ротора.

Определенный интерес представляют осциллограммы фазных токов ротора I_{Ar} , I_{Br} , I_{Cr} и момента $M_{\text{кр}}$ на валу асинхронной машины, содержащей трехфазный мостовой выпрямитель (рис. 5). Здесь частота переменной составляющей крутящего момента равна шестикратной частоте тока фазы ротора, что объясняется последовательным чередованием несимметрии фаз ротора (отсутствует ток в каждой фазе каждую шестую часть периода).

Колебания крутящего момента находятся в стадии резонанса. Переменная составляющая $M_{\text{кр.д}}$ достигает ± 18 % постоянной составляющей. Причем колебания тока статора практически не наблюдаются, т. е. при штатном приборном обеспечении выявить колебания момента невозможно.

С целью исключения колебаний момента асинхронной машины с фазовым ротором институтом ВНИИэлектропривод совместно с Московским вертолетным заводом им. М. Л. Миля предложены, разработаны и внедрены эффективные устройства, обеспечивающие значительное снижение фазовой асимметрии ротора и построенные на основе приведенных математических выражений [3].

Устройство, представленное на рис. 6, позволяет снизить до ± 4 % амплитуду переменной

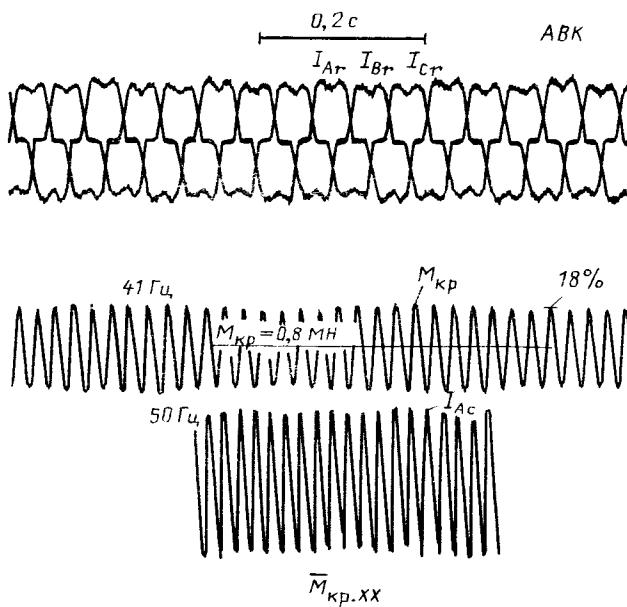


Рис. 5. Крутильные колебания в системе электропривода при наличии мостового выпрямителя в роторе асинхронного электродвигателя

составляющей момента с частотой, равной двукратной частоте роторного тока, вызванной роторной несимметрией, обусловленной, например, электротермической неравномерностью обмоток фаз ротора, щеточного контакта, соединенных токопроводов, систем регулирования роторного тока.

Устройство содержит три блока управления токами фаз ротора БУТ-1, БУТ-2, БУТ-3, состоя-

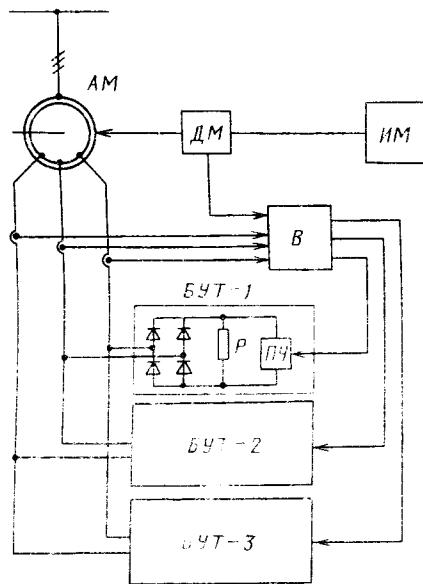


Рис. 6. Схема устройства, обеспечивающего снижение крутильных колебаний, вызванных несимметрией токов ротора электродвигателя:

AM — асинхронная машина; DM — датчик момента; IM — исполнительный механизм; B — вычислитель; Р — резистор нагрузочный; PU — преобразователь частоты однофазный; БУТ — блок управления током

щих из однофазного выпрямителя, нагрузочного резистора и преобразователя частоты ПЧ, вычислителя В, блока трансформаторов тока фаз ротора БТТ и датчика крутящего момента ДМ.

Устройство работает следующим образом: информация с датчика крутящего момента о переменной составляющей момента и с блока трансформатора тока о токах в фазах ротора поступает в вычислитель, определяющий необходимое соотношение роторных токов, при которых уровень переменной составляющей крутящего момента не превышает допустимого значения и вырабатывает задающие сигналы для блоков управления этими токами.

С целью подавления шестикратных пульсаций момента асинхронной машины, обусловленных наличием трехфазного мостового роторного выпрямителя, предложено и реализовано устройство, представленное на рис. 7.

Устройство включает блок трансформаторов тока (БТТ), блок роторных трансформаторов (БРТ), преобразователь частоты (ПЧ) и датчик положения ротора (ДПР).

Задача устройства — ввод в ротор трехфазной дополнительной определенной амплитуды ЭДС с частотой, равной пятикратной частоте роторного тока, и начальной фазой, совпадающей с начальной фазой ЭДС ротора.

Устройство работает следующим образом. На основании информации, поступающей с датчика положения ротора, трансформаторов роторного

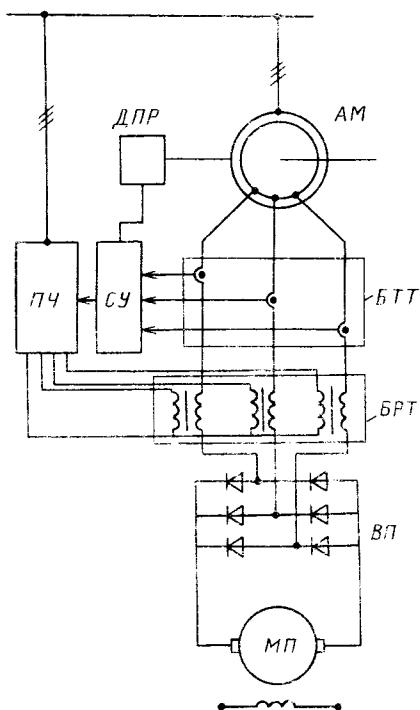


Рис. 7. Схема устройства для подавления крутильных колебаний, частота которых кратна шести от пульсирующего момента асинхронной машины:

ВП — выпрямитель роторный; МП — машина постоянного тока; СУ — система управления

тока и датчика момента преобразователь частоты формирует трехфазное напряжение с заданными значениями амплитуды, частоты и фазы. При этом режим коммутации вентиляй неуправляемого выпрямителя изменяется, в результате чего существенно снижается амплитуда переменной составляющей момента частотой, равной шестикратной частоте тока ротора.

Выводы

1. Использование асинхронных машин с фазным ротором в слабодемптированных электромеханических системах в области малых частот может приводить к возникновению опасных крутильных механических колебаний.

2. При проектировании электроприводов с применением асинхронных машин с фазным ротором необходимо провести предварительные расчеты жесткости механической части с тем, чтобы определить допустимые пределы значений частоты собственных колебаний системы.

3. Испытания головных образцов различных электроприводов на базе электрических машин с фазным ротором общепромышленных механизмов

необходимо проводить с использованием датчиков крутящего момента непосредственного измерения с целью своевременного выявления резонансных явлений.

4. Для сложных электромеханических систем с упругими связями целесообразно использовать предлагаемые способы и устройства гашения крутильных колебаний.

Список литературы

1. А. с. 1001400 СССР. Устройство для испытания многосвязанной механической передачи с разветвленной кинематической цепью и гибкими связями / Г. М. Иванов, В. И. Новиков, В. А. Шмелев, В. Ф. Запорожченко // Открытия. Изобретения. 1983. № 8.

2. Постников И. М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. М.: Высшая школа, 1975. с. 135.

3. А. с. 1654964 СССР. Способ управления асинхронным двигателем с фазным ротором / Г. М. Иванов, В. И. Новиков // Открытия. Изобретения. 1991. № 21.

4. А. с. 1696933 СССР. Электропривод стенда для испытаний механических передач с упругим звеном / Г. М. Иванов, В. И. Новиков и др. // Открытия. Изобретения. 1991. № 45.

Поступила 21.04.92

НОВЫЕ ВЫСОКОТОЧНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С ПЬЕЗОКОМПЕНСАТОРАМИ ДЛЯ СТАНКОВ, МЕХАНИЗМОВ И ПРИБОРОВ

А. А. НИКОЛЬСКИЙ, доктор техн. наук
МЭИ

Современные технологические процессы металлообработки, производства микроэлектронной, измерительной, лазерной техники выдвигают постоянно возрастающие требования к электроприводам по точности воспроизведения заданных параметров механических движений. Практика создания точных электромеханических систем (ЭМС) указывает на резкое возрастание трудностей при реализации следящих электроприводов, обеспечивающих секундную (угловую) и субмикронную (линейную) точность. "Барьер точности" обусловлен комплексом явлений, ярко проявляющихся при микроперемещениях (фрикционные колебания, вибрационные возмущения), в сочетании с проблемами изготовления прецизионных элементов высокоточных ЭМС.

Малые возмущения положения исполнительного органа (ИО), которые в грубых системах чаще всего просто не замечаются, в прецизионных могут определять основную составляющую их погрешности. Необходимость отрабатывать высокочастотные вибрационные возмущения, наряду с другими факторами, определяет высокий уровень требований, предъявляемых к прецизионным ЭМС по быстродействию. Быстродействие одноканальных следящих систем в значительной мере ограничивается динамическими возможностями традиционных исполнительных двигателей постоянного и переменного тока и может быть повышенено при использовании для построения ЭМС принципов двухканальности. В таких системах первый канал реализует грубые движения в широком диапазоне перемещений, а второй более быстродействующий, осуществляет компенсацию ошибок грубого канала. Добротность двухканальной системы определяется произведением добротностей, а астатизм — суммой порядков астатизма локализованных каналов.

В последнее время в качестве компенсаторов в точном канале двухканального электропривода, наряду с традиционными исполнительными двигателями, начинают находить применение пьезоэлектрические компенсаторы (ПК), способные деформироваться под действием управляющего поля, перемещая ИО системы в ограниченном диапазоне. Грубый канал в такой системе выпол-

няется как обычный редукторный или безредукторный привод, обеспечивающий со сравнительно невысокой точностью движение промежуточной платформы, сочлененной с перемещаемым ИО при помощи ПК (рис. 1).

Преимущества систем с ПК заключаются не только в высоких динамических показателях последних, но и в отсутствии кинематических передач для суммирования грубого и точного движений. В двухканальных системах с ПК диапазон активно отрабатываемых приводом частот может быть расширен до нескольких килогерц, что отвечает значительному повышению динамической точности (в малом) при обеспечении большого общего диапазона перемещений ИО.

На пути реализации такого, достаточно очевидного, решения стоят две основные проблемы:

1. Проблема отсутствия достоверного теоретического описания довольно "экзотического" для техники электропривода исполнительного пьезоэлемента. Известные модели пьезодвигателей

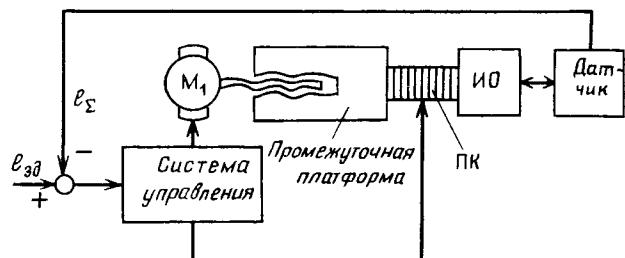


Рис. 1. Функциональная схема двухканального электропривода с пьезокомпенсаторами в точном канале

плохо приспособлены для целей синтеза высокодинамичных и точных (в том числе двухканальных) электроприводов на их основе и не позволяют описать комплекс наблюдаемых явлений (гистерезисные свойства, единство обратного и прямого пьезоэффектов, особенности пьезодвигателей как объектов с распределенными параметрами, зависимость механических свойств от граничных условий на электрической стороне и наоборот). Эти модели не позволяют правильно оценить эффективность тех или иных технических решений по способам регулирования, коррекции, линеаризации свойств пьезодвигателей в быстродействующих электроприводах.

2. Известные структурные решения двухканальных электроприводов с традиционными двигателями

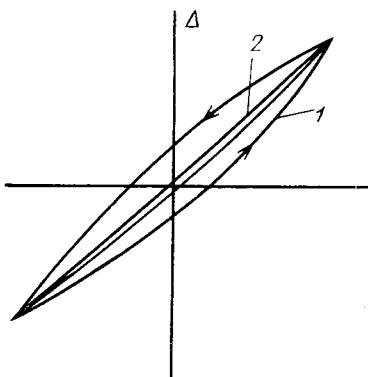


Рис. 2. Зависимость деформации пьезоэлемента от управляемых сигналов:

1 – $\Delta(u)$; 2 – $\Delta(q)$

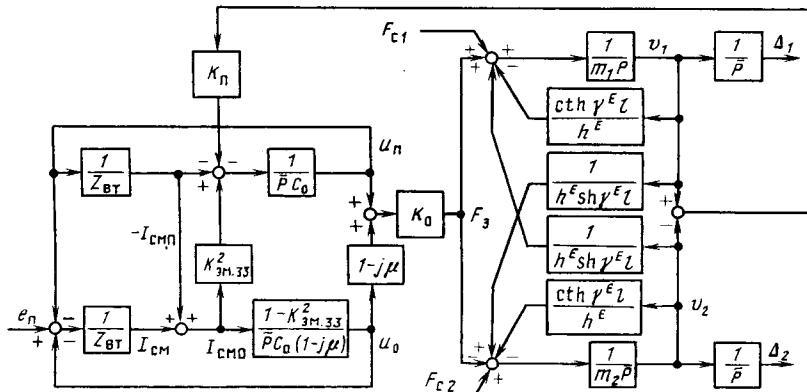


Рис. 3. Нелинейная модель стержневого пьезодвигателя:

Δ , v , F , m – смещение, скорость смещения, усилие нагружения и масса нагрузки на соответствующих гранях (1 и 2) пьезоэлемента; $\gamma^E = p / [C_{3B}^E (1 + p\nu/\omega)^{1/2}]$ и $h^E = C_{3B}^E [K_l (1 + p\nu/\omega)^{1/2}]$ – волновые параметры пьезоэлемента; $K_0 = K_p = K_n$ –

$= Y_{33}^E d_{33} n s / l$ – коэффициенты обратного и прямого пьезоэффектов; $K_y^E = Y_{33}^E s / l$ – коэффициент упругости пьезодвигате-

ля; $K_{3M.33}^2 = d_{33}^2 Y_{33}^E / (\epsilon_{33} \epsilon_0)$ – коэффициент электромеханической связи пьезоматериала; z_{BT} – внутреннее сопротивление

цепи заряда пьезоэлемента от источника ЭДС e ; C_{3B}^E – скорость звука в материале пьезоэлемента в режиме КЗ; d_{33} – пьезомодуль; $\epsilon_{33} \epsilon_0$ – диэлектрическая проницаемость пьезоматериала; C_0 – емкость пьезоэлемента; ν – тангенс угла механических потерь в пьезодвигателе; n – число пластин составного пьезодвигателя; l – длина активной части стержневого пьезодвигателя

ми в точном канале [1] не подходят для систем с пьезокомпенсаторами. В "канонических" структурах недоиспользуются потенциальные возможности ПК, создаются тяжелые условия работы двигателя и кинематических передач грубого канала, а при действии силовых и параметрических возмущений работоспособность таких систем вообще утрачивается.

В настоящее время обе указанные проблемы успешно решены.

Разработаны модели в удобной для инженеров форме структурных схем, описывающие пьезопреобразователи различных конструкций с учетом всех присущих им особенностей: обратимости, распределенности параметров, реальных потерь и нелинейных свойств. В частности, полученные модели описывают такое свойство пьезодвигателей, как большой гистерезис деформации Δ в функции управляющего напряжения u (относительная ширина петли до 50 %: кривая 1, рис. 2) и малый гистерезис в функции электрического заряда q (кривая 2). Все нелинейные модели удалось построить на базе предложенной в [2] комплексной формы записи фундаментальных уравнений пьезоэффекта. Одна из моделей, описывающая так называемый составной стержневой пьезодвигатель, приведена в качестве примера на рис. 3. Там же даны выражения для расчета параметров модели по справочным данным и характеристикам конструкции двигателя.

Существенная нелинейность пьезодвигателя описывается в модели блоками с комплексным коэффициентом передачи вида $(1 - j\mu)$, где μ – тангенс угла сегнетоэлектрических потерь. Видно, что при управлении пьезодвигателем от источника, э. д. с. e имеет место дополнительное фазовое запаздывание деформации двигателя Δ на угол $\varphi = \arctg \mu$, обусловливающее большой гистерезис $\Delta(u)$, которого нет при управлении от источника тока I_{cm} . Сама природа пьезоэлектрических элементов дает возможность почти полной компенсации гистерезиса при их включении в состав любой системы с управляющим источником тока или источником заряда. Такие системы обладают еще одним преимуществом: за счет параметрического воздействия на двигатель повышается резонансная частота, что отвечает росту полосы пропускания привода.

Чтобы реализовать указанные преимущества, были разработаны источники тока, позволяющие регулировать ток смещения в пьезодвигателе в диапазоне от единиц наноампер до сколь угодно больших значений. В разработанных схемах, в отличие от известных, подключаемый к пьезодвигателю силовой выход источника совпадает со входом прецизионного операционного усилителя, что обеспечивает высокую точность регулирования тока.

Анализ моделей такого рода (рис. 3) обнаружил

сильную колебательность в переходных процессах при изменении управляющего поля и усилия нагружения, а также особый, отличающий их от пассивных упругих элементов, полирезонансный характер пьезодвигателей как объектов управления, исключающий возможность их применения в быстродействующих ЭМС без устройств коррекции. При реализации высокодинамичных ЭМС на первый план выходит распределенность параметров, не позволяющая обеспечить произвольно высокие показатели быстродействия систем с пьезодвигателями и накладывающая ограничения на возможности корректирующих средств. С учетом волновых свойств пьезодвигателя разработана группа эффективных "ступенчатых" законов управления $u(t)$ и $q(t)$, обеспечивающих апериодическое протекание переходных процессов его деформации $\Delta(t)$ с предельным быстродействием (рис. 4). Сущность ступенчатых законов управления заключается в том, что волновые процессы, порождаемые в активной зоне пьезодвигателя на первом участке времени цикла позиционирования, интерферируют с процессами, порождаемыми на втором участке. При соответствующем выборе амплитуд и фаз возмущений на отдельных отрезках по окончании цикла позиционирования происходит их взаимное гашение [3].

Подробное моделирование дало также новые представления о возможностях коррекции с помощью обратных связей. Ранее пьезодвигатели эмпирически рассматривались как полирезонансные объекты с передаточной функцией, описывающей последовательное соединение бесконечного числа колебательных звеньев второго порядка. Охват такого объекта жесткой и даже гибкой корректирующими обратными связями недопустим. Отсюда делался вывод о необходимости заграждающей фильтрации в канале обратной связи всех частот, превышающих первую резонансную. Исследования новых моделей, подтвержденные практикой, позволяют, однако, утверждать, что такой вывод был следствием неверного представления о свойствах объекта. В действительности сбалансированные пьезодвигатели характеризуются чередующимся знаком прираще-

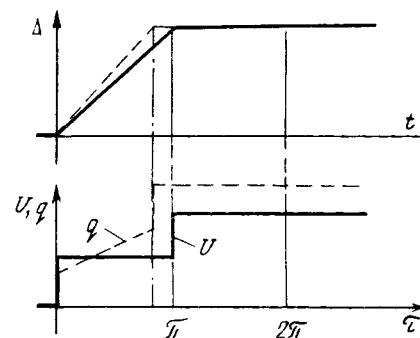


Рис. 4. Оптимальные переходные процессы деформации пьезодвигателя

ния фазы в функции частоты и, следовательно, допускают применение демпфирующих связей любой глубины. И все же полностью отказаться от заграждающей фильтрации высоких частот в канале корректирующих обратных связей не удалось. Самое серьезное ограничение на глубину корректирующих обратных связей оказывает несбалансированность пьезодвигателей, вызывающая появление дополнительных резонансов и нарушение порядка чередования фазовых приращений. При неудачном расположении датчиков параметров движения фазовые соотношения в окрестностях резонансов неблагоприятны, что требует фильтрации частот, превышающих первую резонансную. Достаточно, однако, сбалансировать двигатель или изменить расположение датчика, чтобы получить возможность применения глубоких корректирующих связей и более высокочастотного заграждающего фильтра, что повысит быстродействие скорректированной системы.

Такой рациональный подход к построению систем управления позволил в замкнутых системах регулирования достичь частот среза, в 2–3 раза превышающую собственную частоту колебаний двигателя с нагрузкой. Разработанные схемы параметрической линеаризации и коррекции пьезодвигателей, сочетающие глубокие корректирующие обратные связи, а также схемы с квазимаксимальными регуляторами, действующими по принципу интерференции колебательных процессов в

двигателе, обеспечили расширение полосы пропускания системы в зарезонансную область.

Использование пьезодвигателей в ЭМС ограничивается их чувствительностью к вибрационным возмущениям положения ИО, вызываемым смещением основания, на котором закреплен пьезодвигатель. В [3] предложены средства уменьшения влияния указанных возмущений на положение ИО с использованием в качестве компенсирующих сигналов с датчиков скорости, положения основания или деформации пьезодвигателя. Показано, что гистерезисные свойства пьезодвигателя не позволяют в системах с управляющими источниками э. д. с. или напряжения ослабить вибрационные возмущения, передаваемые от основания к ИО, более чем в $K = 1/\mu$ раз (на 10–15 дБ). В системах с управляемыми источниками тока влияние сегнетогистерезиса исключается и воздействие вибрационных возмущений может быть ослаблено на 50–80 дБ. Разработанные средства позволили построить на пьезодвигателях системы активной виброзащиты различного оборудования, работоспособные при действии не только квазистатических, но и высокочастотных вибрационных возмущений на частотах, близких и превышающих резонансную.

Двухканальные электроприводы с ПК строятся по принципам, известным из теории многоканальных итерационных систем, модифицированным с учетом присущих исполнительным пьезоэлементам

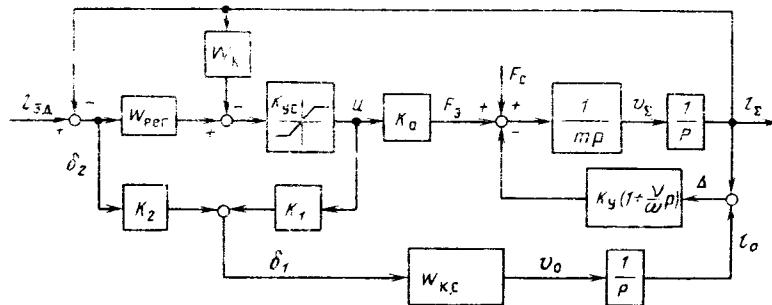


Рис. 5. Основная структурная схема двухканального электропривода с пьезокомпенсатором. Обозначения те же, что и на рис. 3.

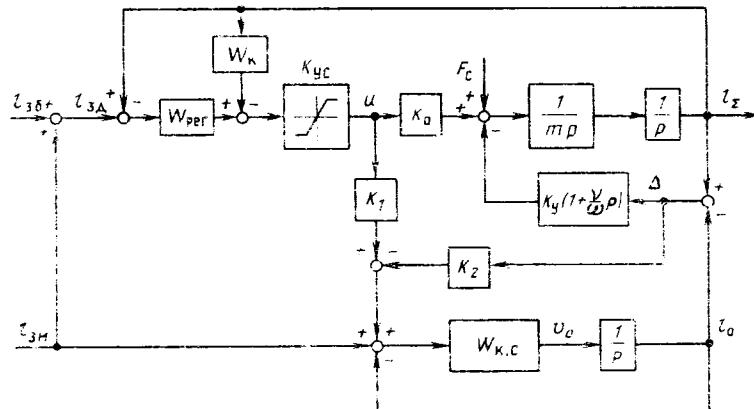


Рис. 6. Модифицированная структурная схема двухканального электропривода с пьезокомпенсатором

упругих свойств, отличающих их от традиционных исполнительных двигателей. Упругость придает ПК способность передавать усилия от привода грубого канала к исполнительному органу даже при отсутствии управляющего поля.

Одна из первых структур двухканального электропривода, специально ориентированных на работу с ПК в точном канале, — иерархическая в упрощенном виде приведена на рис. 5.

Для построения привода по структуре рис. 5 достаточно иметь один датчик положения исполнительного органа. Известны также варианты построения таких приводов по итеративной и комбинированной структурам, отличающимся от приведенной комплектом измерительных датчиков и связей между сигналами в системе [4].

Имеется ряд задач воспроизведения движений, при которых закон движения исполнительного органа может быть представлен суммой двух составляющих: ярко выраженной высокочастотной, сравнимой по амплитуде с диапазоном управляемых деформаций ПК Δ_{\max} , и низкочастотной, реализуемой в основном грубым движением (задача сканирования, периодического нагружения, обточки на токарных станках некруглых деталей и т. п.). В основной структуре рис. 5 сигнал задания δ_1 для контура скорости грубого канала будет при этом содержать высокочастотную составляющую, вызывающую динамические перегрузки двигателя и кинематических передач грубого привода. Для решения таких задач разработаны модифицированные структуры с дополнительными обратными связями и раздельным заданием "быстрой" и "медленной" составляющих перемещения ИО, одна из которых показана на рис. 6. Высокочастотный сигнал в такой системе на входе грубого канала скомпенсирован противофазным сигналом с датчика деформации. Глубокая компенсация этого сигнала достигается только в системах, линеаризованных путем использования управляющих источников тока и заряда.

В заключение следует отметить, что разработанные системы, а также устройства управления пьезодвигателями просты, легко сопрягаются с действующим оборудованием и прошли проверку в производственных условиях. Следуя полученным рекомендациям, удалось построить линеаризованные ЭМС, обладающие качественно новыми характеристиками: полосой пропускания с верхней частотой, превышающей частоту механического резонанса (в абсолютном выражении до 5 кГц), реализовать ускорения порядка 10^4 м/с^2 , время регулирования положения порядка десятков микросекунд, плавное движение исполнительных органов с низкими скоростями $10^{-7}\text{--}10^{-8} \text{ м/с}$, ослабление вибраций защищаемого оборудования на 60–80 дБ.

Эффективные устройства и новые технологические процессы, реализованные на базе разработанных электроприводов, нашли применение в металлообработке (расточные и токарные станки), приборостроении (приборы активной виброзащиты, рентгеноструктурного анализа, микроскопии), производстве датчиков (тариировка тензометрических и оптических датчиков), оптике, лазерной технике (приводы зеркал оптических приборов, аттенюаторов) и ряде других.

Примером эффективного применения описанных разработок является двухканальный электропривод станка для обработки автомобильных поршней. Поршни относятся к числу наиболее массовых и сложных изделий в моторостроении. Поверхность детали представляет собой бочкообразную фигуру с переменным по ее длине сечением овальной формы. Основная проблема обработки поршней заключается в формировании овального поперечного сечения, разница большего и меньшего диаметров которого может достигать десятых долей миллиметра. Для этого резец за время одного оборота шпинделя станка должен совершать двукратное возвратно-поступательное движение в направлении, перпендикулярном оси вращения заготовки. Традиционные электроприводы подачи станков не обладают быстродействием, достаточным для организации такого движения (даже при невысоких частотах вращения шпинделя, например при 750 об/мин). Применение двухканального привода подачи станка с быстродействующим пьезокомпенсатором позволило в 2–3 раза поднять производительность при обработке поршней (в сравнении с работающими станками копировальной группы), отказаться от применения дорогостоящих копиров при упрощении кинематики, повышении жесткости и снижении металлоемкости станка, обеспечить обработку всей гаммы изделий на одном станке без его механической переналадки.

Список литературы

1. Динамика следящих приводов / Под ред. Л. В. Рабиновича. М.: Машиностроение, 1982.
2. Никольский А. А. Математическая модель нелинейных явлений в пьезоэлектрических двигателях и датчиках // Электричество. 1990. № 12. С. 27–31.
3. Никольский А. А. Метод повышения быстродействия следящих и позиционных электроприводов с пьезоэлектрическими двигателями // Электричество. 1988. № 3. С. 54–60.
4. Никольский А. А. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами. М.: Энергоатомиздат, 1988.

Поступила 23.01.91

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМИ ТРЕХФАЗНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Б. Н. ПОПОВ, канд. техн. наук

Анализ состояния и тенденций использования микропроцессорных устройств в энергоприводных системах показывает, что при современном уровне развития микроэлектроники целесообразна разработка полностью цифровых систем управления положением, скоростью, током.

В [1] в рамках концепции интеллектуальных исполнительных устройств обосновано применение цифровых следящих приводов (ЦСП) с двумя специализированными микропроцессорными вычислителями (СМВ) в контуре. Для бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ) получены аналитические выражения для управляющих логических функций и фазных напряжений U_A , U_B , U_C . Опыт использования БДПТ в режиме синхронного двигателя позволил установить общие и отличительные особенности микропроцессорного управления этими двумя типами двигателей.

В случае применения в качестве исполнительного устройства синхронного трехфазного двигателя (СТД) с ключевым усилителем мощности (КУМ) и специализированным микроконтроллером блок-схема ЦСП имеет вид, представленный на рис. 1.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: ЦУМ – цифровая управляющая машина; СМВ – специализированный микропроцессорный вычислитель; СМК – специализированный микроконтроллер; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; КЭI – ключевой элемент, I – номер КЭ; UI – управляющие логические функции; БР – буферный регистр. УГР – устройство гальванической развязки; $T_{ЦУМ}$ – период квантования ЦУМ; T_{01} – период квантования СМВ; T_{02} – период квантования СМК.

Достоинства структуры подобного типа подробно описаны в [1].

Специализированный микроконтроллер СМК предназначен для реализации экономичных законов коммутации КЭ и осуществляет управление по жестко определенному алгоритму. В результате обработки входного кода управления K_Y СМК

формирует двоичное управляющее слово CW (Control Word). Разрядность CW зависит от числа фаз двигателя и от схемы их включения. Каждый разряд CW является управляющей логической функцией (УЛФ) – UI одного КЭ усилителя мощности. Таким образом, формат CW как и в случае трехфазного БДПТ [1], имеет вид:

$$CW = < U1 \ U2 \ U3 \ U4 \ U5 \ U6 >.$$

Основное отличие алгоритмов управления СТД от трехфазного БДПТ заключается в принципах регулирования скорости. Для синхронных двигателей регулирование достигается изменением частоты (периода) следования импульсов. В ЦСП рассматриваемой структуры регулирование скорости может быть реализовано с помощью преобразователя код – частота (ПКЧ). Данная работа этого вопроса не касается.

Сформируем минимально необходимую систему логических переменных, обеспечивающую реализацию экономичных законов коммутации КЭ. Рассмотрим методику синтеза управляющих логических функций, лежащих в основе микропроцессорного управления СТД при широтно-импульсном способе регулирования тока. Рассмотрим методику синтеза алгоритмов управления реверсивным регулируемым ЭП с СТД, статорные обмотки которого соединены в "звезду".

Система логических переменных. Из анализа эпюра фазных напряжений U_A , U_B , U_C (рис. 2) определим число условий, которое необходимо реализовать для управления реверсивным регулируемым ЭП с трехфазным СТД.

Этими условиями являются обеспечение реверсирования двигателя; обеспечение широтно-импульсного регулирования тока двигателя и создание системы периодических фазных напряжений U_A , U_B , U_C , сдвинутых друг относительно друга на угол $2\pi/3$.

Анализ перечисленных условий реализации показывает, что минимально необходимое число логических переменных, которое может обеспечить

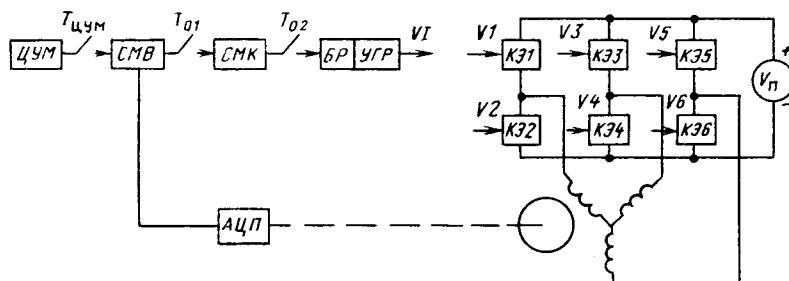


Рис. 1

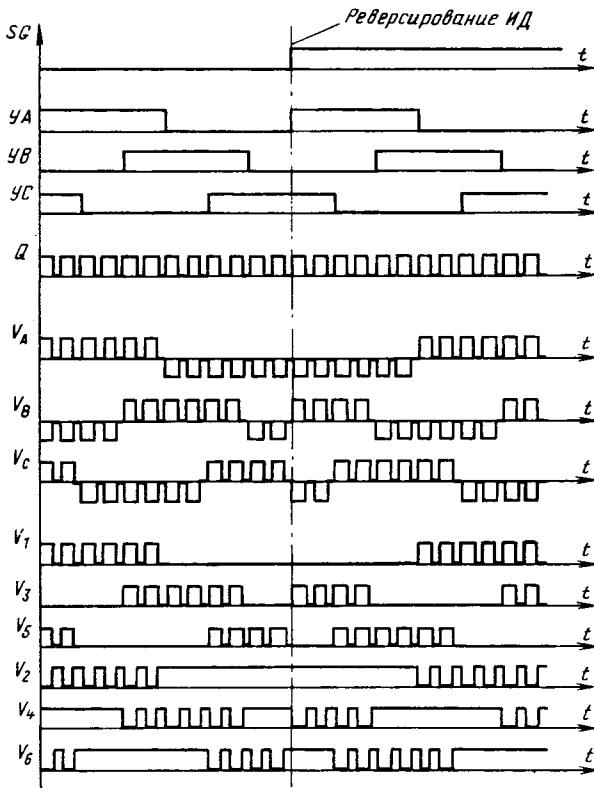


Рис. 2

управление СТД, равно пяти. Действительно, как показано в [2], двух переменных оказывается достаточно для управления направлением вращения и током. С помощью трех переменных (назовем их по аналогии с [1]: YA , YB , YC) можно сформировать систему сигналов, сдвинутых между собой на угол $2\pi/3$.

Направление вращения двигателя определяется полярностью прикладываемого к статорным обмоткам напряжения U_ϕ и зависит от знака кода управления. Введем логическую переменную SG , характеризующую знак кода управления.

$$SG = \begin{cases} 1, & \text{если } K_Y < 0; \\ 0, & \text{если } K_Y \geq 0. \end{cases} \quad (1)$$

Особенностью алгоритма управления СТД является цикличность. Поэтому при разработке алгоритмов необходимо определить временной интервал, на котором следует описать все переменные, являющиеся функциями времени.

Среднее значение тока двигателя при импульсном управлении определяется временным интервалом, в течение которого на одном периоде широтно-импульсного сигнала к статорным обмоткам либо прикладывается напряжение, либо осуществляется динамическое торможение. Алгоритм формирования этого временного интервала описан в [2] и реализуется с помощью двух счетчиков – периода (СП) и рабочего (СР). Математически этот временной интервал можно описать логической переменной (назовем ее по аналогии с [1]: Q),

длительность которой пропорциональна модулю кода управления

$$Q = \begin{cases} 1, & \text{если } (k-1)T < m\tau_{02} \leq \\ & \leq (k-1)T + |K_Y|\tau_{02}; \\ 0, & \text{если } (k-1)T + \\ & + |K_Y|\tau_{02} < m\tau_{02} \leq kT, \end{cases} \quad (2)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots, k = E[m/K_{\text{СП}}] + 1$ – номер периода; $K_{\text{СП}}$ – модуль счета СП; $E[\cdot]$ – целая часть числа в скобках; τ_{02} – время, за которое содержимое СП и СР изменяется на 1; $T = K_{\text{СП}}\tau_{02}$ – период переменной Q (широко-импульсного сигнала).

Как следует из (1), (2), обе переменные SG и Q определяются кодом управления K_Y . Этот код формируется СМВ, исходя из требуемых динамических свойств ЦСП, и поступает на вход СМК. Для реализации фазных напряжений периодической формы, переменные YA , YB , YC должны быть определены на временном интервале, равном одному полному периоду фазного напряжения T_ϕ . Топологические исследования временных диаграмм показывают, что при соединении статорных обмоток в звезду и сдвиге между фазными напряжениями на угол $2\pi/3$ период T_ϕ связан с T соотношением

$$T_\phi = 6nT, \quad (3)$$

где n – число периодов переменной Q на интервале $T_\phi/6$; 6 – множитель, характеризующий число логических комбинаций переменных YA , YB , YC на интервале T_ϕ .

Таким образом, на одном периоде T_ϕ укладываются целое число периодов T и временные соотношения логических переменных YA , YB , YC могут быть выражены через T (на рис. 2 $n = 2$). Счетчик периода, определяя постоянный временной интервал T , не только формирует логические переменные Q , YA , YB , YC , но и обеспечивает их синхронизацию.

При выводе аналитических соотношений для YA , YB , YC следует иметь в виду, что с учетом (3):

$$k = E[m/6nK_{\text{СП}}] + 1. \quad (4)$$

Если принять во внимание (4), то выражения для YA , YB , YC будут иметь вид

$$YA = \begin{cases} 1, & \text{если } 6(k-1)nT < m\tau_{02} \leq 3(2k-1)nT; \\ 0, & \text{если } 3(2k-1)nT < m\tau_{02} \leq 6knT; \end{cases} \quad (5)$$

$$YB = \begin{cases} 1, & \text{если } 6(k-1)nT + 2nT < \\ & < m\tau_{02} \leq 3(2k-1)nT + 2nT; \\ 0, & \text{если } 6(k-1)nT < m\tau_{02} \leq \\ & \leq 6(k-1)nT + 2nT; \\ \text{или } 3(2k-1)nT + 2nT < \\ & < m\tau_{02} \leq 6knT; \end{cases} \quad (6)$$

$$YC = \begin{cases} 1, & \text{если } 6(k-1)nT \leq m\tau_{02} \leq \\ & \leq 6(k-1)nT + nT; \\ \text{или } 6knT - 2nT < m\tau_{02} \leq 6knT; \\ 0, & \text{если } 6(k-1)nT + nT < \\ & < m\tau_{02} \leq 6knT - 2nT. \end{cases} \quad (7)$$

Логические переменные YA , YB и YC , как следует из выражений (5)–(7), не зависят от кода управления K_Y а являются функциями времени (периода T).

СМК при этом реализует три следующих алгоритма (рис. 3):

1. Выделение модуля $|K_Y|$ и знака из кода управления K_Y , поступающего из канала СМВ.

2. Формирование логической переменной Q , пропорциональной модулю кода управления $|K_Y|$ и системы логических переменных YA , YB , YC , обеспечивающей сдвиг фазных напряжений U_A , U_B , U_C на угол $2\pi/3$.

3. Формирование управляющих логических функций U_1 ... U_6 , обеспечивающих требуемый закон коммутации КЭ усилителя мощности, на основе минимально необходимой системы логических переменных (SG , YA , YB , YC , Q).

Управляющие логические функции и напряжения фаз. Общим требованием, предъявляемым к реализации импульсных методов, является отсутствие сквозных токов в стойках моста КУМ. В противном случае подводимая к двигателю энергия расходуется на нагрев КЭ, что приводит к снижению надежности регулирования тока. Таким

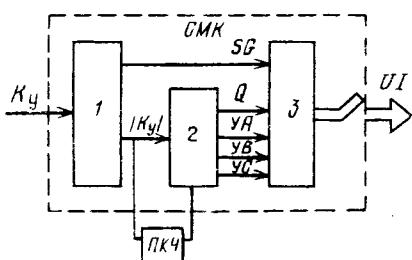


Рис. 3

образом, два КЭ в одной стойке моста должны находиться в противоположных состояниях.

Математически это положение можно выразить простым логическим выражением:

$$U1 = \overline{U2}; U3 = \overline{U4}; U5 = \overline{U6}, \quad (8)$$

где знак $(-)$ – отрицание, логическое НЕ.

Учитывая (8), при дальнейшем изложении материала все выражения будут выводиться только для УЛФ $U1$, $U3$, $U5$. Условие (8) справедливо для идеальных ключей с прямоугольными фронтами сигналов.

Топологические исследования эпюр фазных импульсных напряжений (рис. 2) позволяют отметить следующее. Реализация трех, сдвинутых по фазе на угол $2\pi/3$, логических переменных YA , YB , YC (а следовательно, и напряжения фаз U_A , U_B и U_C) возможна при условии, что на одном периоде T в любой момент времени отсутствует сочетание переменных $YA = YB = YC$. Это дает два случая $YA = YB = YC = 0$ и $YA = YB = YC = 1$ на которых УЛФ не определены. Будем неопределенное значение логической функции на наборе логических переменных обозначать знаком " \sim "

Значения УЛФ $U1$... $U6$, полученные во временной диаграмме (рис. 2), приведены в таблице.

Для получения аналитических выражений для УЛФ $U1$... $U6$ воспользуемся методом Карно-Вейча. Заполненные в соответствии с таблицей карты Карно для $U1$, $U3$, $U5$ приведены на рис. 4, а. Напомним, что неполностью определенная логическая функция доопределяется таким образом, чтобы число покрытий было минимальным, а ранг каждого покрытия – максимальным. Доопределенные с этим принципом карты Карно показаны на рис. 4, б. Аналитические выражения для $U1$, $U3$, $U5$, полученные в результате минимизации и последующего применения свойства дистрибутивности логических функций, имеют вид:

$$U1 = (SG \oplus YA)Q; \quad (9)$$

$$U2 = (SG \oplus YB)Q; \quad (10)$$

$$U3 = (SG \oplus YC)Q. \quad (11)$$

В выражениях (9)–(11) приняты следующие обозначения: знак (\cdot) – конъюнкция, логическое И; знак (\oplus) – сумма по модулю 2.

Как и следовало ожидать, при условии одинаковой схемы соединения статорных обмоток, аналитические выражения для УЛФ СДТ полностью совпадают с аналогичными выражениями для БДПТ, полученными в [1]. Реализация УЛФ $U1$... $U6$ обеспечивает эффективные законы коммутации КЭ мостового усилителя мощности.

Выражения для фазных напряжений также совпадают с полученными в [1] для БДПТ:

<i>i</i>	<i>SG</i>	<i>YC</i>	<i>YB</i>	<i>YA</i>	<i>Q</i>	<i>U1</i>	<i>U3</i>	<i>U5</i>	<i>U2</i>	<i>U4</i>	<i>U6</i>
0	0	0	0	0	0	~	~	~	~	~	~
1	0	0	0	0	1	~	~	~	~	~	~
2	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
3	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1
4	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1
5	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
6	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1
7	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1
8	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
9	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0
10	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1
11	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0
12	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
13	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0
14	0	1	1	1	0	~	~	~	~	~	~
15	0	1	1	1	1	~	~	~	~	~	~
16	1	0	0	0	0	~	~	~	~	~	~
17	1	0	0	0	1	~	~	~	~	~	~
18	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
19	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0
20	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1
21	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
22	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1
23	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0
24	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
25	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1
26	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1
27	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0
28	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
29	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1
30	1	1	1	1	0	~	~	~	~	~	~
31	1	1	1	1	1	~	~	~	~	~	~

$$U_A = \begin{cases} + U_n, & \text{если } (SG \oplus YA)Q = 1; \\ 0, & \text{если } Q = 0; \\ - U_n, & \text{если } (\overline{SG \oplus YA})Q = 1; \end{cases} \quad (12)$$

$$U_B = \begin{cases} + U_n, & \text{если } (SG \oplus YB)Q = 1; \\ 0, & \text{если } Q = 0; \\ - U_n, & \text{если } (\overline{SG \oplus YB})Q = 1; \end{cases} \quad (13)$$

$$U_C = \begin{cases} + U_n, & \text{если } (SG \oplus YC)Q = 1; \\ 0, & \text{если } Q = 0; \\ - U_n, & \text{если } (\overline{SG \oplus YC})Q = 1. \end{cases} \quad (14)$$

Как и для варианта с БДПТ [1], из (9)–(14) можно получить идентичные выражения УЛФ и фазных напряжений для реверсивного нерегулируемого ЭП (релейное управление); нереверсивного

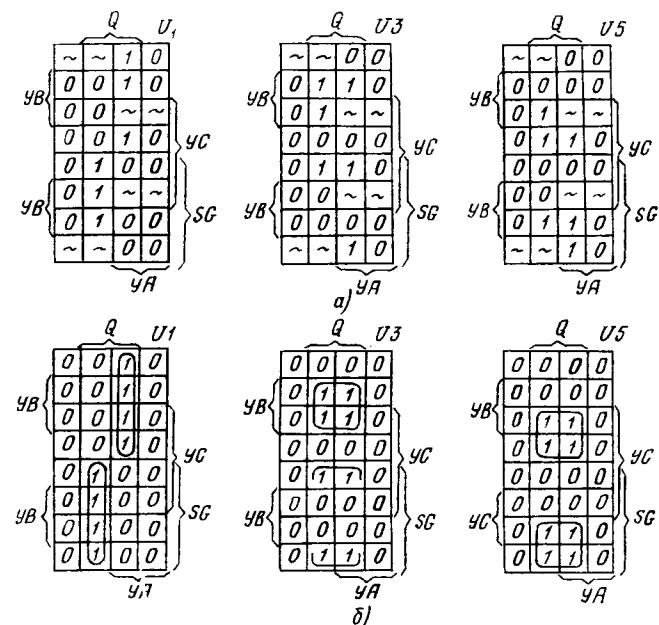


Рис. 4

регулируемого ЭП и нереверсивного нерегулируемого ЭП.

Алгоритм управления синхронным трехфазным двигателем. Анализ временных диаграмм показывает, что очередность формирования и передачи в БР УЛФ является строго определенной. Причем в зависимости от значения переменной SG формируются две различные последовательности УЛФ. Этот факт позволяет упростить общий алгоритм управления двигателем.

На рис. 5 показан алгоритм формирования УЛФ для $Q = 1$. Он учитывает, что число уникальных CW для рассматриваемого случая равно шести, причем $CW1 = \overline{CW2}$, $CW3 = \overline{CW4}$, $CW5 = \overline{CW6}$. При $Q = 0$ (режим динамического торможения) КЭ верхней группы закрыты, а нижней – открыты и в БР передается управляющее слово CWO.

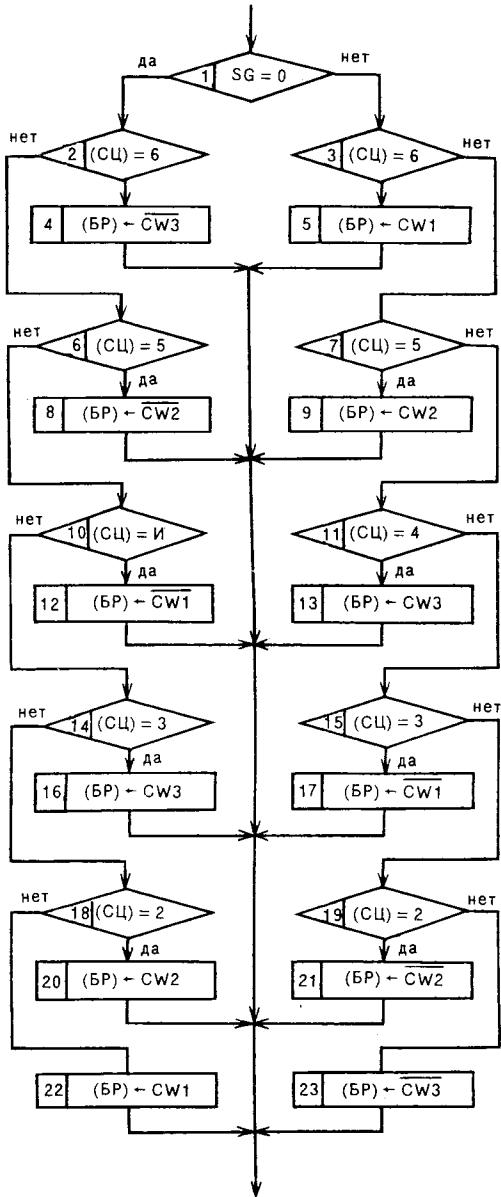


Рис. 5

Для выборки определенной последовательности УЛФ введен счетчик циклов (СЦ). Минимальное значение содержимого СЦ при инициализации равно шести. Это определяется числом комбинаций логических переменных YC , YB , YA на одном периоде T и в общем случае (СЦ) = $6n$.

На рис. 6 приведен вариант общего алгоритма управления СТД. За счет введения дополнительных признаков $PR1$ и $PR2$ передача данных в БР происходит дважды за один период логической переменной Q . Таким образом, период квантования T_{02} является переменной величиной и зависит от текущего значения кода управления.

Рассмотрим подробнее алгоритм управления СТД, приведенный на рис. 6. Он состоит в следующем:

1. Установка счетчика циклов в исходное состояние.
2. Выделение модуля кода управления $|K_y|$ и формирование логической переменной SG , харак-

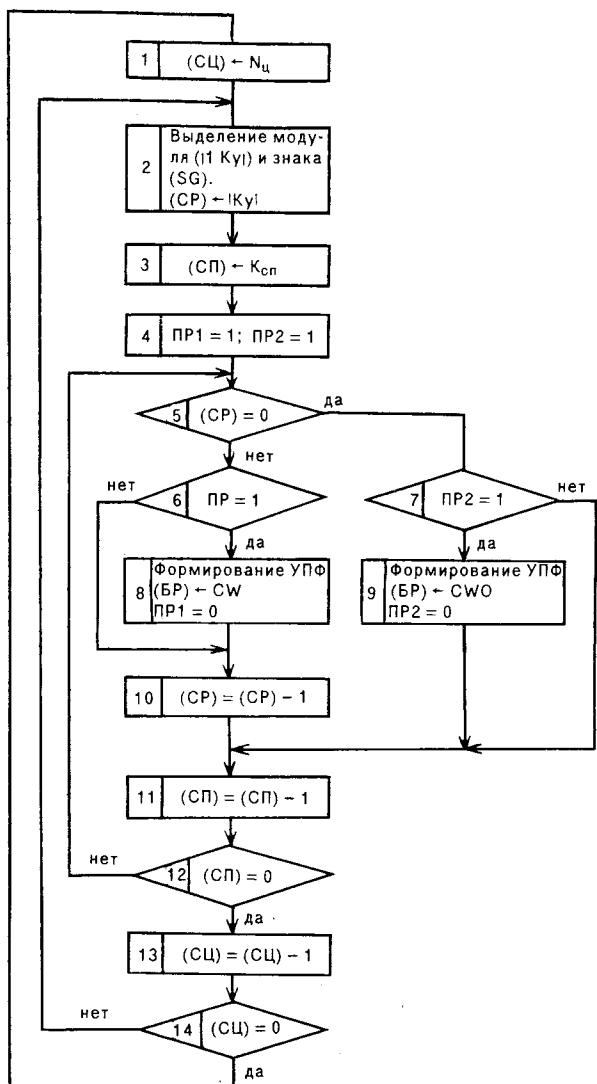


Рис. 6

теризующей знак кода управления, в соответствии с алгоритмом, приведенным в [2].

3. Установка счетчика периода в исходное состояние.

4. Установка признаков в исходное состояние.

5. Проверка содержимого СР на равенство нулю. Если по результатам проверки содержимое СР не равно нулю, перейти на выполнение пункта 6, в противном случае – 7.

6. Проверка признака PR_1 . Если $PR_1 = 1$, выполнить пункт 8, в противном случае – пункт 10.

7. Проверка признака PR_2 . Если $PR_2 = 1$, выполнить пункт 9, в противном случае – пункт 11.

8. Формирование УЛФ в соответствии с алгоритмом (рис. 5) и передача управляющего слова CW в БР. Установка $PR_1 = 0$.

9. Формирование УЛФ, соответствующей режиму динамического торможения, и передача управляющего слова CWO в буферный регистр. Установка $PR_2 = 0$.

10. Уменьшение содержимого СР на единицу.

11. Уменьшение содержимого СП на единицу.

12. Проверка содержимого СП на равенство нулю. Если по результатам проверки содержимое СП не равно нулю, перейти на выполнение пункта 5, в противном случае – выполнить пункт 13.

13. Уменьшение содержимого СЦ на единицу.

14. Проверка содержимого СЦ на равенство нулю. Если по результатам проверки содержимое СЦ не равно нулю, перейти на выполнение пункта 2. В противном случае – формирование напряжения на одном периоде T_ϕ окончено. Переход к пункту 1.

Выводы

1. Определена минимально необходимая система логических переменных (SG , YA , YB , YC , Q), обеспечивающая формирование логических функций для управления трехфазных СТД.

2. Получены аналитические соотношения для УЛФ и фазных напряжений на обмотках двигателя, которые, как показывает сравнительный анализ, полностью совпадают с аналогичными выражениями для трехфазного БДПТ.

3. Разработан алгоритм управления СТД, который по сравнению с аналогичным алгоритмом для БДПТ незначительно усложняется за счет того, что систему логических переменных YA , YB , YC формирует СМК.

4. Разработан инженерный метод синтеза экономичных законов коммутации КЭ и приведена его реализация для управления СТД.

5. Все полученные выражения и алгоритмы, как и для случая БДПТ [1], проверены экспериментально при помощи программно-аппаратного инструментального комплекса на основе двух микро-ЭВМ типа "Электроника-60" и нашли полное подтверждение.

Список литературы

1. Попов Б. И. Микропроцессорное управление бесконтактными двигателями постоянного тока // Электротехника. 1992. № 12.
2. Электропривод летательных аппаратов: Учебник для авиационных вузов / Под общ. ред. В. А. Полковникова. М.: Машиностроение, 1990.

Поступила 27.04.92

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

В марте 1993 г. начнется подписка на 2-е полугодие этого года.
Не забудьте своевременно подписатьсь на наш журнал.
Индекс журнала "Электротехника" по каталогу 71111, цена
одного номера (без доставки) 100 руб.

Мы надеемся, что Вы станете подписчиками нашего журнала.

УДК [621.315.6:621.315.687.2]001.2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗОЛЯЦИИ КОНЦЕВЫХ МУФТ КАБЕЛЕЙ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПЛАСТМАССОВОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

Н. А. ВАГА, инж.

Проектирование электрической изоляции муфт кабелей высокого напряжения содержит такие этапы, как разработка технического задания, параметрическая оптимизация изоляции муфт, конструкторское проектирование муфт, оформление технической документации по результатам работ.

На начальных этапах определяется общая конструктивная схема муфты, в дальнейшем эта схема уточняется по результатам параметрической оптимизации изоляции, и, наконец, на завершающем этапе выпускается необходимая документация. Геометрические размеры границ изоляционных сред, электродов, значения относительных диэлектрических проницаемостей изоляционных сред являются основными данными для выполнения проектных работ на различных этапах проектирования. Следовательно, оптимизация перечисленных параметров – центральное звено в проектировании муфт.

Оптимизацию параметров изоляции муфт следует выполнять на основе анализа электрического поля (ЭП) муфт, математической моделью которого является уравнение Лапласа. Для нахождения распределения потенциалов ЭП муфт во ВНИИКП успешно применяется численный метод сеток, основанный на преобразовании оператора Лапласа в оператор конечных разностей, в результате чего исследуемая область поля заменяется сеточной моделью, для узлов которой находят искомые значения потенциалов. Этот подход нашел свое выражение в программной системе "ЭРА". Она разделена на отдельные программные единицы-модули, каждый из которых предназначен для решения относительно простой и самостоятельной задачи. Основное преимущество такой организации состоит в возможности расширения и совершенствования системы путем простого добавления в нее новых программ или замены ими старых модулей. Интеграция отдельных программных модулей для расчета координат точек с целью построения эквипотенциалей ЭП муфты, значений модулей напряженности ЭП и их тангенциальных составляющих на нужные проектировщику направления в программную систему позволила повысить степень автоматизации процесса расчета ЭП муфты.

Между тем, очевидна ограниченность такого подхода к решению проектных задач, когда проектировщику самому приходится просматривать множество вариантов проекта изоляции муфты, отличающихся значениями входных данных, и выбирать вариант, лучший в некотором отношении. Например, в [1] автор справедливо отмечает, что наиболее существенным фактором, влияющим на распределение напряженностей ЭП в изоляции концевых муфт, является положение концевой

разделки в фарфоровом изоляторе. Он приводит набор значений этого размещения, называя его оптимальным: $L = 70 \div 150$ мм для концевых муфт МКАПв-64/110. Однако решение задачи оптимизации параметра L предполагает нахождение в качестве оптимального фиксированного значения этого параметра применительно к каждому сечению жилы кабеля. Кроме того, вывод делается на основании анализа результатов расчетов, сопряженного с существенными затратами времени. Заметим, что при автоматизированном просмотре вариантов проекта изоляции муфты с помощью ЭВМ время поиска оптимального варианта может не превышать десятков минут.

В статье приведен алгоритм автоматизированного поиска оптимальных геометрических параметров изоляции концевых муфт кабелей с полимерной изоляцией как с позиции создания в изоляции муфты требуемых значений напряженностей ЭП, так и с позиции экономного расхода материала на изготовление усиления кабельной разделки.

Применение методики автоматизированного проектирования рассмотрено на примере разрабатываемой конструкции концевой муфты высокого напряжения, усиливающая изоляция которой выполнена на основе предварительно изготовленного элемента регулирования ЭП (ЭРЭП). Основное преимущество муфты с ЭРЭП состоит в значительном снижении трудоемкости монтажа (в 3–4 раза) и повышении качества электрической изоляции за счет заводской технологии изготовления ЭРЭП и обеспечения методов лабораторного контроля (измерение уровня частичных разрядов, испытание повышенным напряжением, проверка физико-механических характеристик).

Требования технического задания, являющиеся входными данными для проектирования с целью представления в ЭВМ, могут быть формализованы в виде констант и нестрогих неравенств. В случае проектирования изоляции муфты, содержащей предварительно изготовленный ЭРЭП, важной характеристикой является контактное давление p_k со стороны ЭРЭП на изоляцию кабеля:

$$0,2 \leq p_k \leq 0,3 \text{ МПа при } U \geq 110 \text{ кВ}; \\ p_{k+1} - p_k = 0 \quad \text{при } k = 1, \dots, n, \quad \} \quad (1)$$

где n – общее количество бесконечно малых элементарных площадок цилиндрической поверхности раздела между ЭРЭП и изоляцией кабеля.

Руководствуясь требованиями (1), можно сделать вывод, что ЭРЭП как пространственное геометрическое тело должен представлять собой цилиндрическую трубку из изоляционной резины, в которую вмонтирован электрод, изготовленный из электропроводящей резины. Этот вывод важен для первоначального графического представления облика ЭРЭП в виде эскиза (рис. 1) на основании размеров усиления кабельной разделки концевой муфты МКАПв-64/110 для кабеля с сечением токопроводящей жилы 350 мм².

Уточнение размеров эскиза ЭРЭП и конкретизация значения параметра L являются основной задачей параметрической оптимизации. Уточненный внутренний радиус трубы определяется из экспериментальных и расчетных исследований физико-механических свойств предполагаемых для использования в производстве ЭРЭП материалов, а внешний радиус трубы и длины образующих ее внутренней и внешней поверхностей – в результате первого этапа параметрической оптимизации изоляции муфты, направленного на минимизацию массы ЭРЭП.

Объем ЭРЭП v представим как сумму шести его составляющих, при условии, что плотности электризационной и электропроводящей резин практически одинаковы:

$$v = \sum_{i=1}^6 v_i, \quad i = 1, \dots, 6, \quad (2)$$

где $v_1 - v_4$ — элементы объема в виде трубок; v_5, v_6 — элементы объема в виде усеченных конусов (рис. 1).

Особенностью ЭРЭП как объекта первого этапа оптимизации является наличие значительного количества геометрических параметров, от которых зависит объем ЭРЭП, а значит, и его масса. В формуле (2) объем v_i определяется своим набором параметров посредством функциональных зависимостей вида:

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= f_1(H, r_i, r_x), \quad v_4 = f_4(H_1, r_i, r_3); \\ v_2 &= f_2(H, r_x, r_2), \quad v_5 = f_5(H_2, r_3, r_i), \\ v_3 &= f_3(H, r_2, r_3), \quad v_6 = f_6(H_3, r_3, r_i), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где H — длина выравнивающего конуса; H_1 — длина оси трубы объемом v_4 ; H_2 — длина оси усеченного конуса объемом v_5 ; H_3 — длина оси конуса объемом v_6 ; r_x — радиус трубы объемом v_1 ; r_2 — радиус трубы объемом v_2 ; r_3 — внешний радиус ЭРЭП; r_i — радиус изоляции кабеля (рис. 1).

Связь длины H с параметрами r_x и r_i выражается следующим соотношением [2]:

$$H = \frac{U}{E_\tau} \ln \left[\ln \frac{r_x}{r_0} / \left[\ln \frac{r_i}{r_0} \right] \right], \quad (4)$$

где U — фазное напряжение; E_τ — продольная составляющая напряженности ЭП; r_i — радиус изоляции кабеля; r_x — радиальная координата точки профиля выравнивающего конуса, соответствующая H ; r_0 — радиус электропроводящего экрана жилы.

Формула (4) применима в случае, если на поверхности выравнивающего конуса составляющая напряженности E_τ постоянна. При этом условии был проведен расчет ЭП муфты по программе "ЭРА" с помощью схемы, в которую включены эскиз ЭРЭП и размеры элементов муфты МКАПв-64/110 в качестве первоначальных размеров. На рис. 2 приведена зависимость E_τ от координаты y вдоль отмеченной границы для $H = 170$ мм, $r_x = 49$ мм, $R = 10$ мм.

Максимальное значение продольной составляющей напряженности ЭП M зависит от r_x и R . Задавшись произвольными значениями R , определим с помощью программы "ЭРА" зависимость M от R (рис. 2). Из рис. 2 видно, что, начиная с $R = 8$ мм, график $M = f(R)$ становится параллельным оси R , т. е. дальнейшее увеличение R до 9 и 10 мм к уменьшению M не приводит. Таким образом, в качестве значения R как параметра, остающегося постоянным в процессе поиска оптимального проектного решения, выбирается $R = 8$ мм. Считая r_x параметром, значение которого существенно влияет на критерий оптимальности v_i , на первом этапе минимизации объема ЭРЭП требует-

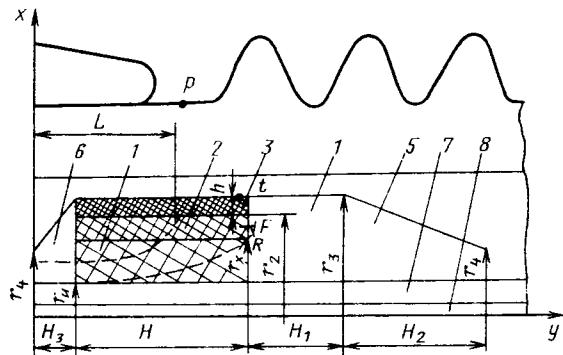


Рис. 1. Фрагмент эскиза конструкции кабельной разделки концевой муфты для кабеля с изоляцией из вулканизированного полизтилена на напряжение 110 кВ:
1-6 — элементы объема ЭРЭП; 7 — изоляция кабеля; 8 — токопроводящая жила кабеля

ся обеспечить

$$v_1^* = v_1(H, r_i, r_x^*) = \min_{r_x \in D} v_1(H, r_i, r_x), \quad (5)$$

где D — область допустимых значений параметра управления r_x ; r_x^* — оптимальное значение параметра r_x .

Поскольку r_x есть функция M , то поиск r_x предлагается провести следующим образом. Так как в случае приближения M к нулю, значение r_x неограниченно возрастает и, если r_x стремится к нулю, M значительно превышает допустимое ($M = 0,3$ МВ/м), принимается допущение, что принципиальным видом зависимости $r_x(M)$ является гипербола

$$r_x = k/M. \quad (6)$$

Располагая формулой (6) и руководствуясь практически приемлемым диапазоном значений r_x , для нескольких значений r_x из этого диапазона надо рассчитать соответствующие значения M . Для более точного отражения общей тенденции (6) зависимости $r_x(M)$ необходимо найти, например, с

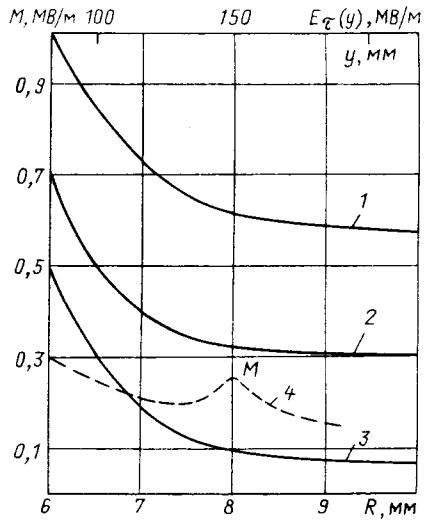


Рис. 2. Зависимость максимального значения M продольной составляющей напряженности ЭП вдоль границы раздела между ЭРЭП и изоляцией кабеля:
1 — $r_x = 39$ мм; 2 — 69 мм; 3 — 99 мм; 4 — 49 мм

помощью метода наименьших квадратов значение k , а затем определить из (6) оптимальное r_x^* , соответствующее верхней границе изменения M , значение которой равно 0,3 МВ/м (рис. 3). При этом задача (5) сводится к отысканию лишь условного экстремума целевой функции v_1 , так как лучшему варианту проекта соответствует значение M , лежащее на границе допустимой области значений этого параметра. Зная r_x^* , можно определить v_2 , вычислив r_2 по формуле:

$$r_2 = r_x^* + R(1 + \sin \alpha). \quad (7)$$

Тангенс угла α в (7) получен в результате дифференцирования (4) по r_x и подстановки r_x^* в полученную формулу для производной:

$$\frac{dU}{dr_x} = \frac{U}{E_r r_x (\ln r_x - \ln r_0)}. \quad (8)$$

В процессе поиска значения r_3 необходимо анализировать не M , а максимальное значение модуля напряженности ЭП $|E|_{\max}$ в окрестности точки t (рис. 1), на границе раздела ЭРЭП и изоляционной жидкости, заполняющей внутреннюю полость изолятора.

Анализ $|E|_{\max}$ был проведен с помощью полученных расчетных зависимостей $|E|_{\max}$ от толщины стенки h трубы объемом v_3 для произвольно выбранных значений радиусов внутренних полостей изоляторов, равных 80, 90, 100 мм при $L = 120$ мм (рис. 4). Из рис. 4 видно, что при $h = 6$ мм модуль напряженности $|E|_{\max}$ в исследуемой зоне практически постоянен. Следовательно, лучшему варианту проекта с точки зрения минимальности объема ЭРЭП будет соответствовать $h = 6$ мм. С определением h^* определяется и минимальный объем v_3 . Для оптимальной толщины h^* значения $|E|_{\max}$ в окрестности точки t при радиусах полостей изоляторов 80, 90, 100 мм не значительно отличаются друг от друга, поэтому имеет смысл выбрать изолятор с наименьшим радиусом полости 80 мм.

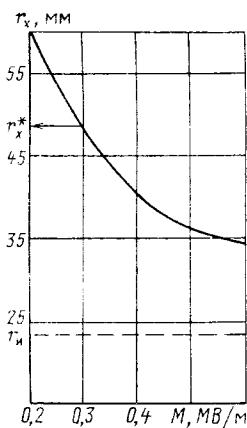


Рис. 3. Зависимость значения параметра r_x от максимального значения M производной составляющей напряженности ЭП на границе раздела между ЭРЭП и изоляцией кабеля

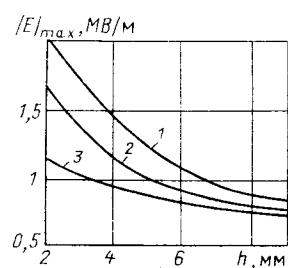


Рис. 4. Зависимость $|E|_{\max}$ от параметра h при различных радиусах внутренних полостей фарфоровых изоляторов:
1 – радиус внутренней полости равен 80 мм; 2 – 90 мм;
3 – 100 мм

Однако выбранное значение $h = 6$ мм дает завышенное значение напряженности $|E|_{\max} = 0,9$ МВ/м, приближающееся к допустимой напряженности ЭП, равной 1 МВ/м [1]. Понизить это значение, как отмечается в [1], можно путем увеличения значения H_1 (рис. 1).

Расчетные исследования показали, что при минимальном значении H_1 , соответствующем минимальному объему v_4 , равном 70 мм, на 10 % снижается значение $|E|_{\max}$.

Дальнейшее снижение $|E|_{\max}$ в окрестности точки t достигается в процессе второго этапа параметрической оптимизации изоляции муфты, а завершающим действием первого этапа оптимизации, т. е. поиска минимального объема ЭРЭП, является определение значений H_2 и H_3 , при которых объемы v_5 и v_6 минимальны. Значения H_3 и r_4 в формуле (3) выбираются из технологических соображений. Для выбора значения H_2 анализ была подвергнута напряженность $|E|_{\max}$ на поверхности конической части ЭРЭП объемом v_5 . Расчеты проводились для нескольких значений H_2 с целью установления значения, при котором начинается выполнение условия:

$$|E|_{\max 1} \leq |E|_{\max \text{цил}}, \quad (9)$$

где $|E|_{\max 1}$ – максимальное значение напряженности $|E|$ на границе раздела конической поверхности части ЭРЭП объемом v_5 и изолирующей жидкости; $|E|_{\max \text{цил}}$ – значение $|E|_{\max}$ на границе раздела цилиндрической части изделия и той же жидкости.

В результате было установлено, что такое значение составляет 80 мм.

Второй этап оптимизации изоляции концевой муфты направлен на поиск оптимального значения L^* параметра L (рис. 1), характеризующего размещение концевой разделки в фарфоровом изоляторе и соответствующего минимальным значениям напряженности ЭП в окрестностях точек t и p .

Окрестность точки t относится к внутренней изоляции, а окрестность точки p – к внешней изоляции, т. е. на этом этапе необходимо выделить два частных показателя оптимальности объекта: Q_1 – зависимость $|E|_{\max}$ от параметра L в зоне точки t и Q_2 – зависимость $|E|_{\max}$ от параметра L в зоне точки p .

Анализ частных критериев рассмотрен в [3]. Однако при комплексном подходе к решению задачи второго этапа оптимизации изоляции муфты возникает необходимость введения обобщенного показателя Q оптимальности объекта.

Принцип построения обобщенного критерия Q основан на имеющейся равнозначности вкладов, вносимых частными показателями Q_1 и Q_2 в электрическую прочность всей муфты. При формализации критерия Q этот принцип находит выражение в разных значениях весовых коэффициентов k_1 и k_2 , с которыми Q_1 и Q_2 входят в формулу обобщенного критерия оптимальности:

$$Q = k_1 Q_1 + k_2 Q_2, \quad (10)$$

где

$$k_1 = k_2 = 0,5.$$

Учитывая, что допустимое значение напряженности ЭП равно 0,5 МВ/м в зоне точки r и 1 МВ/м в зоне точки t [1], ограничения, накладываемые на значения Q , будут иметь вид:

$$0 \leq Q \leq 0,8 \text{ МВ/м.} \quad (11)$$

Для параметра L можно указать следующие границы области D_1 допустимых его значений:

$$0 \leq L \leq 300 \text{ мм.} \quad (12)$$

Принимая во внимание ограничения (11) и (12), сущность задачи второго этапа оптимизации изоляции муфты можно выразить следующим соотношением:

$$Q(L^*) = \min_{L \in D_1} (Q(L)), \quad (13)$$

где L^* – оптимальное значение L .

С целью нахождения L^* предлагается проделать несколько вычислительных операций в такой последовательности:

с помощью программы "ЭРА" получить значения Q_1 и Q_2 для нескольких значений L , удовлетворяющих условию (12) для определения принципиального вида зависимости Q от Q_1 и Q_2 ;

применив метод наименьших квадратов, определить числовые параметры функции Q : a , b , c ; использовав приемы дифференциального исчисления, определить значение L^* , доставляющее экстремум обобщенному критерию Q .

Реализация этого алгоритма в процессе проектирования изоляции концевой муфты позволила получить следующий вид зависимости Q :

$$Q = \frac{a}{L} + bL + c.$$

Значение L^* было получено аналитически и составило 80 мм, при этом $Q_1 = 0,7 \text{ МВ/м}$ в окрестности точки t , $Q_2 = 0,2 \text{ МВ/м}$ в окрестности точки r (рис. 5).

Изложенная в статье методика может быть применена при проектировании полиэтиленового усиления концевой разделки, если принять существование в ней условной границы раздела между усилением и изоляцией кабеля. Этот прием позволит сократить осевой размер выравнивающего конуса.

Предлагаемая методика параметрической оптимизации дает возможность автоматизировать процесс выбора лучших вариантов геометрических размеров изоляции муфт и создать на ее основе фрагмент САПР муфт кабелей высокого напряжения с полимерной изоляцией, который, функционируя на базе персональной ЭВМ с достаточно емким устройством внешней памяти, будет существенным вкладом в создание комплексной САПР, как сложной программно-технической системы.

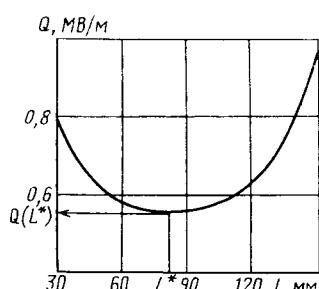


Рис. 5. Зависимость значения обобщенного критерия Q оптимальности изоляции муфты от параметра управления L

Список литературы

- Шварцман Л. Г. Новый подход к конструированию изоляции муфт силовых кабелей высокого напряжения // Электротехническая промышленность. Сер. Провода и кабели. М.: Информэлектро. 1990. Вып. 12. С. 1–56.
- Шварцман Л. Г. Муфты силовых кабелей высокого напряжения. М.: Энергия, 1977.

Поступила 12.05.92

УДК 621.315.001.5

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВЗАЙМОНОГЛЕДИЯ МЕЖДУ ЦЕПЯМИ ЛЕНТОЧНЫХ ПРОВОДОВ

В. А. АНДРЕЕВ, канд. техн. наук.

А. А. АНДРИАНОВ, А. Н. ЕМЕЛЬЯНОВ, инженеры.
С. А. СИДНЕВ, канд. техн. наук

В последние десятилетия в связи с развитием вычислительной и космической техники с их сложным радиоэлектронным оборудованием возникла необходимость в модернизации проводных соединений, повышении ее надежности, а также снижении массы и занимаемого объема.

Применение ленточных проводов (ЛП) вместо жгутовых соединений повышает стабильность параметров передачи и влияния, позволяет передавать по цепям провода повышенную мощность, увеличивает стойкость к изгибающим нагрузкам, и, наконец, фиксированное расположение жил в одной плоскости у ЛП открывает широкие возможности для автоматизации монтажа.

Таким образом, ЛП стали одной из перспективных подгрупп кабельных изделий. В связи с этим возникает настоятельная необходимость исследовать взаимные влияния между цепями ЛП.

В статье приводятся результаты экспериментальной оценки помехозащищенности следующих конструкций ЛП.

Образец № 1 – ЛП марки ЛСВТЭ-40-0,08, имеющий нескрученные жилы.

Образец № 2 – ЛП, имеющий 17 скрученных пар со скрепляющей оболочкой. Шаги скрутки пар 28 и 40 мм.

Образец № 3 – ЛП, имеющий участки со скрученными цепями, они чередуются с участками, в пределах которых цепи не скручены. Длина скрученного участка – 450 мм, нескрученного – 50 мм. Шаги скрутки цепей 12 и 15 мм. Такая конструкция позволяет осуществлять автоматизированный монтаж провода, используя при этом нескрученные участки.

Образец № 4 – ЛП, имеющий 17 скрученных пар со скрепляющей оболочкой. Шаги скрутки пар 12 и 15 мм.

Образец № 5. Конструкция ЛП поясняется чертежом (рис. 1). На рис. 1 показаны три чередующиеся участка. При переходе с участка I на участок II происходит транспозиция проводников 1 и 2. Проводники соседней пары 3 и 4 на участке II повторяют свое положение, соответствующее участку I. На участке III проводники 1 и 2 занимают положение как на участке I, т. е. происходит транспозиция по сравнению с участком II; проводники 3 и 4 занимают прежнее положение.

Такую транспозицию проводников, выполненную на всех четных или нечетных парах, можно

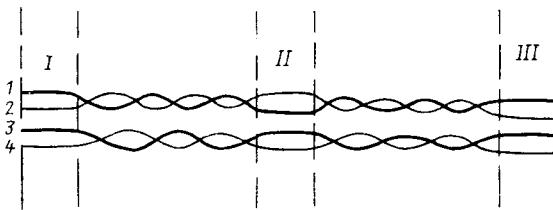


Рис. 1. Конструкция ленточного провода (образец № 5)

рассматривать как дополнительную скрутку, позволяющую повысить помехозащищенность.

Переходное затухание определялось путем измерения напряжения на входе влияющей цепи и напряжения на ближнем конце цепи, подверженной влиянию (рис. 2). Для исследуемых длин ЛП значения переходного затухания на ближнем конце практически не отличаются от значений переходного затухания на дальнем конце.

С генератора 1 (Г4-158) сигнал через согласующий трансформатор 2 подается на вход влияющего тракта 3'. Выход влияющей цепи подключается к нагрузке 4; тракт, подвергнутый влиянию 3'', через согласующий трансформатор 5 — к индикатору 6, выход цепи, подвергнутой влиянию, — к нагрузке 7.

Напряжение на входе влияющей цепи U_1 и напряжение на ближнем конце цепи, подверженной влиянию U_2 , измеряли путем переключения тумблера 8. При этом использовался селективный микровольтметр SMV. На низких частотах при больших значениях переходного затухания применялся универсальный вольтметр В7-26 для измерения напряжения на входе влияющей цепи.

Переходное затухание определялось по формуле

$$A_0 = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}. \quad (1)$$

Измерения проводились на следующих симметричных цепях:

1-2 — крайние близлежащие цепи ЛП;
5-6 — близлежащие цепи ЛП, расположенные в центре провода;

1-3 — влияющая — крайняя цепь; цепь, подверженная влиянию, разделена от влияющей промежуточной цепью;

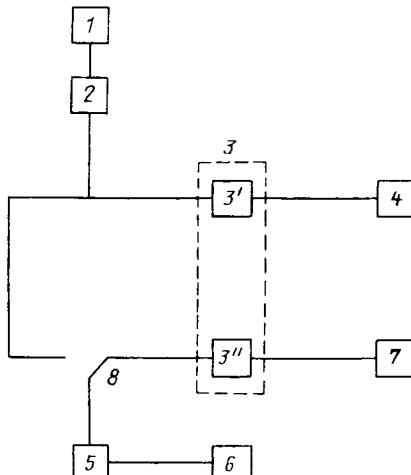


Рис. 2. Функциональная схема измерения переходного затухания

1-5 — влияющая — крайняя цепь; цепь, подверженная влиянию, — в центре ЛП;
1-10 — влияющая и подверженная влиянию цепи расположены по краям ЛП.

В табл. 1 представлены частотные зависимости переходного затухания для различных цепей образца № 2 длиной 1 м в диапазоне частот от 0,02 до 30 МГц.

Таблица 1

f , МГц	A_0 , дБ				
	Цепь 1-2	Цепь 5-6	Цепь 1-3	Цепь 1-5	Цепь 1-10
0,02	98,2	102,4	106,5	107,4	112
0,1	75	79,2	82	84,5	89
0,5	59	64	64,6	68,3	72,7
1	53,1	58	58,8	62,2	66,5
2	44,7	51,8	52,4	56	60,8
10	36,5	37	38	40,8	41,9
20	30	30,5	30,2	30,6	31,8
30	25,5	25,8	26	26,5	27

Из результатов измерений следует, что наименьшую помехозащищенность имеют крайние близлежащие цепи ЛП (1-2).

Испытания показали, что с увеличением расстояния между влияющей и подверженной влиянию цепями переходное затухание возрастает. Здесь имеет также значение экранирующее действие промежуточных цепей.

Как видно из рис. 3, а, с уменьшением шага скрутки взаимная помехозащищенность цепей ЛП увеличивается.

Наиболее эффективна скрутка в диапазоне низких частот.

Образец № 3 (участки с нескрученными цепями чередуются со скрученными участками, имеющими шаги скрутки 12 и 15 мм) обладает некоторым, хотя и незначительным, преимуществом по сравнению с образцом № 2, цепи которого скручены на всем протяжении с шагом скрутки 28 и 40 мм.

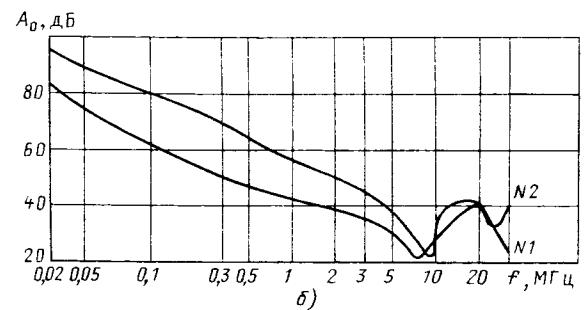
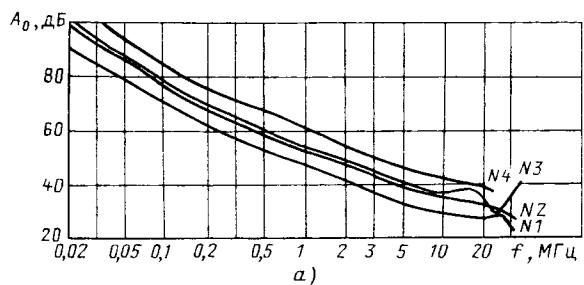


Рис. 3. Частотные зависимости переходного затухания (цепь 1-2)
 $\tau = l = 1$ м, $b = 4,5$ м

Таблица 2

Для образцов № 1 и № 2 длиной 4,5 м были определены частоты, при которых переходное затухание минимально (рис. 3, б). Критические частоты, соответственно $f_1 = 6,5$ МГц и $f_2 = 7,25$ МГц, определяются из соотношения

$$f = v/4l, \quad (2)$$

где v — скорость распространения энергии; l — длина участка влияния.

На частотах выше критической зависимость переходного затухания от частоты носит колебательный характер.

Сравнив образцы № 3 и № 4 (одинаковые шаги скрутки), можно отметить, что участки с нескрученными цепями образца № 3 приводят к снижению переходного затухания на 5–10 дБ в диапазоне частот до 10 МГц по сравнению с образцом № 4, который имеет цепи, скрученные на всем протяжении ЛП.

Однако транспозиция жил нескрученных участков (образец № 5) позволяет почти полностью скомпенсировать это снижение переходного затухания. В табл. 2 приведены значения переходного затухания для двух ЛП длиной по 2 м, в каждом из которых имеются четыре нескрученных участка.

Выводы

1. Измерения переходного затухания между цепями ЛП показали, что наименьшую помехозащищенность от взаимных влияний имеют крайние

f , МГц	A_0 , дБ, цепь 1–2	
	Образец № 3	Образец № 5
0,25	63,8	70,4
0,5	57	63,5
1	51	56,8
2	45	50
5	37	42,3
10	30	34

близлежащие цепи ЛП (цепь 1–2). Переходное затухание близлежащих цепей с разным шагом скрутки (1–2 и 5–6) ниже переходного затухания цепей с одинаковым шагом скрутки, но разделенные промежуточной цепью (1–3).

2. При выборе длин ЛП следует соблюдать, чтобы критические частоты, определяемые по выражению (2), не совпадали с полутактовой частотой последовательности импульсов, передаваемых по ЛП. Спектр последовательности импульсов имеет ярко выраженный максимум на полутактовой частоте.

3. Образцы № 4 и № 5 имеют наивысшую помехозащищенность из исследуемых. Следует отметить, что образец № 5 обладает возможностью автоматизированного монтажа.

УДК [621.315.145:538.945].001.5

ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В СВЕРХПРОВОДЯЩИХ МАГНИТАХ УНК

Н. С. ГРЯЗНОВ, инж., И. Н. ГУБКИН,
В. Д. ЖЕЛЕЗНЫКОВ, кандидаты техн. наук,
М. Г. КЛИНЕВСКИЙ, инж., А. Н. СУРКОВ, канд. техн. наук,
С. Н. ТРИФОНОВ, С. М. ЧЕРНЫХ, инженеры

В диполях УНК в качестве токонесущего элемента выбран сверхпроводящий транспортированный провод (СТП) резерфордовского типа [1]. СТП содержит 19 сверхпроводящих проволок (СПП) типа СКНТ-0,85-8910-0,42, девять из которых покрыты сплавом Sn + 5 % Ag (10 СПП без покрытия). Такое сочетание луженных (9) и нелуженых (10) СПП обеспечивает нормальные условия для перераспределения транспортного тока между СП-проводниками, при этом при эффективных поперечных сопротивлениях между слоями СТП, равных примерно $1,7 \cdot 10^{-7}$ Ом·м, кооперативные кабельные потери энергии в СТП в циклах УНК не должны превышать допустимый уровень. Из [2], а также из результатов измерений динамических потерь в СП-диполях УНК (рис. 1) следует, что в условиях производства имеет место недопустимый разброс значений динамических потерь от магнита к магниту, свидетельствующий о том, что в процессе изготовления обмоточных блоков требуемый уровень поперечных сопротивлений в СТП технологически неоднозначен.

Чивается. Принято считать [3], что основное влияние на уровень поперечных сопротивлений в СТП оказывают следующие технологические факторы: электрофизические свойства выбранного припоя, состояние поверхности нелуженых СПП, межвитковое давление, конструкция СТП (полностью замоноличенная припоеем из луженных и нелуженых СПП). В статье приведен качественный анализ влияния всех известных технологических факторов на поперечные сопротивления в СТП при

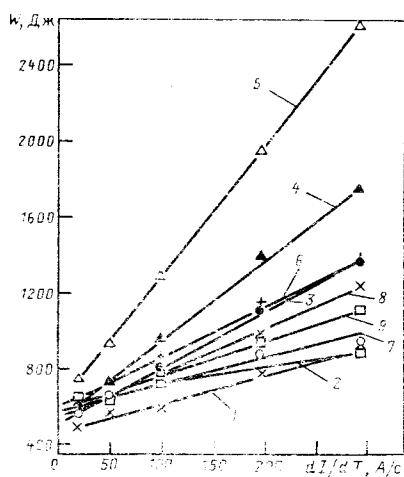


Рис. 1. Динамические потери в СП-диполях. Измерения выполнены в ОУНК.

1 – СПДМ1-1; 2 – СПДМ1-2; 3 – СПДМ1-3; 4 – СПДМ1-4; 5 – СПДМ1-6; 6 – СПДМ1-7; 7 – СПДМ1-8; 8 – СПДМ1-9; 9 – СПДМ1-10.

изготовлении обмоточных блоков СП-диполей, приведены первые результаты исследований по изучению структуры, электрофизических свойств сплава Sn + 5 % Ag при его нанесении на сверхпроводник УНК, а также проанализировано наличие корреляции между уровнем динамических потерь в диполях и процентным содержанием матричной меди сверхпроводника в припое.

Технологические факторы, влияющие на поперечные сопротивления в СПП. На рис. 2 приведена упрощенная структурная схема, дающая представление о стадиях переработки СП-проволоки в СПП и затем в полуобмотки СП-диполей¹. Из приведенных на рис. 2 операций рассмотрим лишь те, которые могут оказывать существенное влияние на поперечные сопротивления между СП-проводовками, составляющими СПП.

Лужение СПП. Как было отмечено ранее, половина СП-проводок в СПП имеет покрытие Sn + 5 % Ag, наносимое методом лужения при протягивании СПП через расплав Sn + 5 % Ag при температуре от 270 до 310 °C. Структура, толщина и электрофизические свойства покрытия существенно зависят от химического состава припоя, температуры расплава, времени нахождения СПП в расплаве, конструкции ванны лужения и т. д.

Транспонирование СПП. Транспонированный сверхпроводящий провод изготавливается из сверхпроводника диаметром 0,85 мм с допуском +0,03 мм. Как ранее отмечалось, на девять СП-проводок наносится металлическое покрытие расплава Sn + 5 % Ag. Несовершенство технологии

¹ Рассмотрение всей технологической цепочки необходимо для понимания того факта, что на уровень поперечных сопротивлений в СПП влияет не только тип выбранного припоя и технология его нанесения на СПП.

нанесения покрытия приводит к тому, что толщина покрытия колеблется от 2 до 10 мкм. Приведенный разброс допусков вызывает изменение коэффициента упаковки (заполнения) в диапазоне 84,8–93,0 % в СПП первого слоя и 86,1–94,4 % в СПП второго слоя диполя. Столь существенный разброс коэффициента упаковки безусловно оказывает влияние на уровень поперечных сопротивлений в СПП и на деградацию токонесущей способности транспонированного провода.

Ультразвуковая мойка СПП. В процессе мойки СПП поверхность нелуженых СПП подвергается кавитационному воздействию, разрушающему естественный оксид, в то же время происходит химическое воздействие муравьиной кислоты, добавляемой в моющий раствор в качестве антивспенивателя, с оловом, входящим в состав покрытия Sn + 5 % Ag с образованием окисной пленки, имеющей повышенные резистивные свойства.

Сушка СПП после ультразвуковой мойки. Температура перегретого воздуха 200 °C, при данной температуре на поверхности нелуженых СПП образуется термооксид, увеличивающий поперечное сопротивление в СПП.

Промежуточное гранение СПП и готовых обмоточных блоков. При длительном хранении в естественных условиях в помещении ($t = 15 \div 30^{\circ}\text{C}$, влажность 50–90 %) на поверхности медной матрицы образуется естественный оксид, увеличивающий поперечные сопротивления в СПП.

Запечка полуобмоток. Данная операция в зависимости от применяемого эпоксидного компаунда производится при температуре от 120 до 160 °C, время выдержки до 5–6 ч, при этом межвитковые давления могут изменяться от 500 до 1000 кг/см². В процессе запечки имеют место диффузионные процессы между СПП составляющими СПП с возможным образованием интерме-

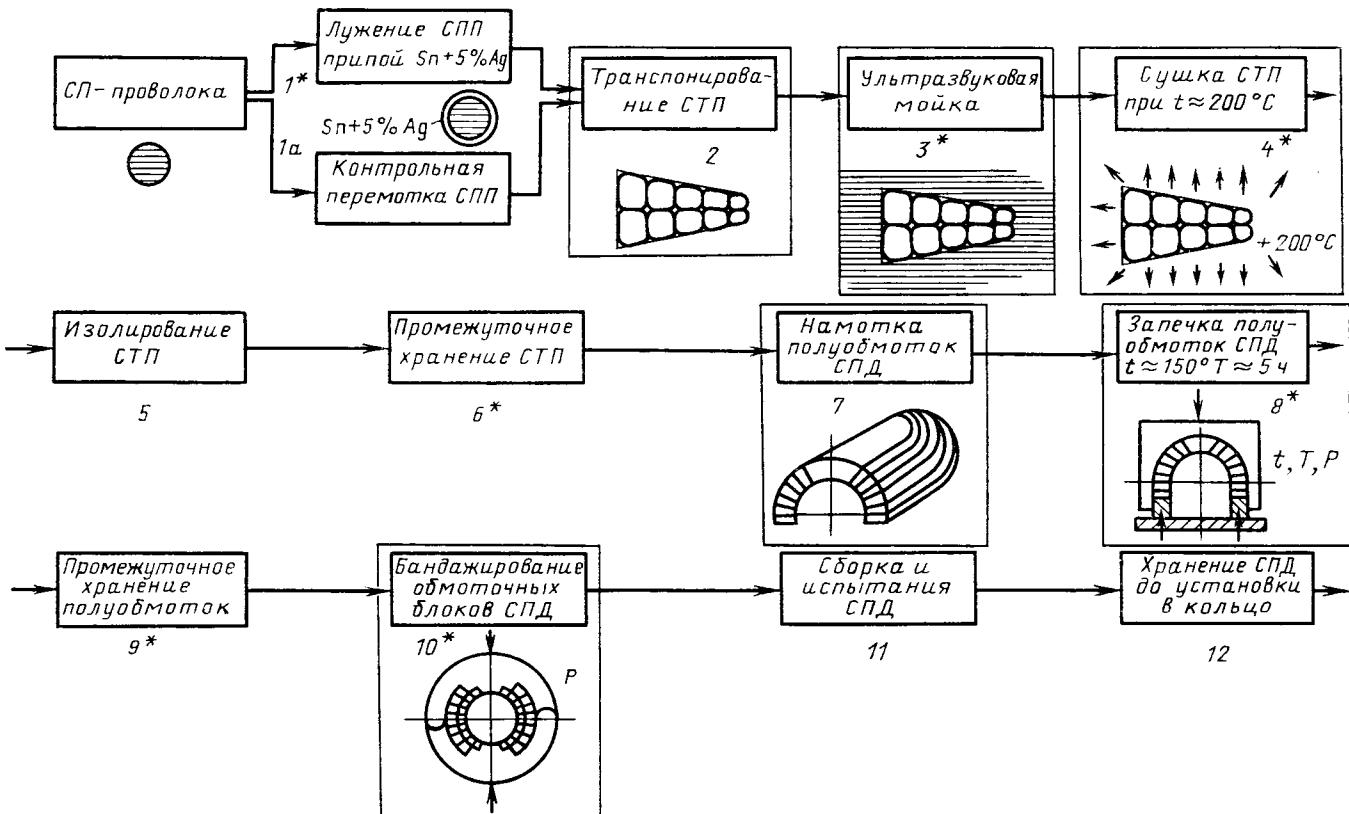


Рис. 2. Структурная схема переработки СПП в СТП и обмоточные блоки СП-магнитов

таллидов на границе раздела между СП-проводниками.

Бандажирование обмоточных блоков СП-диполей. Из-за погрешностей изготовления элементов СП-диполей (полиуретан, пропилен, воротников и т. д.) в СП-диполях неизбежно имеет место разброс межвитковых давлений, а следовательно, и значений эффективных поперечных сопротивлений в СТП [3].

Технология и устройства, применяемые при нанесении покрытия Sn + 5 % Ag на сверхпроводник УНК. Для нанесения покрытия на сверхпроводник разработана и изготовлена установка, функциональная схема которой дана на рис. 3.

Ванна для лужения СПП содержит примерно 4 кг припоя Sn + 5 % Ag, время нахождения СПП в расплаве 0,6–0,8 с, линейная скорость протяжки СПП через расплав 19–22 м/мин, температура расплава 270–310 °C. Перед входом в ванну СПП проходит через устройство флюсования с травильным раствором. При входе и выходе из ванны СП-проводника проходит через фильтры B1, B2 (рис. 3). Первая фильтра служит для удаления с СПП продуктов растворения медной матрицы, образовавшихся при взаимодействии с травильным раствором, вторая — для удаления излишков припоя.

Характерной особенностью процесса лужения СПП припоеем Sn + 5 % Ag является растворение и накопление в расплаве материала медной матрицы СП-проводника. По технологическим условиям на СТП УНК в припое Sn + 5 % Ag допускается наличие растворенной меди не более 2 %, поэтому прежде всего представляется необходимым и полезным изучение кинетики растворения медной матрицы СПП в расплаве, изучение структуры и электрофизических свойств припоя Sn + 5 % Ag, отравленного матричной медью.

Кинетика растворения матричного материала припоеем и образование химических соединений. С целью обеспечения научно-обоснованной разработки технологического процесса и выбора оптимальной конструкции устройства для нанесения покрытия Sn + 5 % Ag на СП-проводник более детально рассмотрим сам процесс растворения матричной меди в припое.

Процесс растворения матричной меди в припое протекает в две стадии.

Первая стадия представляет гетерогенную химическую реакцию (реакцию на границе фаз) и заключается в образовании химической связи (смачивания) между атомами на поверхности твердого и жидкого металлов, а также в переходе атомов через межфазную границу.

Вторая стадия растворения заключается в отводе атомов растворенного металла от межфазной границы в глубь жидкого припоя. Такой отвод происходит в жидкости диффузией и конвекцией (растворенные атомы переносятся жидкостью в процессе ее движения). Конвективный перенос в жидкости обеспечивает быстрое выравнивание ее состава и преобладает во всем объеме, за исключением тонкого слоя вблизи растворенного твердого металла матрицы. Из-за большого градиента концентрации растворенных атомов в этом слое преобладает диффузионный перенос.

Известно [4], что потеря матричной массы за время τ описывается выражением

$$Q = \rho C_{\text{ж}} \frac{v_{\text{ж}}}{s} (1 - e^{-ast/v_{\text{ж}}}),$$

где ρ — плотность припоя; $C_{\text{ж}}$ — концентрация насыщенного жидкого раствора; $v_{\text{ж}}$ — объем жид-

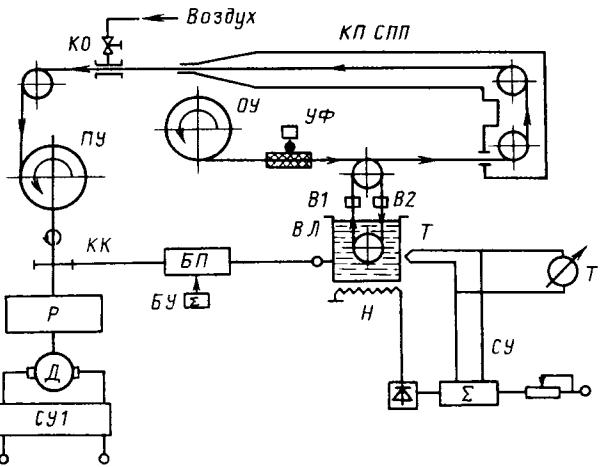


Рис. 3. Функциональная схема установки для нанесения на СПП покрытия:

ОУ — отдающее устройство; ПУ — приемное устройство; УФ — узел флюсования СПП; КП СПП — канал подогрева СПП; КО — канал охлаждения СПП; КК — контактные кольца; Р, Д, СУ1 — привод приемного устройства; БУ, БП — система токового разогрева СПП; ВЛ — ванна лужения; В1, В2 — фильтры; Н — нагреватель ванны; Т — термопара; СУ — система термостабилизации ванны лужения

кого припоя; s — площадь контакта СПП с жидким припоеем; a — коэффициент растворения атомов паяемого металла в жидком припое.

Из приведенного уравнения видно, что растворение является монотонной функцией пяти переменных $C_{\text{ж}}$, s , $v_{\text{ж}}$, τ , a , а отсюда следует, что:

с увеличением времени взаимодействия τ растворимость паяемого материала увеличивается;

при насыщении припоя матричным материалом до $C < C_{\text{ж}}$ скорость растворения может быть значительно уменьшена, а при $C = C_{\text{ж}}$ станет равной нулю;

скорость растворения уменьшается с понижением температуры (из эксперимента);

концентрация $C_{\text{ж}}$ меди в жидком припое при прочих равных условиях возрастает с уменьшением объема припоя и увеличением поверхности контакта СПП с жидким припоеем;

при уменьшении объема (количества) припоя $v_{\text{ж}}$ растворимость уменьшается.

Кинетика растворения матричного материала и образование химических соединений при нанесении покрытия Sn + 5 % Ag на СПП изучались экспериментально путем проведения металлографических исследований образцов, подвергшихся лужению. Данная методика позволяет с большой точностью наблюдать уменьшение сечения паяемого металла после взаимодействия его с припоеем, а также определять его структуру и размеры образовавшихся химических соединений, кристаллизационную структуру припоя.

В исходном припое Sn + 5 % Ag происходит интенсивное растворение меди. Скорость перемещения межфазной границы (скорость растворения) возрастает от 0,4 до 0,6 мкм/с с увеличением температуры лужения с 240 до 320 °C.

Легирование (отравление) припоя 1 % мас. меди приводит к резкому снижению скорости растворения матрицы до 0,2–0,3 мкм/с в интервале температур от 240 до 280 °C, и лишь при температуре 320 °C скорость растворения практически не изменяется по сравнению с исходным припоеем.

Увеличение содержания меди до 3 % мас. тормозит процесс растворения, увеличение выдержки

практически не оказывается на скорости растворения матрицы.

Проведенный микрорентгеноструктурный анализ на растровом электронном микроскопе "Сапфир" показал, что при взаимодействии меди с расплавом припоя Sn + 5 % Ag на границе раздела медь — припой образуется тонкий слой интерметаллического соединения (36–74 %) Sn — (34–63 %) Ag, непосредственно прилегающий к меди, и отдельные кристаллы соединения (70–72,3 %) Sn — (29,2–33 %) Cu — (0,9–1,6 %) Ag, а практически все серебро в луженом покрытии находится в дисперсных выделениях фазы Sn — Ag.

При увеличении концентрации меди в припое увеличиваются размер и плотность выделений фазы Sn — Cu в покрытии луженого образца.

Механизм накопления матричного материала в растворе припоя. Существует несколько характерных зон, где происходит растворение матричной меди и насыщение ею расплава припоя (рис. 3): 1 зона — от начала травления СП-проводолоки до погружения ее в расплав; 2 зона — от входа СП-проводолоки в расплав до контакта с нижним обводным роликом; 3 зона — зона контакта СП-проводолоки с нижним обводным роликом; 4 зона — от нижнего обводного ролика до выхода проволоки из расплава через фильтр.

При прохождении узла флюсования, в который непрерывно (капельным методом) подается травильный раствор, происходит растворение микрослоя медной матрицы СПП (первая зона). Для травления используется коррозионно-активный флюс следующего состава: гидразин солянокислый — 5 %, спирт этиловый — 70 %, дистиллированная вода — 25 %. Наиболее активное растворение микрослоя меди происходит при погружении СП-проводолоки в расплав (вторая зона), в данной зоне скорость растворения максимальна, поскольку остатки флюса на СПП и быстрый разогрев способствуют ускорению реакции. В зоне контакта СП-проводолоки с нижним обводным роликом происходит частичный абразивный съем рыхлого диффузионного слоя SnAgCu. В четвертой зоне происходит дальнейшее растворение матричной меди, в зоне фильтры В2 (рис. 3) — съем излишков припоя, обогащенного медью, что также спо-

собствует накоплению меди в расплаве. В результате естественной диффузии, а также циркуляции расплава, вызываемой движущимся сверхпроводником, происходит постепенное накопление меди по всему объему ванны лужения. Наличие температурного градиента по высоте ванны (рис. 4), а также переноса обогащенного медью припоя по направлению ко дну ванны способствует тому, что в установившемся режиме лужения процентное содержание Cu и Ag по высоте ванны становится неравномерным (рис. 5).

Процесс накопления Cu в расплаве в зависимости от длины луженого СПП показан на рис. 6. Там же приведена зависимость скорости растворения матрицы в функции длины луженого СПП. Скорость растворения матрицы СПП в расплаве была получена расчетным путем, исходя из количества меди, накопленной в расплаве, длины луженного проводника и времени пребывания СП-проводолоки в расплаве. Отличие экспериментальных

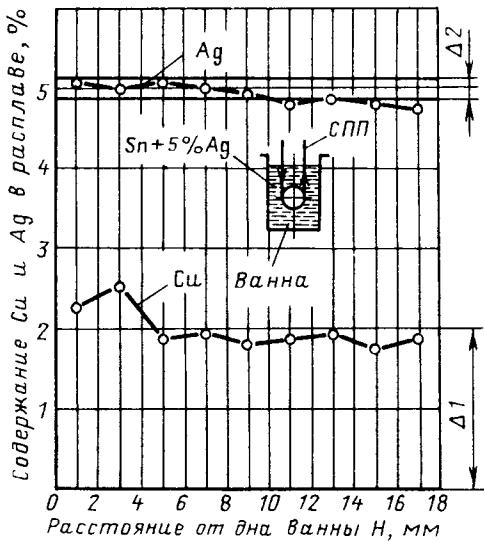


Рис. 5. Изменение процентного содержания Cu, Ag в процессе лужения СПП по высоте ванны (исходный припой Sn + 5 % Ag); в установленном режиме лужения по ТУ на СП-диполь:

$\Delta 1 = 2,0\%$; $\Delta 2 = \pm 0,1\%$

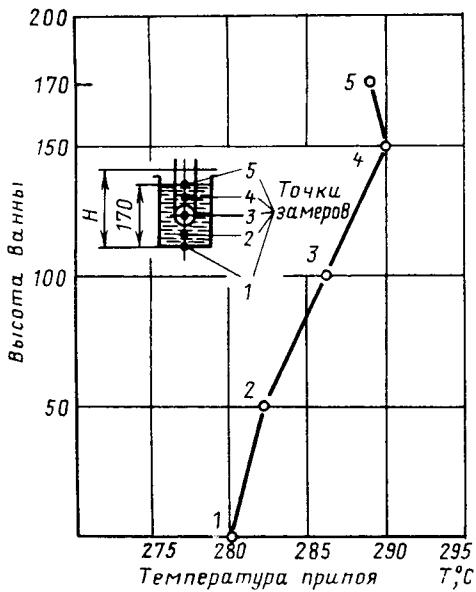


Рис. 4. Распределение температур по высоте ванны с расплавом Sn + 5 % Ag

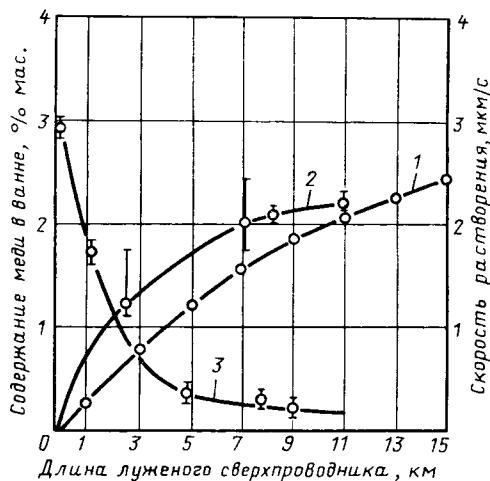


Рис. 6. Зависимость содержания матричной меди в ванне с припоеем от длины луженого СПП:
1 — расчетные данные; 2 — экспериментальные данные; 3 — скорость растворения в функции длины луженого СПП (расчетные значения, полученные из экспериментальных данных)

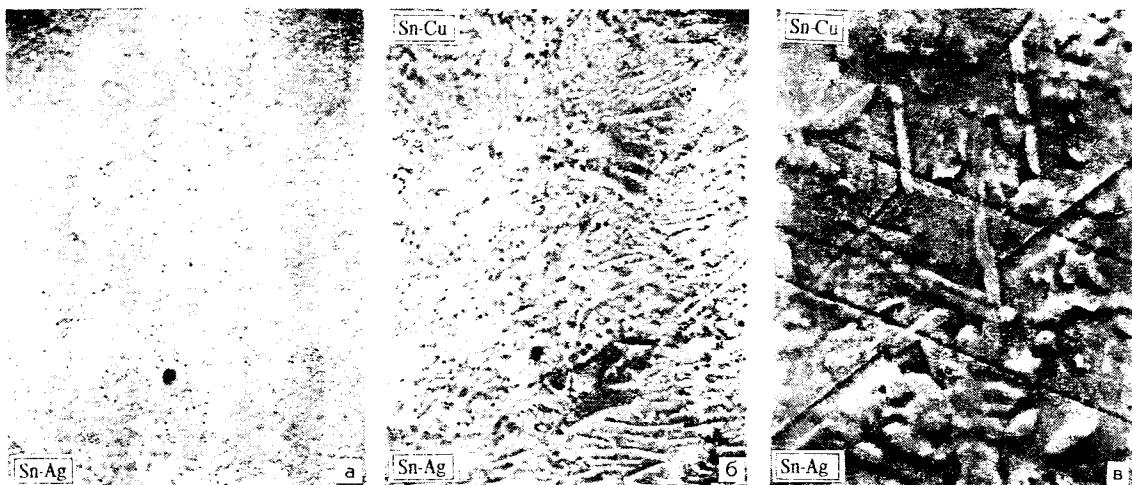


Рис. 7. Микроструктура припоев по высоте ванны:

а – увеличение в 800 раз, 140 мм от дна ванны; б – увеличение в 800 раз, 40 мм от дна ванны; в – увеличение в 2000 раз, низ ванны

данных от расчетных, по-видимому, обусловлено возможностью дополнительного поступления меди в ванну за счет механического трения СПП на ролике и выходной фильтре.

Полученные данные показывают, что в процессе растворения меди в расплаве одновременно происходит обеднение расплава по серебру и осаждение его на дне ванны.

Проведенный микрорентгеноспектральный анализ образцов припоя (содержание меди в ванне 1–1,2 %), взятых со дна ванны и на расстоянии 40 и 140 мм от дна, показал (рис. 7), что если в верхней части ванны происходит выделение фазы олово – серебро, с небольшим содержанием меди примерно 0,8 %, равномерно распределенной в матрице припоя (рис. 7, а), то в средней части ванны, наряду с включением интерметаллических соединений на основе олово – серебро, имеющих более крупные выделения, появляются интерметаллические включения фазы олово – медь (70–74 % Sn: 28–33 % Cu) с незначительным содержанием серебра (0,8–1,5 %, рис. 7, б).

В нижней части ванны преобладающими являются интерметаллические включения фазы медь – олово, составляющие порядка 35–40 % в объеме матрицы припоя (рис. 7, в).

Температура плавления и плотность этих интерметаллических выделений выше, чем в матрице, состоящей практически из чистого олова, поэтому эти выделения и будут сосредоточиваться в нижней части ванны. Чем выше будет содержание меди в ванне, тем больше будет разница в процентном составе по серебру между верхней и нижней частями ванны и тем выше должна быть рабочая температура расплава.

При лужении длинномерных сверхпроводящих проводов, по мере накопления в расплаве матричной меди, согласно диаграмме состояния, температура ликвидуса сплава монотонно возрастает с повышением содержания меди в ванне; в сплаве Sn – Ag + 2 % Cu эта температура составляет 265 °C, а в сплаве: Sn – Ag + 5 % Cu уже 320 °C. Изменяется и микроструктура тройного сплава. Если в исходном припое Sn + 5 % Ag это эвтектическая структура, то при легировании его медью происходят выделение интерметаллических соединений и их рост в зависимости от содержания меди в припое.

На рис. 8 приведен микрорентгеноструктурный анализ поверхности провода, луженного в припое

$\text{Sn} + 5\% \text{Ag}$, с содержанием меди в ванне 1 и 3 % мас. и с указанием на рисунках интерметаллических соединений Sn – Ag и Sn – Cu.

Анализ поверхности луженных СП-проводов показал, что состав обнаруженных на них выделений соответствует фазам, образующимся в припоях того же состава. Наличие интерметаллических включений в покрытии на поверхности сверхпроводника (рис. 8) вызывает ускоренный износ фильтры на выходе из ванны лужения, тем самым ухудшая стабильность толщины покрытия по длине СПП.

Измерение электросопротивления припоея $\text{Sn} + 5\% \text{Ag}$, легированного медью. Измерения электросопротивлений припоея проводили четырехконтактным потенциометрическим методом при двух направлениях транспортного тока при температуре 4,2 K при плотности тока 0,3 A/mm².

Результаты измерения электросопротивления припоея (рис. 9) показали, что с увеличением содержания меди в припое идет снижение его удельного электросопротивления, которое при 2 %-м содержании меди в припое в 1,5 раза ниже, чем в исходном припое. Легирование припоя медью выше 2 % практически не оказывается на его электросопротивлении, поскольку расплав припоя представляет из себя матрицу, состоящую

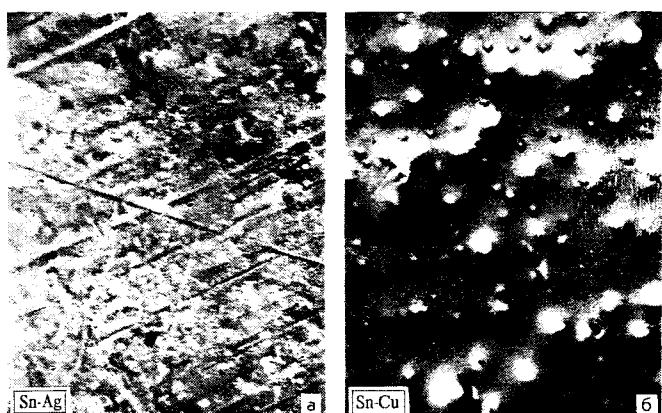


Рис. 8. Микроструктура поверхностного слоя припоя на проводе ($\times 2000$):

а – $\text{Sn} + 5\% \text{Ag} + 1\% \text{Cu}$; б – $\text{Sn} + 5\% \text{Ag} + 3\% \text{Cu}$

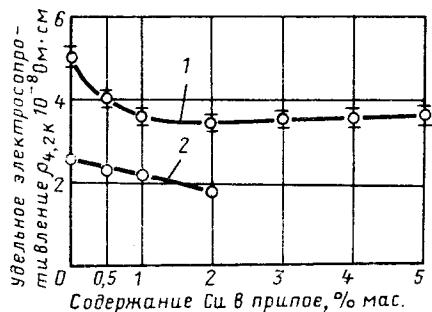


Рис. 9. Изменение удельного электросопротивления припоя $\text{Sn} + 5\% \text{Ag}$ и луженой ленты в зависимости от содержания меди в припое:

1 — припой; 2 — луженая лента

практически из чистого олова с равномерно "вкрашенными" в нее интерметаллическими выделениями SnCuAg , составляющими в среднем не более 15 % объема припоя, при этом электросопротивление расплава определяется электросопротивлением чистого олова, которое более чем в 1.5 раза ниже, чем в эвтектическом сплаве $\text{Sn} + 5\% \text{Ag}$.

Влияние режимов запечки полуобмоток СП-магнитов на диффузионное взаимодействие между СП-проводолоками в СТП. В процессе запечки полуобмоток ($T = 120 \div 170^\circ\text{C}$, межвитковое давление до $1000 \text{ кг}/\text{см}^2$) имеют место диффузионные процессы между СП-проводолоками в СТП, определенным образом оказывающие влияние на поперечные сопротивления в СТП, а следовательно, и на динамические потери в СП-магнитах УНК. Проведенные исследования показали, что протекание диффузионных процессов зависит от режима запечки, состава покрытия и состояния поверхности СП-проводолок.

При режиме запечки $T = 170^\circ\text{C}$, $t = 3 \div 5$ ч на всех исследуемых проводах с различной подготовкой поверхности СПП имеет место диффузионное взаимодействие. Однако площадь диффузионного взаимодействия (соответственно и степень изменения поперечных сопротивлений) может быть раз-

личной и зависит от толщины слоя припоя на луженом СПП и коэффициента упаковки СТП.

Проведенные металлографические исследования подтверждают это положение. Травление поверхности СПП перед лужением, остатки флюса на луженом проводе способствуют протеканию диффузионных процессов. На нелуженых СПП, входящих в СТП, с поверхностью, имеющей естественный оксид, образовавшийся после длительного хранения, не наблюдается диффузионного взаимодействия.

Увеличение площади контакта луженого СПП с нелуженым (при увеличении коэффициента упаковки СТП) снижает переходное сопротивление между проволоками, тем самым способствуя увеличению динамических потерь в СП-магнитах.

Влияние операции запечки полуобмоток на возможное изменение поперечных сопротивлений в СТП не является столь очевидным, как может показаться на первый взгляд, поскольку при используемых температурах и давлениях запечки имеют место как процессы диффузии между СПП в транспортированном проводе, так и процессы образования интерметаллических соединений в покрытии за счет растворения и диффузии медной матрицы СПП в олово покрытия, причем первый процесс ведет к понижению, а второй — к повышению поперечных сопротивлений в СТП.

Связь между процентным содержанием матричной меди в расплаве и динамическими потерями в СП-динолях. В процессе изготовления СТП для опытной партии СП-диполей УНК проводился систематический контроль содержания матричной меди в расплаве $\text{Sn} + 5\% \text{Ag}$ при его нанесении на СПП. На рис. 10 приведены данные по усредненному содержанию меди в расплаве при изготовлении 10 диполей УНК СПДМ1-1—СПДМ1-10, там же показаны данные по динамическим потерям для диполей данной партии. Легко можно заметить, что рост потерь не коррелирует с ростом процентного содержания матричной меди в расплаве, особенно это заметно в диполях СПДМ1-7, СПДМ1-8, СПДМ1-9, СПДМ1-10, т. е. увеличение динамических потерь мало связано с увеличением процентного содержания меди в припое.

Были проведены прямые измерения поперечных сопротивлений между луженными СПП в зависимости от межвитковых давлений и процентного содержания матричной меди в покрытии $\text{Sn} + 5\% \text{Ag}$. Характер зависимостей поперечных сопротивлений от межвитковых давлений аналогичен полученным в [3], однако в процессе измерений обнаружены и новые, ранее не описанные эффекты. Поперечные сопротивления возрастают по мере увеличения числа циклов нагрузки-разгрузки, т. е. многократный подъем-брос межвитковых давлений в циклах УНК возможно будет способствовать уменьшению кооперативных потерь энергии в СТП. Прямые измерения не позволили зафиксировать зависимость поперечных сопротивлений от процентного содержания матричной меди в покрытии. Во всем диапазоне межвитковых давлений от 100 до $1500 \text{ кг}/\text{см}^2$ измеренные значения поперечных сопротивлений между СПП, в покрытии которых имелась матричная медь (0, 1, 3, 4 %), в пределах погрешности измерений были одинаковы между собой (при равных межвитковых давлениях). Можно предположить, что определяющий вклад в разброс динамических потерь в СП-магнитах рассматриваемого типа вносят прежде всего воспроизводимость и стабильность технологических режимов изготовления полуобмоток диполей и разброс межвитковых давлений. К аналогичным выводам приходят авторы [5].

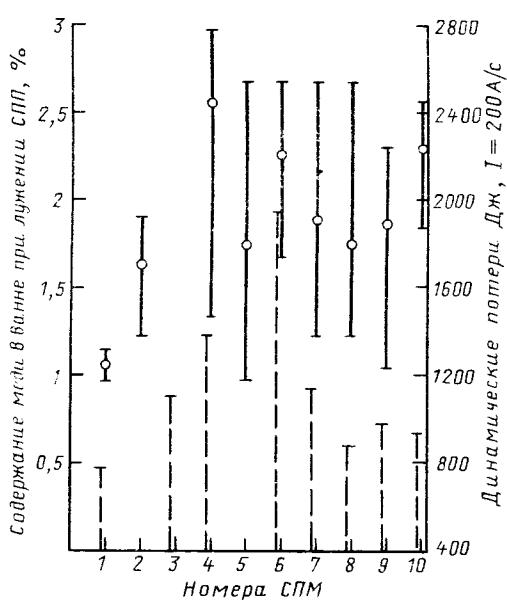


Рис. 10. Содержание меди в ванне при лужении СПП для СП-магнитов СПДМ1-1 — СПДМ1-10 и динамические потери в этих же магнитах:

— содержание меди; — динамические потери

Выводы

Исследован процесс растворения медной матрицы СП-проводники УНК в припое Sn + 5 % Ag, а также в припоях Sn — Ag, легированных медью, в зависимости от режимов лужения.

Показано, что скорость растворения матрицы сверхпроводника в припое в зависимости от степени легирования ванны с припоеем медью изменяется от 0,5—0,6 мкм/с (Sn + 5 % Ag) до 0,2—0,3 мкм/с (Sn — 5 % Ag + 2 % Cu).

Выявлен состав образующихся фаз на границе раздела медь — припой в зависимости от режима лужения, а также состав и структура припоя в зависимости от количества осажденной в ванне меди, в том числе и по высоте ванны.

Выполнены исследования по измерению толщины слоя покрытия припоя на длинномерных СП-проводах в зависимости от состава ванны и режима лужения. Показано, что толщина слоя припоя неравномерна по длине провода вследствие износа фильтров из-за наличия интерметаллических соединений на поверхности провода.

Проведенные измерения электросопротивления припоеев на основе Sn + 5 % Ag в зависимости от легирования его медью, а также медных лент, луженных в этих припоях, показали, что при легировании припоя Sn + 5 % Ag медью до 2 % мас. его удельное сопротивление при гелиевых температурах уменьшается примерно в 1,5—1,7 раз. Дальнейшее накопление меди в расплаве не изменяет удельное сопротивление припоя, поэтому измеренные изменения удельных сопротивлений припоя вследствие накопления в нем матричной меди не могут объяснить масштаб разброса динамических потерь в магнитах.

С точки зрения воспроизводимости магнитов при серийном производстве и сужения границ разброса по динамическим потерям от магнита к магниту, вследствие влияния на потери электросопротивлений припоеев представляется целесообразным введение легирования припоя Sn + 5 % Ag двумя процентами меди.

Список литературы

1. Препринт ИФВЭ 89-186. / А. Н. Байдаков, В. А. Васильев, М. Г. Выборнов и др. Серпухов, 1989.
2. Препринт ИФВЭ 89-27. / А. И. Агеев, Н. И. Андреев, В. И. Балбеков и др. Серпухов, 1989.
3. Препринт ИФВЭ 81-57. А. В. Злобин, Г. Эндерлейн. Серпухов, 1981.
4. Долгов Ю. С., Сидохин Ю. Ф. Вопросы формирования паяного шва. М.: Машиностроение, 1973.
5. Экспериментальное исследование поперечного сопротивления и потерь энергии в транспортированных сверхпроводящих проводах / В. Е. Сытников, Г. Г. Свалов, И. П. Радченко, А. В. Злобин // Электротехника. 1991. № 3. С. 19—22.

Поступила 23.01.92

УДК 681.516.42

СИНТЕЗ ДВУХКАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ НАТЯЖЕНИЯ ОБМОТОЧНЫХ ЛЕНТ КАБЕЛЕЙ

Б. И. КУЗНЕЦОВ, доктор техн. наук,
А. А. ЧАУСОВ, канд. техн. наук

Харьковский инженерно-педагогический институт

Неравномерность натяжения обмоточных лент ухудшает электрические и технические характеристики кабеля, что обуславливает разработку систем автоматического регулирования натяжения (САРН). Применяемые в кабельной промышленности регуляторы натяжения являются механическими и не обеспечивают требуемых показателей качества и процессов регулирования натяжения обмоточных лент. Статья посвящена вопросам разработки электромеханических САРН обмоточных лент.

Технологический процесс обмотки (спирально-го наложения лент на кабель) обеспечивается с помощью обмоточной машины, состоящей из приводного механизма, участка обмоточной ленты и зарядной катушки с кружком ленты, на которые действуют центробежные силы и другие возмущения, ухудшающие качество покрытия изоляции кабеля, прежде всего из-за колебаний натяжения обмоточных лент. Управление натяжением ленты может осуществляться изменением движущей силы приводного механизма подачей соответствующего напряжения на приводной двигатель и изменением тормозной силы зарядной катушки подачей соответствующих напряжений на двигатель тормозного механизма зарядной катушки.

Рассмотрим построение такой двухканальной

системы [1] для стабилизации натяжения обмоточных лент.

При составлении математической модели объекта использовались уравнения движения Лагранжа и учитывались упругие свойства обмоточных лент. В качестве обобщенных координат были выбраны угловые перемещения приводного механизма и зарядной катушки с лентой.

Введем вектор состояния системы $\vec{x}(t) = \{v_n(t), v(t), s(t)\}^T$, компонентами которого являются $v_n(t)$, $v(t)$ — линейные скорости движения ленты соответственно на входе в приводной механизм и на выходе из катушки; $s(t)$ — натяжение обмоточной ленты; вектор управления $\vec{U}(t) = \{E_n(t)F_t(t)\}^T$, компонентами которого являются движущая сила $F_n(t)$ приводного механизма и тормозная сила $F_t(t)$ зарядной катушки. Тогда линеаризированная относительно программного движения система [2] в пространстве состояния $\vec{x}(t)$ описывается уравнением

$$\ddot{\vec{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\vec{x}(t) + \mathbf{B}(t)\vec{u}(t) + \vec{w}_1(t), \quad (1)$$

где

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \beta^* & & \lambda^2 \\ -\frac{n}{J} & -\beta^* & -\frac{n}{J} \\ -\frac{n}{J} & \frac{n}{r} & J \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{vmatrix} R_n^2 \\ J_n & -\frac{R^2}{J} \\ -\frac{c_s}{J} & -\frac{c_s}{J} \end{vmatrix} \quad (2)$$

β_n^* , β_n^* , J_n , J — коэффициенты вязкого трения и моменты инерции соответственно приводного механизма и катушки с лентой; R_n , R , λ_n — коэффициенты линейной стационарной модели; r — радиус размотки кружка ленты; c_s — продольная жесткость обмоточной ленты.

Естественно, что все коэффициенты матриц состояния и управления изменяются со временем [3].

Регулируемая координата системы — натяжение полосы — является случайным процессом с достаточно широким спектром частот. В качестве примера на рис. 1 показан фрагмент осциллограммы изменения натяжения стальной ленты. Поэтому вектор $\vec{s}_n(t)$ случайных сигналов, возбуждающих динамическую систему (1), в данной задаче может быть принят векторным сигналом типа белого шума, так как спектральная плотность возмущающих воздействий в области рабочих частот системы с достаточной для практики точностью может считаться постоянной.

Большинство выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью электроприводов построены по принципу подчиненного регулирования и содержат ряд подчиненных контуров регулирования: тока, скорости, положения, имеющих свои регуляторы. Такие системы легко проектируются, налаживаются, реализуются на типовых регуляторах, имеющихся в составе унифицированных блочных систем подчиненного регулирования, что и обуславливает широкое применение таких систем.

Однако, хорошо известно, например [1], что отказ от подчиненного контура тока и использование одноконтурной системы регулирования скорости электропривода позволяют получать более высокие динамические характеристики, в частности, меньшее время отработки скачкообразного изменения момента нагрузки по сравнению с классической системой подчиненного регулирования скорости, содержащей контуры тока и скорости с типовыми регуляторами.

Существенным недостатком систем подчиненного регулирования является также весьма низкий коэффициент усиления внешнего контура регулирования, обусловленный принятым критерием оптимизации и малой некомпенсируемой постоянной времени, которая существенно возрастает с увеличением числа контуров регулирования.

Кроме того, реализация систем подчиненного регулирования требует измерения всех регулируемых координат — тока, скорости, положения и их использования для реализации регуляторов. В рассматриваемой задаче стабилизации натяжения непосредственному измерению доступна лишь

регулируемая координата, а две другие компоненты вектора состояния — линейные скорости движения ленты $v_n(t)$ на входе в приводной механизм и $v(t)$ на выходе из катушки непосредственному измерению недоступны, и для их косвенного измерения необходимо использовать восстанавливающие устройства, например, в форме наблюдателей. Причем эти переменные состояния обусловлены не приводом, а самой обмоточной машиной и не являются подчиненными друг другу подобно, например, току якорной цепи и скорости в приводе постоянного тока.

Поэтому в последнее время наряду с системами подчиненного регулирования широкое распространение получают системы управления со структурой, полученной на основе решения задач оптимального синтеза [4, 5] и модального управления [6, 7].

При синтезе системы со случайным изменением координат обычно используют квадратичный критерий качества [4–8]

$$J = M \left\{ \int_{t_0}^{t_K} \left[\vec{x}^T(t) \mathbf{R}_1(t) \vec{x}(t) + \vec{u}^T(t) \mathbf{R}_2(t) \vec{u}(t) \right] dt \right\}, \quad (3)$$

в котором $\mathbf{R}_1(t)$ и $\mathbf{R}_2(t)$ — неотрицательно определенная и положительно определенная матрицы. В этом случае оптимальное управление, минимизирующее критерий (3), является линейным

$$\vec{u}(t) = -F(t)\vec{x}(t) \quad (4)$$

по всему вектору состояния $\vec{x}(t)$ системы, в которой матрица оптимальных коэффициентов усиления регулятора $F(t)$ находится из решения соответствующего уравнения Риккати [5].

Для реализации оптимального управления необходимо восстановить весь вектор состояния по измеряемому натяжению полосы $s(t)$, например, с помощью оптимального наблюдателя типа фильтра Калмана-Бьюси

$$\begin{aligned} \dot{\vec{x}}(t) &= A(t)\vec{x}(t) + B(t)\vec{u}(t) + \\ &\quad \mathbf{K}(t)[s(t) - C(t)\vec{x}(t)], \end{aligned} \quad (5)$$

в котором матрица оптимальных коэффициентов усиления $\mathbf{K}(t)$ находится из решения соответствующего уравнения Риккати [4, 5].

Реализация полученного оптимального управления (4) по восстановленным переменным состояния (5) не вызывает технических трудностей [9–11]. Однако получить оптимальное управление сложно даже не из-за решения соответствующих уравнений Риккати, а прежде всего в корректном задании весовых матриц $\mathbf{R}_1(t)$ и $\mathbf{R}_2(t)$. Практически процесс задания этих матриц выполняется итеративно путем многократного решения исходной задачи оптимизации (4), (5) и коррекции соответствующих компонент весовых матриц в критерии (3).

Смысловая постановка задачи оптимизации при случайных воздействиях формулируется [12], как задача минимизации дисперсии регулируемой координаты — натяжения полосы

$$J_0 = M \left\{ \int_{t_0}^{t_K} s^2(t) dt \right\} \quad (6)$$

при учете ограничений на переменные состояния и управления системы

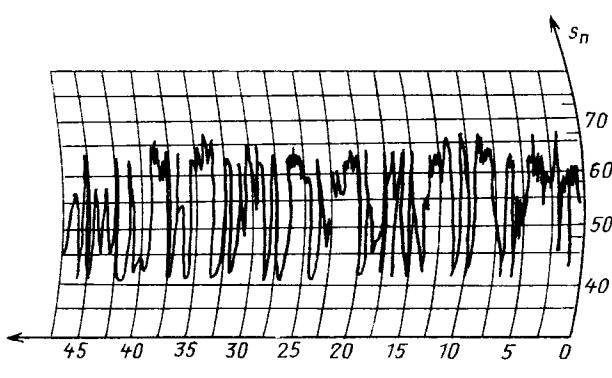


Рис. 1. Фрагмент осциллограммы измерения натяжения стальной ленты

$$\vec{G}(\vec{u}, \vec{x}) \leq \vec{G}_{\text{доп.}} \quad (7)$$

Поэтому определение весовых матриц (их уставновившихся значений) фактически сводится к решению задачи математического программирования

$$\mathbf{R}_1 \mathbf{R}_2 = \operatorname{argmin} J_0 / \vec{G}(\vec{u}, \vec{x}) \leq \vec{G}_{\text{доп.}} \quad (8)$$

численными методами нелинейного программирования [13].

Следует иметь в виду, что на каждой итерации решения задачи (8) необходимо решать два уравнения Риккати для нахождения значений целевой функции и ограничений для текущих значений аргументов. Поэтому в рамках принятой структуры линейного оптимального регулятора (4) по всему вектору состояния может быть решена задача математического программирования непосредственно определения матрицы оптимальных регуляторов

$$\mathbf{F} = \operatorname{argmin} J/G(\vec{u}, \vec{x}) \leq \vec{G}_{\text{доп.}} \quad (9)$$

в которой для вычисления целевой функции и ограничений необходимо проинтегрировать лишь одно, причем линейное дисперсионное уравнение.

После того, как определен оптимальный регулятор (4), необходимо выполнить анализ динамических характеристик оптимальной системы. Как показывает практика, часто динамические характеристики оптимальных по квадратичному критерию качества регуляторов не удовлетворяют требованиям, предъявляемым со стороны технологического процесса. В частности, в переходном процессе может наблюдаться значительное перерегулирование, что соответствует повышению колебательности в частотных характеристиках [1, 14]. В этом случае процесс синтеза необходимо построить, сначала модифицируя исходный критерий, например, введением в него составляющих по производным от регулируемой координаты.

Для упрощения процедуры синтеза требования по переходному процессу и колебательности процессов могут быть изначально заложены в систему, например, заданным распределением полюсов характеристических уравнений отдельных каналов [15]

$$p^3 + q_2 \omega_p^2 + q_1 \omega_i^2 p + \omega_i^2 = 0 \quad (10)$$

с точностью до масштабных множителей ω_i , равных среднегеометрическому корню характеристического уравнения каждого канала

$$\omega_i = \sqrt[n]{\prod_{j=1}^n \lambda_{ij}}, \quad (11)$$

где λ_{ij} — корни характеристического уравнения i -го канала, а n — его порядок.

Коэффициенты q_i определяются требованиями к качеству переходных процессов и при оптимизации системы могут считаться постоянными. Тогда задача синтеза системы существенно упрощается, так как сводится к решению задачи нелинейного программирования

$$\vec{\omega} = \operatorname{argmin} J_0 / \vec{G}(\vec{u}, \vec{x}) \leq \vec{G}_{\text{доп.}} \quad (12)$$

минимальной размерности вектора варьируемых параметров $\vec{\omega} = \{\omega_1 \omega_2\}^T$, равной числу каналов в системе. Причем эти параметры существенны с точки зрения динамики, так как характеризуют быстроту протекания переходных процессов в отдельных каналах.

Точность двухканальной системы в значительной степени определяется динамическими характеристиками второго маломощного, но быстродействующего канала [1, 5]. При этом задача основного силового канала заключается в поддержании точного канала вблизи его рабочей точки с тем, чтобы не допустить его перегрузки. Поэтому для упрощения технической реализации системы примем в грубом канале простейший пропорциональный регулятор [1]. Эквивалентным спектром задающего воздействия второго канала при его синтезе на принципе декомпозиции [8] в этом случае является ошибка регулирования натяжения, оставшаяся после работы основного силового канала, что может быть учтено в виде соответствующей коррекции параметров модели объекта управления (1) при синтезе

внешних условий [15]. Тогда синтез оптимального регулятора второго канала для объекта управления (1), у которого управляющим воздействием $u(t)$ является только тормозная сила F_t зарядной катушки, может быть сведен к определению лишь одного параметра

$$\omega_2 = \operatorname{argmin} J_0 / \vec{G}(\vec{u}, \vec{x}) \leq \vec{G}_{\text{доп.}} \quad (13)$$

Вычислив оптимальное значение ω_2 и записав характеристическое уравнение (10) второго канала в виде

$$p^3 + \gamma_1 p^2 + \gamma_2 p + \gamma_3 = 0. \quad (14)$$

можно получить оптимальные коэффициенты усиления регулятора второго канала:

$$\boxed{\begin{aligned} F_1 &= \frac{J \left[\gamma_2 - \alpha_2 - \frac{\beta^*}{J_n} (\gamma_1 - \alpha_1) \right]}{R_2 c_s}; \\ F_2 &= \frac{J_n J \left\{ (\gamma_2 - \alpha_2) \frac{\beta^*}{J_n} - (\gamma_2 - \alpha_2) - (\gamma_1 - \alpha_1) \left[\left(\frac{\beta^*}{J_n} \right)^2 - \frac{\lambda^2 c_s}{J_n} \right] \right\}}{\lambda^2 R^2 c_s}; \\ F_3 &= \frac{J(\gamma_1 - \alpha_1)}{R^2}. \end{aligned}} \quad (15)$$

В этих формулах коэффициенты α_i характеризуют статистического уравнения

$$p^3 + \alpha_1 p^2 + \alpha_2 p + \alpha_3 = 0 \quad (16)$$

объекта управления (матрицы состояния A) имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{\beta_n^*}{J_n} + \frac{\beta^*}{J}; \\ \alpha_2 &= \frac{\beta_n^* \beta^*}{J_n J} + \frac{c_s r^2}{J} + \frac{\lambda_n^2 c_s}{J_n}; \\ \alpha_3 &= \frac{c_s (\beta_n^* r^2 + \beta^* \lambda_n^2)}{J_n J}. \end{aligned} \right\} (17)$$

На рис. 2 показана алгоритмическая схема [16] регулятора натяжения второго канала, построенная на основании зависимости (15).

Для упрощения расчетов в качестве наблюдателя (5) примем некоторое заданное распределение полюсов, аналогичное отдельным каналам (10), причем необходимо собственную частоту наблюдателя ω_n выбирать в 2–3 большей соответствующей собственной частоты ω системы регулирования.

В качестве примера рассмотрим синтез оптимального регулятора для бронеобмотчика БМ-Э6. На рис. 3 показана кривая переходного процесса

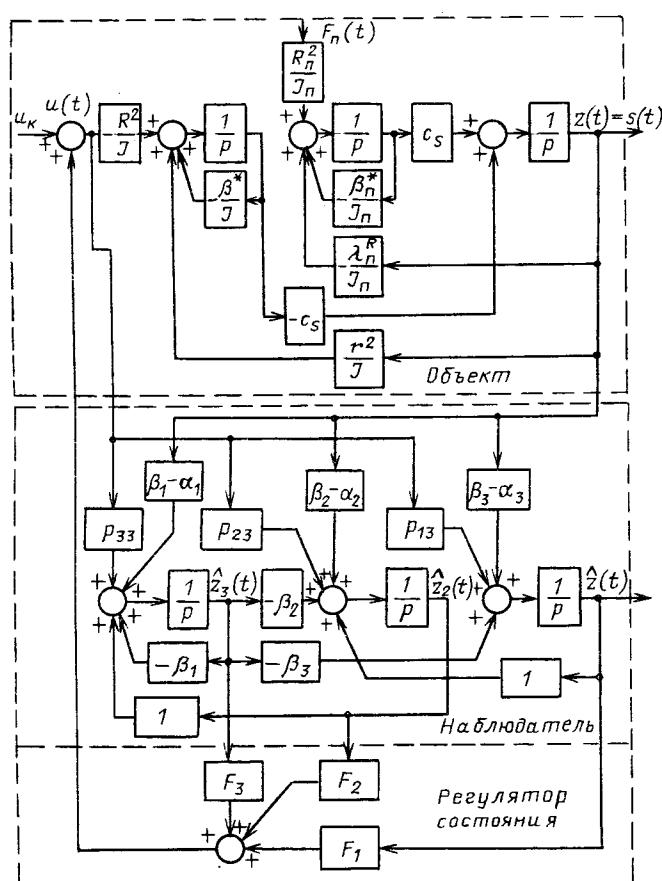


Рис. 2. Алгоритмическая схема регулятора натяжения стопоров хомута

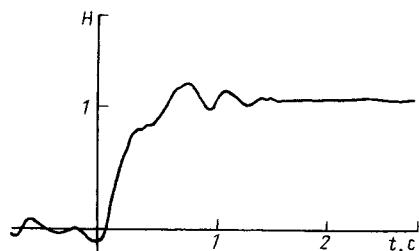


Рис. 3. Переходный процесс по напряжению бронеобмотчика бронеобмотчика, по которой определены числовые значения матриц состояния \mathbf{A} и управления \mathbf{B} объекта управления

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -3,53 & -7,4 \cdot 10^{-3} \\ -1,05 \cdot 10^{-4} & 0,78 \cdot 10^{-2} \\ 1,2 \cdot 10^3 & 1,2 \cdot 10^{-3} \end{vmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} 5,1 \cdot 10^{-5} & \\ & -3,4 \cdot 10^{-3} \end{vmatrix}$$

Матрицы оптимальных регулятора F и наблюдателя K для весовых матриц

$$R_1 = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & & \\ \hline & & \\ \hline & & \\ \hline \end{array}; R_2 = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 50 & & \\ \hline & & \\ \hline & & 1 \\ \hline \end{array}$$

и матриц интенсивностей \mathbf{v}_1 , \mathbf{v}_2 случайных сигналов $\vec{w}_1(t)$, возбуждающих динамическую систему, и $\vec{w}_2(t)$ — помехи измерения натяжения ленты

$$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & + & - & + \\ \text{---} & - & + & - \\ \text{---} & + & - & + \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_2 = 1$$

соответственно равны

$$\mathbf{F} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & 1,92 \cdot 10^{-2} & -2,02 \cdot 10^{-2} & 5,88 \cdot 10^{-5} \\ \hline & 67,54 & -1,51, & 46 3,25 \cdot 10^{-2} \\ \hline \end{array};$$

Однако при этом в переходном процессе наблюдается значительное перерегулирование, что не допустимо по условию качественного нанесения бронепокрытия. Поэтому рассмотрен также вопрос настройки регулятора натяжений на биноминальную стандартную форму, а наблюдателя состояния на стандартную форму Баттервортса. Несмотря на то, что за время переходного процесса объекта управления его параметры меняются незначительно, на всем периоде размотки кружка ленты их

изменение существенно, что приводит к необходимости перестройки оптимальных коэффициентов усиления F регулятора. На рис. 4 показаны зависимости коэффициентов усиления F_i от параметров ω регулятора натяжения для трех характерных периодов размотки: начала — 1; середины — 2; конца — 3.

При упрощенной технической реализации стандартного регулятора целесообразно настраивать регулятор натяжения на начальный период размотки.

В ходе оснащения обмоточной машины регулятором натяжения разработаны и испытаны токосъемники, ролики, компенсирующие высокочастотные колебания натяжения, датчики радиуса кружка ленты, электромагнитного тормозного устройства зарядной катушки, информационный канал. Собственно регулятор представляет собой жесткие обратные связи по всем переменным состояниям (скорость, ускорение от регулируемой координаты), для восстановления которых по измеряемым переменным используется наблюдатель. Регулятор и наблюдатель реализованы на микросхемах серии K140 УД и установлены на подвижной части обмоточной машины. Экспериментальные исследования разработанных регуляторов натяжения подтвердили, что они удовлетворяют требованиям точности и быстродействия процесса регулирования натяжения обмоточных лент кабелей. Применение электромеханической системы регулирования натяжения позволило обеспечить точность поддержания натяжения ленты на уровне $\pm 10\%$ номинального значения по сравнению с колебаниями натяжения ленты $\pm 40\%$ при чисто механической системе поддержания натяжения.

В заключение заметим, что в отличие от систем подчиненного регулирования, где в процессе наладки каждого контура управления одновременно достаточно просто осуществляется и идентификация параметров объекта управления этого контура, в данном подходе еще на этапе синтеза требуется математическая модель всего объекта управления, адекватная реальному процессу, что требует тщательного предварительного экспериментального исследования объекта управления. Затем рассчитанные значения коэффициентов усиления по всем переменным состояниям (жесткие обратные связи) необходимо реализовать с помощью соответствующих цепей операционных усилителей и убедиться, что полученные динамические характеристики системы управления соответствуют расчетным. Однако попытка построить стандартную систему подчиненного регулирования с типовыми регуля-

торами для рассматриваемой системы стабилизации натяжения приводит к достаточно инерционной системе с весьма малыми коэффициентами усиления и узкой полосой пропускания, так что полученная система не успевает эффективно парировать возмущающие воздействия, приводящие к колебаниям натяжения обмоточной ленты, и вследствие этого является практически неработоспособной.

Техническая реализация предлагаемой системы проще системы подчиненного регулирования, так как в этой системе в отличие от типовых П, И, ПИ и ПИД регуляторов в каждом контуре регулирования используется лишь один П регулятор с числом входов, равным числу переменных состояния. Применение наблюдющего устройства, содержащего интеграторы, связано лишь с необходимостью восстановления неизмеряемых переменных состояния.

Список литературы

1. Кузнецов В. И., Сергеев В. Е., Чернышев В. М. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности. Киев: Техника, 1990.
2. Чаусов А. А. Нелинейная система автоматического регулирования нестационарным объектом // Самолетостроение. Техника воздушного флота. 1982. Вып. 49. С. 17–20.
3. Осмоловский П. Ф., Чаусов А. А., Абакумов В. И. Компенсация нестационарности объекта систем автоматического регулирования натяжения // Тр. 5 Всесоюзного совещания по теории инвариантности, теории чувствительности и их применению. 1979. С. 314–421.
4. Кузнецов Б. И. Последовательный оптимальный во временной области синтез двухканальных электромеханических следящих систем // Электротехника. 1990. № 9.
5. Кузнецов Б. И. Оптимальный последовательный синтез трехканальной системы автоматического регулирования толщины полосы // Электротехника. 1990. № 10.
6. Кузнецов Б. И. Синтез оптимальных регуляторов много канальных систем методами модального управления // Электротехничество. 1991. № 6.
7. Борцов Ю. А., Поляков Н. Д., Путов В. В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд.-ние, 1984.
8. Кузнецов Б. И. Декомпозиция оптимального синтеза многоканальных следящих систем // Электротехничество. 1989. № 3.
9. А. с. 1425597 СССР. Двухканальная следящая система с раздельной нагрузкой // Б. И. Кузнецов, Е. А. Прокопченко // Открытия. Изобретения. 1988. № 35.
10. А. с. 1618477 СССР. Система автоматического регулирования продольной разнотолщинности полосового проката // Б. И. Кузнецов // Открытия. Изобретения. 1991. № 1.
11. А. с. 1678478 СССР. Устройство для автоматического регулирования толщины полосы на стане холодной прокатки // Б. И. Кузнецов // Открытия. Изобретения. 1991. № 35.
12. Кузнецов Б. И. Оптимизация на ЭВМ двухканального электропривода по аппроксимированной спектральной плотности // Электротехника. 1987. № 4.
13. Кузнецов Б. И. Цифровой синтез структуры и параметров многосвязного электропривода // Электротехника. 1986. № 2.
14. Кузнецов Б. И. Исследование на ЭВМ динамических характеристик двухканальных систем оптимального управления // Изв. вузов. Электромеханика. 1988. № 7. С. 68–73.
15. Кузнецов Б. И. Приближенная оптимизация одного класса многоканальных систем на принципе декомпозиций // Электротехничество. 1991. № 7.
16. А. с. 1105945 СССР. Лентообмотчик / А. А. Чаусов, П. Ф. Осмоловский, В. И. Абакумов и др. // Открытия. Изобретения. 1984. № 28.

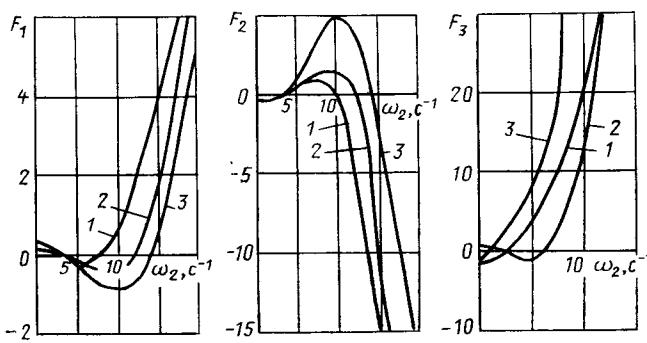


Рис. 4. Зависимости коэффициентов усиления F_i от параметров регулятора натяжения лент бронеобмотчика

Поступила 13.05.92

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.314.222.6.001.5

СИММЕТРИРОВАНИЕ РЕЖИМА РАБОТЫ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ШИМ-ИНВЕРТОРОВ С СИНУСОИДАЛЬНЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Р. Ш. РУДИЦКИЙ, инж.

ВЭИ имени В. И. Ленина

Известно, что в инверторах с синусоидальным выходным напряжением возможно возникновение эффекта одностороннего насыщения магнитопровода силового трансформатора из-за постоянной составляющей тока обмоток. Появление такой постоянной составляющей тока может быть обусловлено рядом факторов, условно подразделяемых на два класса: медленно действующие факторы и сильно действующие факторы, вызываемые возмущениями динамического характера.

Медленно действующие, слабые факторы:

асимметричное падение напряжения на вентилях инвертора;

асимметричное исполнение обмоток трансформатора в инверторах с нулевым выводом;

наличие постоянной составляющей в сигнале опорного напряжения;

асимметрия треугольного напряжения несущей частоты ШИМ, асимметрия фронтов нарастания и спада компараторов системы управления и т. д.

Сильно действующие факторы:
насыщение при пуске, когда фаза напряжения на нагрузке не равна 90° ;
бросы и набросы нагрузки;
выход из аварийного режима, режима перегрузки, работа на нелинейную нагрузку.

Известно использование ряда способов [1–5] для устранения одностороннего насыщения, таких, например, как добавочная компенсирующая обмотка силового трансформатора или компенсация тока подмагничивания, вызывающего одностороннее насыщение, осуществляемая изменением длительности включенного состояния транзисторов инвертора путем подачи на систему управления инвертора соответствующего корректирующего сигнала, как это показано на рис. 1.

Основным недостатком упомянутых способов является то, что при формировании корректирующего сигнала не учитывается индукция магнитопровода, поэтому при возникновении насыщения, вызванного сильно действующими факторами, информация о наличии тока подмагничивания поступает уже после начала процесса насыщения магнитопровода. Современные магнитные материалы имеют прямоугольную, или близкую к ней, форму петли гистерезиса, остаточная индукция у них мала и появление тока подмагничивания вызывает лавинообразный процесс глубокого одностороннего насыщения магнитопровода. Почти столь же резко возрастает сверх допустимого значения ток первичной обмотки трансформатора и вентилей коммутатора. Это снижает надежность инверторов и вызывает искажение формы выходного напряжения, в связи с чем в силовых трансформаторах приходится вводить запас по индукции, как это оговорено в [4], а в транзисторных ключах — запас по току коллектора, что приводит к ухудшению массогабаритных показателей и к увеличению себестоимости инверторов. Особенно сильно это проявляется в ШИМ-инверторах с присущими им многократными коммутациями на периоде отслеживаемой частоты.

Устранить этот недостаток можно, дополнительно измерив напряжение e инвертора, затем, в соответствии с выражением $B = \int e dt + C$, определив индукцию B магнитопровода силового трансформатора и превышение индукцией B ее заданного значения $B_{\text{пор}}$, причем $\Delta B = B - B_{\text{пор}}$. Если $|B| > |B_{\text{пор}}|$, то формируется сигнал δe , пропорциональный ΔB и используемый для коррекции длительности импульсов управления коммутатором.

Реализация данного решения обеспечивается в общем случае введением в схему инвертора блока обработки токов обмоток силового трансформатора, блока интегрирования и порогового устройства.

Измеренная индукция $B_{\text{изм}}$ может отличаться от истинной индукции B на значение, равное

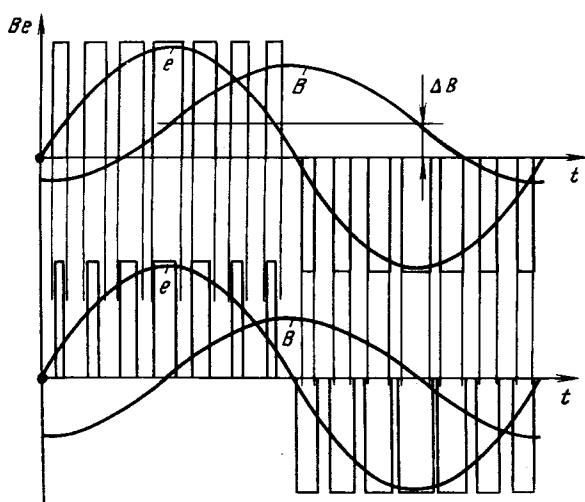


Рис. 1

постоянной интегрирования C . Чтобы сделать его равным нулю, производят коррекцию процесса измерения индукции B в тех точках петли гистерезиса, где индукция определена достаточно точно, т. е. в точках $B = \pm B_{\text{пор}}$ и $B = 0$.

На рис. 2 и 3 представлены два варианта устройства симметрирования режима работы силового трансформатора ШИМ-инвертора, в состав которого входят, например, трансформатор 1, коммутатор 2 и модулятор 3.

На рис. 2 представлено устройство симметрирования, в котором $B_{\text{изм}}$ приводится в соответствие с индукцией B в точках $B = \pm B_{\text{пор}}$, а в устройстве симметрирования на рис. 3 коррекция индукции $B_{\text{изм}}$ осуществляется в точках $B = 0$. На рис. 4 и 5 представлены диаграммы, поясняющие работу устройств симметрирования.

В состав устройства симметрирования на рис. 2 входят датчик 4 выходного напряжения инвертора e , блок интегрирования 5, пороговое устройство 7, блок обработки тока обмоток трансформатора, состоящий из дифференциального усилителя 6 и датчиков 8 тока первичных обмоток.

Устройство симметрирования на рис. 2 работает следующим образом.

На выходе блока 6 обработки тока формируется напряжение, пропорциональное разности средних за период токов первичной обмотки, т. е. пропорциональное току подмагничивания Δi . В установившемся режиме работы, при $\Delta i = 0$, на первый вход блока интегрирования 5 подается напряжение e с датчика 4, а на выходе формируется сигнал $B = f dt$, как это показано на рис. 4, а (интервал ИНТ. 1). Сигнал B поступает затем на пороговое устройство 7, уровни $\pm B_{\text{пор}}$ которого выбираются так, чтобы оно находилось на пороге срабатывания, при этом (рис. 4, б, интервал ИНТ. 1) на его выходе формируется сигнал δe с очень маленькой амплитудой, что не оказывается на работе инвертора, но улучшает динамику устройства симметрирования. Предположим, что в момент времени t_1 (рис. 4, а, ИНТ. 3) напряжение на выходе инвертора возрастает вследствие сброса нагрузки, соответственно возрастает индукция

$B_{\text{изм}}$, увеличивается амплитуда сигнала δe , известным способом компенсирующего появившийся ток подмагничивания и предотвращающего тем самым одностороннее насыщение магнитопровода силового трансформатора, так как $B = B_{\text{пор}}$.

На рис. 4, в показан процесс компенсации тока подмагничивания, обусловленного, например, асимметричным падением напряжения на вентилях коммутатора. Появление тока подмагничивания приводит к появлению на втором входе блока интегрирования 5 напряжения, пропорционального этому току, и к асимметрии выходного сигнала $B_{\text{изм}}$ блока интегрирования. На выходе порогового устройства 7 формируется, как это показано на рис. 4, г, односторонний корректирующий сигнал

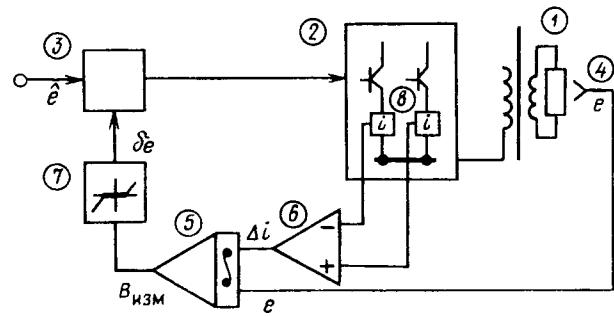


Рис. 2

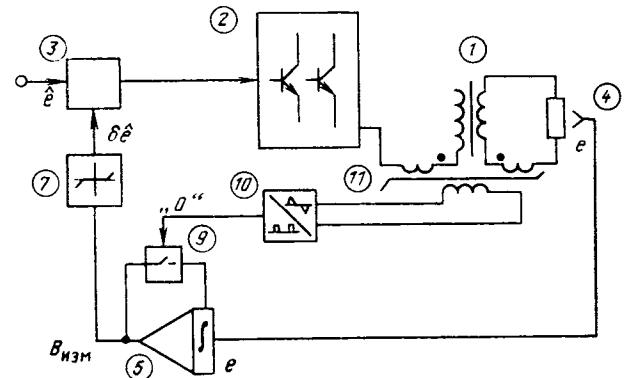


Рис. 3

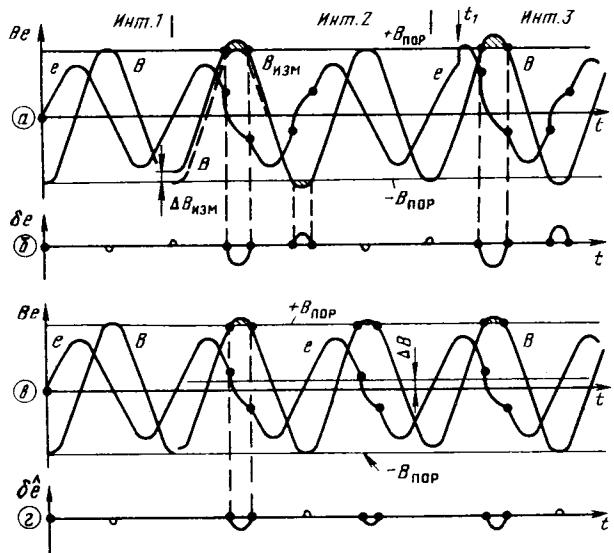


Рис. 4

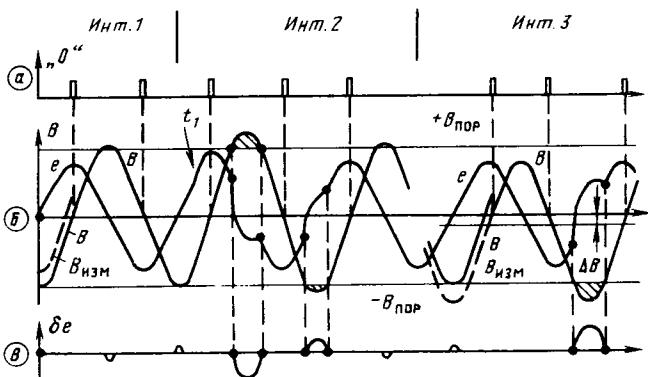


Рис. 5

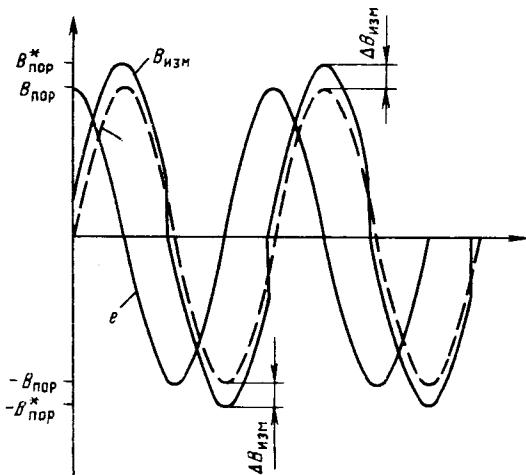


Рис. 6

δe . Как уже упоминалось ранее, измеренная индукция $B_{изм}$ может по ряду причин отличаться от истинной индукции B . Наличие ошибки измерения $\Delta B_{изм}$ эквивалентно, например, наличию сигнала $+ \Delta i$ на втором входе блока интегрирования 5 (рис. 4, а, ИНТ. 2), вследствие чего на выходе порогового устройства 7 формируется (рис. 4, б, ИНТ. 2) корректирующий сигнал δe , вызывающий асимметрию тока первичной обмотки и появление на выходе блока 6 сигнала $- \Delta i$, устраняющего ошибку измерения.

Устройство симметрирования на рис. 3 состоит из датчика 4 выходного напряжения e , блока интегрирования 5 с обнуляющим ключом 9, порогового устройства 7, блока обработки токов, выполненного в виде пик-трансформатора 11, и блока сопряжения 10.

В работе устройства симметрирования используется свойство пик-трансформатора 11 генерировать на вторичной обмотке импульсы напряжения в моменты времени, когда ток намагничивания и индукция B меняют знак, т. е. при $B = 0$, как это показано на рис. 6, а, б.

Работает устройство симметрирования следующим образом. Напряжение e с датчика 4 поступает на вход блока интегрирования 5, а на его выходе формируется сигнал $B = f(edt)$, поступающий на пороговое устройство 7 с уровнями срабатывания $\pm B_{пор}$. В этой части работа устройства симметрирования на рис. 3 не отличается от работы устройства симметрирования на рис. 2. Основное различие между ними заключается только в способе устранения ошибки измерения $\Delta B_{изм}$. Процесс коррекции $B_{изм}$ показан на рис. 6, а, б (интервал ИНТ. 1). Предположим, что $B_{изм} > B$. В момент времени, когда $B = 0$, пик-трансформатор 11

генерирует импульс напряжения, поступающий на блок сопряжения 10, на выходе которого формируется сигнал управления ключом 9; ключ 9 замыкается и обнуляет блок интегрирования 5, при этом $B_{изм} = 0 = B$.

На рис. 5 (интервал ИНТ. 2) показана работа устройства симметрирования при воздействии сильнодействующих факторов, например, при сбое нагрузки в момент времени t_1 .

На рис. 5 (интервал ИНТ. 3) показана работа устройства симметрирования при наличии тока подмагничивания, обусловленного слабыми факторами, например, наличием постоянной составляющей в сигнале задания e .

В магнитопроводе реального трансформатора всегда имеются потери, поэтому существует сдвиг между моментами перехода индукции B и тока намагничивания через нуль. Из этого следует, что обнуление интегратора будет происходить не при $B = 0$, а при $B = \text{const}$, как это показано на рис. 6. Компенсация постоянной ошибки измерения $B_{изм}$ осуществляется либо изменением постоянной интегрирования, либо изменением уставок порогового устройства с $\pm B_{пор}$ на $\pm B_{пор}^*$.

Преимуществом устройства симметрирования на рис. 3 является то, что в процессе устранения ошибки измерения не оказывается побочного воздействия на систему управления инвертора, что повышает устойчивость его работы.

Список литературы

1. Pat. 4017786 USA. Transformer Saturation control circuit for a high frequency Switching power Supply / J. C. Iensen. 1977.
2. Pat. 3870943 USA. Converter circuit with correction circuitry to maintain signal symmetry in the switching devices / H. P. Weirchedel, J. R. Westerman. 1975.
3. Pat. 2659636 BRD. Schaltungsanordnung Zur Stenerung eines Transistor — Gegentakt — Wechselrichters. / K. Rambold. 1978.
4. А. с. 1267558 СССР. Устройство ограничения одностороннего насыщения трансформаторов двухтактного транзисторного преобразователя / А. И. Гинзбург, А. Ф. Кравцов, Л. И. Свительман // Открытия. Изобретения. 1986. № 40.
5. Pat. 4233658 USA. Transistorized D—C/A—C converter / E. Lupatin, L. Pizzi. 1980.
6. А. с. 1495963 СССР. Устройство симметрирования силового трансформатора инвертора / Г. М. Мустафа, Р. Ш. Рудицкий // Открытия. Изобретения. 1992. № 15.
7. А. с. 1728953 СССР. Устройство симметрирования силового трансформатора / Г. М. Мустафа, Р. Ш. Рудицкий // Открытия. Изобретения. 1989. № 27.

Поступила 26.05.92

ФИЛЬТР-СТАБИЛИЗАТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА

П. Н. АБАКУМОВ, канд. техн. наук, С. А. БАРАНОВ, инж.

Расширяющееся применение в нашей стране персональных компьютеров, в основном ИБМ — совместимых и локальных сетей на их основе, сопровождается недостаточным вниманием к качеству электрической энергии для их питания. А между тем качество электроэнергии оказывает очень существенное влияние на надежность и долговечность вычислительной техники и, в частности, персональных компьютеров (ПК). С учетом относительно высокой стоимости ПК расходы на повышение качества электроэнергии для их питания являются оправданными.

Нормальную работу ПК изготовитель гарантирует только при соблюдении следующих условий:

стабильность напряжения питания в установившемся режиме $\pm 10\%$ (в последнее время этот диапазон расширен до $\pm 15\%$ за счет совершенствования вторичных источников питания, встроенных в компьютер);

стабильность частоты напряжения $\pm 3\%$;

кратковременные отклонения напряжения питания (до 30 мс) $+15\%, -20\%$;

полное прекращение питания до 15 мс;

несинусоидальность формы кривой питающего напряжения — не более 5 %.

При отклонении питающего напряжения за пределы этих границ пользователь должен учитывать возможность сбоя в работе, например, потери данных, а также выхода из строя блока питания ПК или других его устройств.

Фирмой ИБМ в 1984 г. были опубликованы данные трехлетнего исследования состояния электросети в 29 городах США [1]. Общее количество ситуаций в сети, в которых не гарантирована работоспособность ЭВМ, составило 6244 случая, из них 74 % могут закончиться выходом из строя.

Указанные 6244 случая по виду отклонений от нормы распределились следующим образом:

Длительное (более 30 мс) повышение напряжения более чем на 10 %	2 %
Длительное (более 30 мс) снижение напряжения более чем на 10 %	25 %
Кратковременное (менее 30 мс) отклонение напряжения за пределы $+15\%, -20\%$	72 %
Те же отклонения за пределы $+40\%, -30\%$	43 %
Полное прекращение питания (более чем на 30 мс)	1 %

Учитывая сходство электросетей, эти данные допустимо использовать для оценки качества

электроэнергии у потребителя в нашей стране. Следует подчеркнуть, что данная статистика не устанавливает прямого соответствия с количеством зарегистрированных неисправностей, и поэтому оценка возможного риска при прямом подключении к сети остается на усмотрение пользователя, имея при этом в виду, что 78 % всех неисправностей ЭВМ возникает по причине некачественного питания и составляет 68 % общих расходов на ремонт [1].

Кроме возможного вредного воздействия на ПК со стороны электросети следует учитывать вредное воздействие ПК на сеть, как потребителя с нелинейной нагрузкой, т. е. с существенно несинусоидальным током, потребляемым из сети.

Блок питания, встроенный в ПК, например, типов АТ или ХТ, имеет на входе выпрямитель с емкостным фильтром. Входной ток выпрямителя несинусоидален и имеет импульсный характер. Разложение этого тока на гармонические составляющие не содержит четных гармоник. Содержание высших гармоник в кривой тока в зависимости от номера нечетной гармоники приведено в табл. 1.

Таблица 1

n	1	3	5	7	9	11	13
I, %	100	92,3	79,4	62,8	43,5	24,3	12,8

Емкость фильтра пульсаций составляет относительную величину порядка 1 мкФ/Вт, что определяет в момент включения ПК одноразовый импульс тока заряда емкости, до 30 раз превышающий по амплитуде номинальное значение входного тока блока питания ПК, что может вызывать импульсные отклонения напряжения в сети и через сеть — сбои в работе других ПК, подключенных к той же сети. С учетом имеющейся тенденции к ужесточению требований со стороны сети к приемникам по содержанию высших гармоник в потребляемом токе становится вполне вероятным появление штрафных санкций вплоть до запрета на пользование электроэнергией для тех приемников, у которых потребляемый ток превышает допустимые пределы по несинусоидальности [2].

В перспективе это требует от производителей ПК принятия специальных мер по усовершенствованию блоков питания, а от пользователей ПК — либо замены блоков питания при условии появления новых, либо приобретения специальных новых фильтров, улучшающих форму тока, потребляемого из сети.

Наиболее полным решением проблемы питания ПК с целью исключения вредного воздействия со стороны сети является применение агрегата бесперебойного питания, состоящего из преобразователя частоты 50 Гц в 50 Гц с промежуточным звеном постоянного тока, которое в своем составе имеет

аккумуляторную батарею. В случае полного исчезновения напряжения в сети емкость аккумуляторной батареи должна быть достаточной, чтобы обеспечить питание ПК в течение времени, необходимого пользователю (3–5 мин) для подготовки к отключению.

Однако в силу сложности и относительно высокой стоимости (до 30 % стоимости ПК) агрегаты бесперебойного питания не могут в настоящее время рассматриваться как массовая продукция для потребителей ПК. С другой стороны, распределение по видам отклонений напряжения сети от нормы показывает, что в 70 % случаев персональный компьютер может быть защищен быстродействующим стабилизатором переменного напряжения. Термин "стабилизатор" здесь используется для устройства с регулируемым коэффициентом передачи по напряжению сети без преобразования частоты, т. е. значительно более простого и дешевого (3–5 % стоимости ПК) устройства в сравнении с агрегатом бесперебойного питания.

Важность такой характеристики, как быстродействие, определена тем, что стабилизатор, переходящий от одного граничного коэффициента передачи к другому за время менее 15 мс (допустимое время полного исчезновения питания), способен компенсировать значительную часть кратковременных отклонений, превышающих допустимые границы +15 %, –20 % (72 % случаев), уменьшая тем самым вероятность выхода из строя ПК.

Например, если граничные коэффициенты передачи стабилизатора 1,25 и 0,83, что соответствует компенсации длительных отклонений $\pm 20\%$ (27 % случаев) с точностью 1 %, то можно принять, что кратковременные отклонения в границах +40 %, –32 % (43 % случаев из 72 %) будут компенсированы с учетом следующих соотношений: $1,4 \cdot 0,83 = 1,15$ (верхняя граница кратковременных отклонений) и $0,68 \cdot 1,25 = 0,8$ (нижняя граница кратковременных отклонений). С учетом того, что в число опасных кратковременных отклонений входят и импульсные перенапряжения, необходимо наличие у стабилизатора фильтрующих свойств.

Из большого числа возможных технических решений по стабилизации переменного напряжения (например, трансформаторы или автотрансформаторы с плавно или ступенчато регулируемым

коэффициентом трансформации и др.) наиболее подходит использование известного принципа стабилизации с последовательной индуктивностью и параллельным компенсатором реактивной мощности, как обеспечивающее сочетание в одном устройстве свойства быстродействующего плавнорегулируемого стабилизатора и фильтра нижних частот по отношению к гармоникам напряжения сети на входе ПК и потребляемого компьютером из сети тока.

Для обоснования данного вывода далее приводятся описание принципа действия и результаты опытно-конструкторской разработки фильтра-стабилизатора переменного напряжения СПНП-300, проведенной совместно Всероссийским электротехническим институтом (г. Москва) и Таллинским институтом "Электротехника".

Схема стабилизатора (рис. 1) представляет собой Г-образный фильтр нижних частот с частотой среза около 100 Гц и с регулируемым коэффициентом передачи на частоте сети. Коэффициент передачи регулируется индуктивным сопротивлением на первой гармонике тиристорно-реакторной ветви, подключенной параллельно емкости Г-образного LC фильтра. Резонансный фильтр $L_f C_f$ настроен на третью гармонику по отношению к частоте сети и предназначен для фильтрации тока третьей гармоники, содержащегося в токе нагрузки при питании ПК и в токе тиристорно-реакторной ветви.

Тиристорно-реакторная ветвь состоит из двух идентичных параллельных ветвей для уменьшения относительного содержания высших гармонических по отношению к суммарному индуктивному току первой гармоники.

В отличие от асимметричного способа управления [3], в котором с попарно-равными углами управления включаются тиристоры разных ветвей каждый на полуволне противоположного знака, в данном стабилизаторе применен другой способ управления. В одной ветви тиристоры работают не с различными, а с равными углами управления, но углы управления каждой пары смешены по фазе таким образом, чтобы не происходило удвоения высших гармонических составляющих токов ветвей. На рис. 2 представлены значения 1-й, 5-й и 7-й гармоник тока в зависимости от угла управления в каждой из ветвей и их сумма. Данная зависимость показывает, что в отличие от одной тиристорно-реакторной ветви с индуктивностью L в суммарном токе двух ветвей с индуктивностью $2L$ в каждой не происходит относительного увеличения содержания высших гармонических за счет смещения по фазе углов управления ветвями. Принцип работы стабилизатора в области стационарных режимов поясняет векторная диаграмма для первых гармоник тока и напряжения, приведенная на рис. 3 [4].

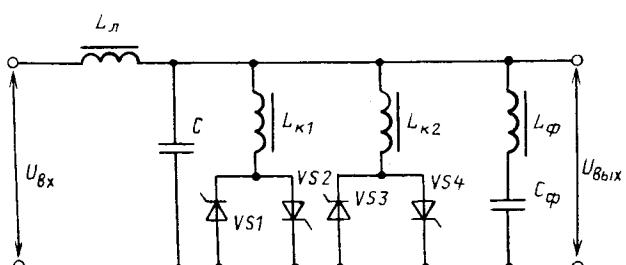


Рис. 1

постоянен по амплитуде и фазе во всех режимах работы, так как обратная связь по выходному напряжению, воздействуя на систему импульсно-фазового управления тиристорами, обеспечивает стабилизацию значения напряжения на нагрузке, а сдвиг фаз между векторами напряжения сети \vec{U}_c и нагрузки \vec{U}_n в различных режимах работы стабилизатора представлен изменением положения вектора \vec{U}_c . Поэтому при изменении нагрузки и при неизменном по амплитуде напряжении сети вектор напряжения на реакторе, разделяющем сеть и нагрузку $\vec{U}_l = \vec{U}_c - \vec{U}_n$, скользит своим концом по окружности радиуса U_c . Так как ток сети \vec{I}_c связан с напряжением на реакторе L_l соотношением $\vec{U}_l = j\omega L_l \vec{I}_c$, то стабилизация напряжения на нагрузке будет обеспечиваться, если ток сети, в свою очередь, при изменении нагрузки и неизменном напряжении сети будет своим концом скользить по окружности радиусом $R_{01} = U_c / \omega L_l$. Отрезок O_1O , определяющий положение центра окружности радиуса R_{01} , равен: $b_0 = U_n / \omega L_l$.

Скользжение конца вектора тока сети \vec{I}_c по семейству окружностей радиуса R_{01} определено тем, что ток сети выражает собой сумму тока нагрузки \vec{I}_n и тока $\vec{I}_m = \vec{I}_p + \vec{I}_k$; ток \vec{I}_m меняется, как показано на диаграмме, за счет изменения его регулируемой индуктивной составляющей \vec{I}_k . Индуктивная составляющая регулируется обратной связью по напряжению на нагрузке, которая изменением фазы управляющих импульсов тиристоров меняет первую гармонику индуктивного тока тиристорно-реакторной ветви.

На векторной диаграмме рис. 3 представлены два наиболее характерных режима работы стабилизатора, определяемые сетевым напряжением U_{cmin} , U_{cmax} . Векторы, соответствующие минимальному напряжению сети U_{cmin} , помечены на векторной диаграмме цифрой 1 и максимальному напряжению сети — цифрой 2.

Из рассмотрения токов и напряжений, соответствующих этим двум режимам, можно сделать вывод, что при изменении напряжения сети или тока нагрузки стабилизация напряжения на нагрузке обеспечивается соответствующим регулированием тока I_m . Задача определения параметров элементов силовой схемы стабилизатора (рис. 1) L_l , C , L_k по заданным отклонениям напряжения сети и тока нагрузки не имеет однозначного решения [4]. Оптимальное соотношение параметров определяется минимумом целевой функции, представляющей собой линейную комбинацию типовых мощностей элементов силовой схемы, коэффициенты которой переводят типовую мощность в технико-экономический показатель. В [4] показано, что

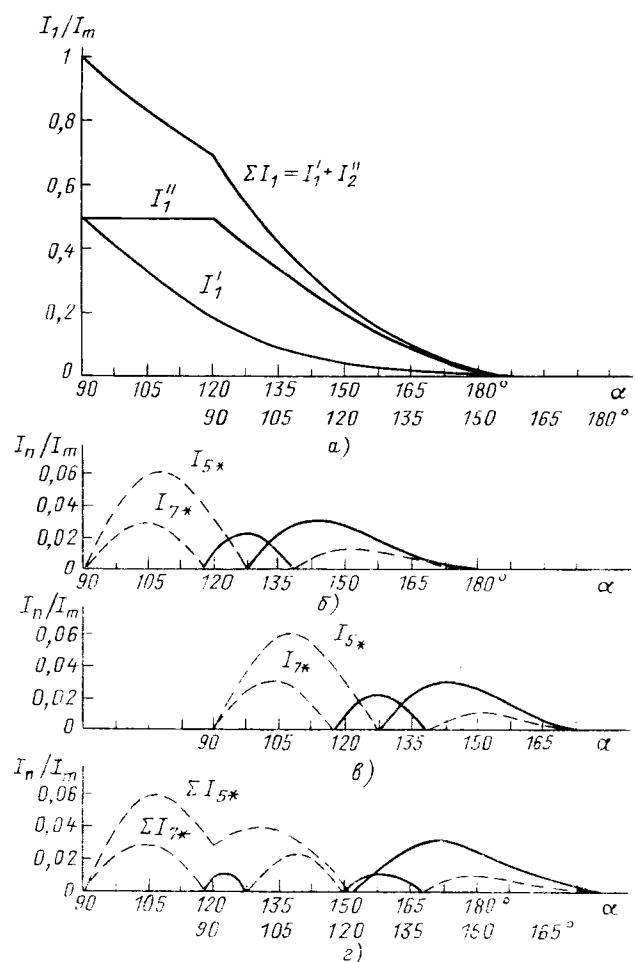


Рис. 2

оптимальными в указанном смысле являются следующие значения параметров силовой схемы в относительных единицах: $C = 0,8$; $L_l = 0,35$; $L_k = 0,73$, что для номинальной активной мощности нагрузки 300 Вт дает значения $C = 14$ мкФ; $L_l = 0,18$ Гн; $L_k = 0,6$ Гн.

Нагрузка 300 Вт типична в том смысле, что помимо собственно персонального компьютера с потреблением 100–200 Вт в комплект ПК обычно входят дисплей и принтер. Данные параметры силовой схемы обеспечивают стабилизацию напря-

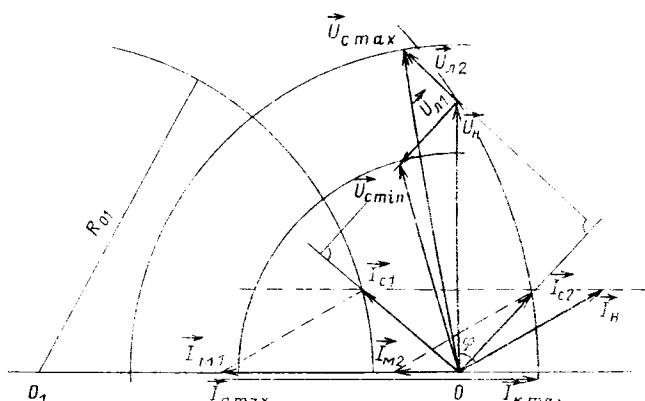


Рис. 3

жения в диапазоне отклонения напряжения сети $\pm 20\%$ номинального значения 220 В в диапазоне изменения нагрузки от холостого хода до номинального значения при следующих удельных показателях: по массе — 30 г/Вт и объему — 0,03 дм³/Вт. Система регулирования стабилизатора состоит из датчика напряжения, автоматического регулятора напряжения ПИ-структуры и системы импульсно-фазового управления на основе вертикального принципа управления.

Статическая точность поддержания напряжения на выходе стабилизатора при данном построении системы регулирования составляет $\pm 1\%$ во всем допустимом диапазоне изменения отклонений сетевого напряжения и нагрузки. В случае активной линейной нагрузки стабилизатор не вносит заметных искажений в синусоидальность напряжения. Коэффициент несинусоидальности во всем диапазоне регулирования не превышает 3 %.

При скачках сетевого напряжения на 30 % динамическое отклонение выходного напряжения входит в границы $\pm 10\%$ за интервал времени менее 30 мс (осциллограмма на рис. 4).

На осциллограмме рис. 5 приведена форма выходного напряжения стабилизатора с номиналь-

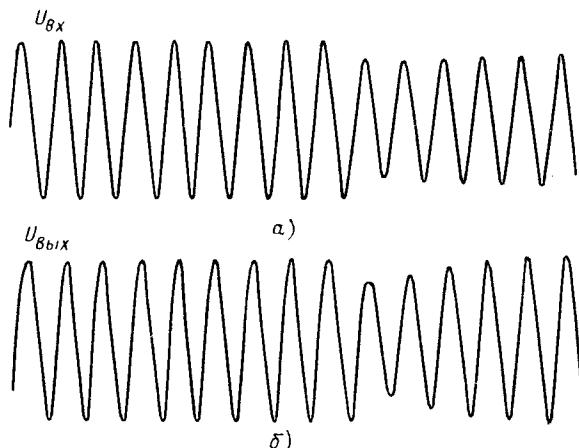


Рис. 4



Рис. 5

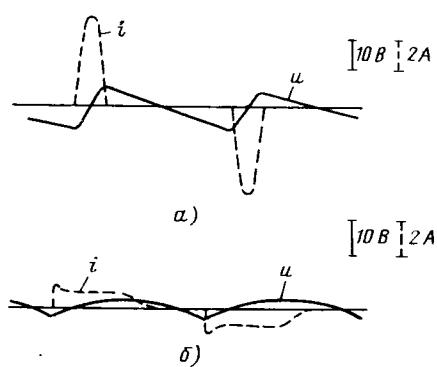


Рис. 6

ной мощностью нагрузки 300 Вт при питании импульсной нагрузки мощностью 200 Вт.

При данной нагрузке коэффициент несинусоидальности формы кривой выходного напряжения стабилизатора во всем диапазоне изменения сетевого напряжения не превышает 10 %. Важно отметить, что отклонения формы кривой выходного напряжения стабилизатора от синусоиды при питании ПК не только не являются вредными, а, напротив, благоприятны.

На осциллограммах рис. 6, а, б приведены форма пульсации выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя и ток на выходе вторичного блока питания ПК при питании ПК от сети (рис. 6, а) и при питании от стабилизатора (рис. 6, б).

Как показывает сопоставление этих осциллограмм, пульсация выпрямленного напряжения стабилизатора более чем в два раза меньше, что определяет соответственно меньшую нагрузку емкостного фильтра выпрямителя вторичного источника питания ПК, поэтому приведенное требование о допустимом значении несинусоидальности формы напряжения на выходе ПК, равном 5 %, в данном случае избыточно. По этой же причине амплитуда тока, потребляемого ПК от стабилизатора, в четыре раза меньше амплитуды тока, потребляемого ПК при питании от сети.

Также в четыре раза уменьшается и начальный всплеск тока сети при подключении ПК через стабилизатор в сравнении с всплеском тока, возникающим при подключении ПК непосредственно к сети. Важным преимуществом питания ПК от стабилизатора является существенное улучшение формы тока, потребляемого из сети при питании ПК.

Гармонический состав этого тока приведен в табл. 2.

Таблица 2

n	1	3	5	7	9	11	13
$I, \%$	100	7,1	5,5	1,3	0,41	0,16	0,20

Как показывает сопоставление табл. 1 и 2, высшие гармонические составляющие в токе сети уменьшаются более чем в 10 раз.

По данным ассоциации производителей компьютерного оборудования (СВЕМА) США идеальным вторичным источником питания компьютера является такой, у которого на выходе допускаются отклонения сетевого напряжения, представленные в виде диаграммы рис. 7 [5]. Однако, как отмечено в [5], большинство блоков питания не удовлетворяют этим требованиям.

В силу этого рациональное решение проблемы питания персонального компьютера представляется в сочетании описанного стабилизатора, обеспе-

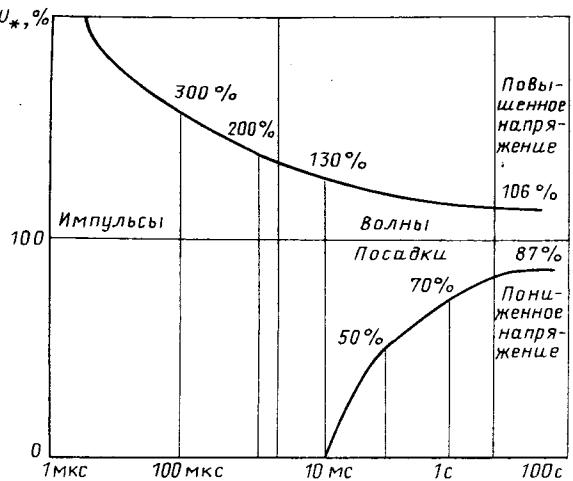


Рис. 7

чивающего фильтрацию и стабилизацию сетевого напряжения (верхняя кривая и часть нижней кривой рис. 7) и блока питания компьютера с уст-

ройством, обеспечивающим бесперебойное питание на время до 100 с (остальная часть нижней кривой рис. 7).

Список литературы

1. Проспект фирмы "Энергоинвест-ЭНЭЛ" на международной выставке "Энергосвязь-88", Москва.
2. Uncertainties in compliance with harmonic current distortion limits in electric power systems / Gruzs T. M. // Conf. Roc. IEEE Ind. Appl. Soc. (IAS) 24 th Annu. Meet., San Diego, Calif., Oct. 1-5, 1989. Pt 2. New York (NY), 1989.
3. Control method of variable inductor for improved waveforms / T. Himmel, S. Funabiki, H. Komatsubara, M. Tyasu // IPEC. Tokyo. 1983.
4. Абакумов П. Н., Чванов В. А. Стабилизатор сети переменного тока на основе статического источника реактивной мощности // Электричество. 1971. № 12. С. 61.
5. Alex Baitch. UPS supplies for computer power // Australian electrical world. 1988. February. P. 29.

Поступила 6.04.92

НИЗКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

УДК 681.325.1.001.63

АВТОМАТИЗАЦИЯ КОНСТРУКТОРСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ В КОМПЛЕКСНОЙ САПР НИЗКОВОЛЬТНЫХ КОМПЛЕКТНЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ

И. П. НАДЕЖДИН, канд. техн. наук

Низковольтные комплектные устройства управления (НКУУ) в основном изготавливаются по индивидуальным или мелкосерийным заказам, в результате чего резко возрастает доля расходов на проектирование рабочей конструкторско-технологической документации. В этих условиях повышение производительности труда конструкторов и технологов посредством автоматизации процессов проектирования является актуальной задачей. При этом наибольший эффект достигается в случае, когда автоматизация имеет комплексный или "сквозной" характер и охватывает полный цикл работ, включающий в себя функционально-логическое, конструкторское и технологическое проектирование [1].

В [1] подробно рассмотрены вопросы организации сквозного проектирования НКУУ: концепция сквозного автоматизированного проектирования, структуры комплексной САПР НКУУ, а также решаемые ею задачи.

В функционально-логический, конструктивный, аппаратурный и технологический базисы проектирования НКУУ, составляющие пространство допустимых проектных решений, изначально заложена возможность принятия множества различных вариантов проектных решений при разработке конкретных НКУУ, что создает реальные предпосылки для формулирования математической задачи оптимального проектирования НКУУ. При этом функция (функционал) качества может преследовать достижение одной из (или определенной) совокупности (в случае многокритериальной задачи оптимизации) следующих целей: минимизация стоимости, габаритов, массы; оптимизации теплового режима; снижения трудозатрат при изготовлении; повышения надежности, снижения расхода дефицитных материалов и т. д. В практике проектирования НКУУ ведущую роль при оценке качества проекта в большинстве случаев играет стоимость НКУУ. Остальные перечисленные требования, как правило, или учитываются в системе ограничений (в виде условий — неравенств), или могут быть введены в основной стоимостной критерий качества с определенными штрафными санкциями. В частности [2], посвященная вопросам формализации синтеза НКУУ, содержит именно такую постановку общей математической задачи сквозного оптимального проектирования НКУУ, использующей стоимостной критерий качества.

Общая задача оптимального проектирования НКУУ [2] разлагается на ряд последовательных друг за другом решаемых задач. В [2], например, выделены три группы таких задач, представляющих собой композиционные составляющие общей задачи, а именно:

- а) задачи этапа функционально-логического и схемотехнического проектирования;
- б) задачи этапа конструкторского проектирования;
- в) задачи этапа технологического проектирования.

Заметим, что эти задачи решаются последовательно одна за другой, при этом решение преды-

дущей задачи зачастую является входной величиной для последующей задачи и сам вычислительный процесс поиска решения общей задачи оптимального проектирования НКУУ [2] представляет собой покоординатный (помножественный) спуск в пространстве допустимых решений.

В [2–4] описаны основанные на стоимостном критерии качества математические постановки задач оптимального проектирования для задач функционально-логического и технологического проектирования. Статья посвящена задачам этапа конструкторского проектирования. В ней подробно рассмотрены все основные задачи, решаемые на этапе конструкторского проектирования, а для задач разузлования (распанеливания) и размещения аппаратов на панелях предложены математические формулировки и алгоритмы решения задач оптимального проектирования. Нетрудно показать, что критерии оптимизации, заложенные в постановки этих задач, эквивалентны стоимостным.

Стадия конструкторского проектирования НКУУ включает в себя решения задач физической реализации принципиальной электрической схемы НКУУ в виде определенного конструктивного исполнения (например, шкафа, ящика, пульта, щита и т. д.). В общем случае на стадии конструкторского проектирования решаются или вернее выполняются следующие проектные процедуры:

- 1) разработка конструкции каркаса НКУУ;
- 2) распределение аппаратов принципиальной схемы НКУУ по полезным площадям (панелям) выбранной конструкции НКУУ;
- 3) размещение аппаратов на панелях;
- 4) разработка монтажной схемы или монтажной таблицы;
- 5) выдача текстовых конструкторских документов (спецификации к сборочному чертежу НКУУ, ведомости покупных изделий, перечня надписей, ведомости эксплуатационных документов и др.).

Развитие НКУУ в настоящее время идет по пути унификации как конструктивных, так и схемотехнических решений. При этом степень унификации конструктивных решений на сегодня значительно выше. В базе данных комплексной САПР НКУУ на каждый тип НКУУ хранятся его обобщенная принципиальная электрическая схема [1] и обобщенный параметрический чертеж конструкции (каркаса) установки управления. Каждый параметрический чертеж сопровождается двумя таблицами. Строки первой таблицы содержат значения параметров (размеров) размерной цепи конкретных типоисполнений каркасов НКУУ. Вторая содержит перечень и описание полезных площадей и объемов, используемых для установки аппаратуры в конструкции данного типа НКУУ. Полезные площади и объемы объединены под общим названием "панель", под которым мы будем понимать как двумерные, так и трехмерные компоненты конструкции НКУУ. Тогда разработка конструкции каркаса НКУУ (процедура 1) представляет собой автоматизированную генерацию чертежа каркаса проектируемого НКУУ из параметрического чертежа каркаса выбранного типа НКУУ.

Задача распределения аппаратов принципиальной схемы по панелям (задача распанеливания) во многом схожа с задачей разузлования принципиальной схемы электронных устройств [5]. С учетом особенностей проектирования НКУУ [1] можно предложить следующую постановку задачи распанеливания.

Пусть

$$A = \{a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n\}$$

— множество аппаратов, использованных в принципиальной электрической схеме НКУУ. При этом каждому элементу (аппарату) множества A поставлен в соответствие некоторый параметр f_i , в качестве которого может выступить одна из таких характеристик аппарата, как размеры, рассеиваемая мощность, характеристики надежности, масса и т. д. Возможно также задание на каждый аппарат вектора-параметра, компонентами которого могут быть перечисленные характеристики аппарата;

$$B = \| b_{ij} \|_{n \times n}$$

— матричное описание принципиальной электрической схемы;

$$P = \{p_1, p_2, \dots, p_p, \dots, p_k\}$$

— множество панелей в выбранной конструкции НКУУ;

d_l — максимальная вместимость l -й панели;

N_l — допустимое число внешних соединений l -й панели;

$$X = \| x_{il} \|_{n \times k}$$

— матрица распределения аппаратов по панелям, элемент $x_{il} = 1$, если $a_i \in P_l$, $x_{il} = 0$ в противном случае.

Тогда задача распанеливания состоит в том, чтобы распределить аппараты множества A по панелям множества P так, чтобы получить минимальное количество межпанельных соединений

$$M = \min \frac{1}{2} \sum_{l=1}^k \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n b_{ij} x_{il} (1 - x_{jl}) + m_0, \quad (1)$$

где m_0 — число внешних соединений схемы НКУ при соблюдении следующих ограничений:

$$\sum_{l=1}^k x_{il} = 1, \quad i \in [1, n]; \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^n x_{il} f_i \leq d_l, \quad l \in [1, k]; \quad (3)$$

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n b_{ij} x_{il} (1 - x_{jl}) \leq N_l, \quad l \in [1, k]. \quad (4)$$

Условие (2) содержит требование принадлежности одного аппарата только одной панели, условие (3) содержит ограничение на вместимость панели, а условие (4) — ограничение на число внешних соединений панели.

Для решения задачи (1)–(4), на наш взгляд, наиболее подходит метод "максимальной конъюнкции — минимальной дизъюнкции", описанный в [5]. Основу метода [5] составляет последовательная процедура выделения из исходной схемы связанных групп аппаратов, осуществляется с помощью операций конъюнкции и дизъюнкции над аппаратами схемы. Для нашей задачи последовательный процесс распределения аппаратов схемы по панелям состоит из следующих шагов:

1. Задание начального распределения тех аппаратов, относительно которых имеются жесткие

предписания (органы управления, измерительные приборы, блоки зажимов, крупногабаритные аппараты и т. д.).

2. Анализ схемы на связность и разбивка множества A на ряд подмножеств связанных между собой аппаратов.

3. Задание начального распределения полученных подмножеств аппаратов по панелям с учетом ограничений (2)–(4). Нераспределенные аппараты образуют свое множество.

4. Последовательное доукомплектование панелей аппаратами из множества нераспределенных аппаратов. При этом выбор очередного аппарата производится по следующим правилам:

а) включение нового аппарата не нарушает ограничений (2)–(4);

б) в панель назначается тот аппарат, который имеет наибольшее число соединений с аппаратами, уже включенными в данную панель. Если таких аппаратов несколько, то выбирается тот, который дает наименьшее увеличение количества внешних соединений панели.

Результат решения задачи распанеливания в виде матрицы X , матрица связей B , а также конструктивные описания аппаратов множества A и панелей множества P являются исходными данными для решения задачи размещения аппаратов на панелях (процедуры 3), т. е. оптимального пространственного расположения аппаратов в плоском или объемном пространстве панели.

Пусть $A \times B \times C$ — ширина, высота и глубина зоны установки аппарата; $L \times H \times G$ — ширина, высота и глубина панели; X_i, Y_i, Z_i — координаты левого переднего нижнего угла зоны установки аппарата на панели.

Тогда задача размещения аппаратов на панели состоит в том, чтобы получить такое размещение аппаратов на панели, которое дает минимум суммарной длины соединений

$$F = \min \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n b_{ij} d_{ij}; \quad (5)$$

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2}; \quad (6)$$

при соблюдении следующих ограничений:

$$\{(x_i + A_i \leq L) \cap (y_i + B_i \leq H) \cap (z_i + C_i \leq G)\} = 1; \quad (7)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i B_i C_i \leq \alpha L H G; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} &\{(|x_i - x_j| \geq A_i) \cup (|x_i - x_j| \geq A_j) \cup \\ &\cup (|y_i - y_j| \geq B_i) \cup (|y_i - y_j| \geq B_j) \cup \\ &\cup (|z_i - z_j| \geq C_i) \cup (|z_i - z_j| \geq C_j)\} = 1, \quad (9) \\ &i, j \in [1, n], \quad i \neq j. \end{aligned}$$

Условие (7), представляющее собой конъюнктивное логическое равенство, содержит требование,

чтобы зоны аппаратов не выходили за габаритные размеры панели; условие (8) задает допустимый предел заполнения панели, а дизъюнктивное логическое равенство (9) содержит требование взаимного непрересечения зон установки аппаратов.

Решение задачи (5)–(9) наиболее эффективно может осуществляться с применением современных высокоразвитых графических средств вычислительной техники в диалоговом режиме. Алгоритмическую основу диалога мог бы составить метод последовательного размещения по связности [5], основу которого составляет эвристический принцип оптимизации целевой функции (5), согласно которому на каждом шаге для очередного аппарата находится локально оптимальная позиция по отношению к ранее размещенным аппаратам. В результате решения задачи (5)–(9) выдаются сборочный чертеж панели, таблицы координат размещения аппаратов, а также чертеж прокладки жгутов проводных соединений. Эти документы в дальнейшем используются для разработки монтажной схемы или монтажной таблицы (процедура 4). Монтажная схема разрабатывается в интерактивном режиме с использованием графических средств. Разработка монтажной таблицы легко формализуется с использованием теории графов и алгоритмов, основанных, например, на модификациях алгоритма Прима [5], поэтому эта задача здесь подробно не рассмотрена.

Выдачу текстовых конструкторских документов (процедура 5) предполагается реализовать в виде функций-процедур, определенных над соответствующими множествами данных, хранящихся в базе данных.

Процедуры 1, 2 и 3 тесно взаимосвязаны, и для получения удовлетворительного проектного решения может потребоваться многократное последовательное их повторение. При этом на количество итераций влияют также расчеты надежности и тепловых режимов работы, которые в статье не рассмотрены.

Конечно, применение средств вычислительной техники в конструировании НКУУ накладывает на конструктора дополнительную нагрузку. Однако предполагаемый комплексный подход к автоматизации полного цикла работ конструктора позволит избежать увеличения общей трудоемкости и существенно улучшит качественную сторону работы.

Список литературы

- Надеждин И. П., Агеносов А. М. К проблеме создания комплексной САПР низковольтных комплектных устройств // Электротехника. 1989. № 5. С. 43.
- Надеждин И. П. О задаче оптимального автоматизированного проектирования низковольтных комплектных устройств управления // Электротехника. 1992. № 2. С. 46.
- Надеждин И. П. Об одном подходе к автоматизации схемотехнического проектирования низковольтных комплектных устройств управления // Электротехника. 1991. № 10. С. 51.
- Надеждин И. П. О задаче автоматизированного проектирования технологических процессов в комплексной САПР низковольтных комплектных устройств управления // Электротехника. 1992. № 6.
- Селотин В. А. Машинное конструирование электронных устройств. М.: Советское радио, 1977.

Поступила 27.04.92

ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ С НЕЛИНЕЙНЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Н. И. ЦЫГУЛЕВ, канд. техн. наук

Нелинейные конденсаторы (вариконды, варикалы) широко применяются в электронных схемах устройств автоматики, СВЧ техники и др. Для облегчения исследования переходных режимов цепей, содержащих нелинейные конденсаторы, кулон-вольтную характеристику $q = f(u)$ представляют однозначной. Однако такое представление недопустимо при исследовании устройств, принцип действия которых основан на гистерезисных явлениях, например, при анализе работы запоминающих устройств на варикондах [1].

Анализ переходного процесса может быть представлен в наиболее общей и наглядной форме, если отнести параметры элементов схемы, токи и напряжения в цепи к единицам площади обкладок конденсатора и расстоянию между обкладками (аналогично [2] для трансформаторов тока).

Удельные величины связаны с действительными следующими соотношениями:

$$q_{\text{уд}} = q/s = D;$$

$$u_{\text{уд}} = u/d = E;$$

$$C_{\text{уд}} = Cd/s = D/E = \varepsilon;$$

$$L_{\text{уд}} = Ls/d;$$

$$i_{\text{уд}} = C_{\text{уд}} \frac{du_{\text{уд}}}{dt} = i/s;$$

$$R_{\text{уд}} = u_{\text{уд}}/i_{\text{уд}} = Rs/d;$$

$$P_{\text{уд}} = P/(sd).$$

Здесь s — площадь обкладок конденсатора; d — расстояние между обкладками; q — заряд конденсатора; C — емкость конденсатора; D — электрическое смещение; E — напряженность электрического поля; ε — диэлектрическая проницаемость; P — активная мощность.

В установившемся режиме потери на электрический гистерезис могут быть учтены путем включения параллельно конденсатору резистора, сопротивление которого пропорционально площади гистерезисной петли. В переходном режиме такой резистор искажает действительный процесс, поэтому необходим учет частных циклов поляризации.

Дифференциальные уравнения, описывающие переходный процесс в конденсаторе, содержат коэффициенты, пропорциональные дифференциальной емкости $C_d = dD/dE$. Точное вычисление C_d затруднительно, поэтому для снижения погрешности расчета в уравнениях необходимо исключить ее. Это достигается путем интегрирования исходных уравнений. Дальнейший расчет может быть выполнен методом Волынкина [1], который заключается в замене определенных интегралов суммами по формуле трапеций и графическом определении искомого значения подынтегральной функции.

Получение расчетного выражения рассмотрим на примере подключения RC -цепочки к источнику ЭДС. Переходный процесс в удельных величинах

описывается дифференциальным уравнением

$$R_{\text{уд}} \frac{dD}{dt} + E = e_{\text{уд}}.$$

Проинтегрируем уравнение в диапазоне $0 - t_n$ и заменим определенный интеграл суммой по формуле трапеций

$$D_n + E_n \frac{\Delta t}{2 R_{\text{уд}}} = D_0 - \frac{\Delta t}{R_{\text{уд}}} \sum_{j=1}^{n-1} E_j + \frac{1}{R_{\text{уд}}} \int_0^{t_n} e_{\text{уд}} dt, \quad (1)$$

где Δt — расчетный интеграл времени; D_n , E_n — значение электрического смещения и напряженности электрического поля на n -ном интервале времени.

Вычисление $\frac{1}{R_{\text{уд}}} \int_0^{t_n} e_{\text{уд}} dt$ может быть выполнено

аналитически.

Нахождение D_n , E_n показано на рис. 1, где $\alpha = \arctg(\Delta t/2R_{\text{уд}})$. По найденной правой части уравнения (1) (AC — правая часть уравнения в соответствующем масштабе) находятся величины $E_n = OB$ и $D_n = AB$.

Такой подход может быть использован для расчета переходного режима по частным циклам; при этом основная кривая поляризации $D = f(E)$ (рис. 1) заменяется ветвью соответствующего частного цикла.

Наиболее сложным вопросом является построение частных циклов поляризации. Кривые поляризации сегнетоэлектриков подобны кривым намагничивания ферромагнитиков, несмотря на разную природу этих явлений. Поэтому для построения частных кривых поляризации могут быть использованы правила Маделунгас [3] (с некоторыми дополнениями), сформулированными для

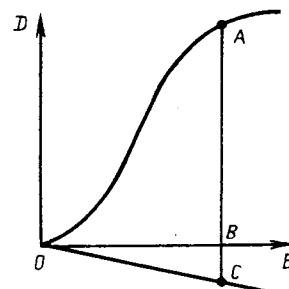


Рис. 1. Графическое определение E_n и D_n

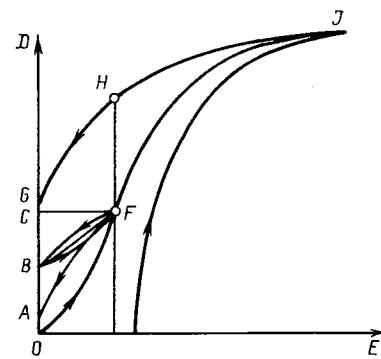


Рис. 2. Построение частного цикла поляризации

ферромагнетиков. Для экспериментального снятия кривых поляризации могут быть применены устройства, описанные в [4].

С учетом повышенной погрешности задания характеристик сегнетоэлектриков частные кривые поляризации могут быть приближенно построены в соответствии с рис. 2, на котором показано построение частного цикла из точки F . Для этого из точки F проводятся прямая CF , параллельная оси абсцисс, и кривая AF , параллельная GH . Здесь GH – участок нисходящей ветви либо предельного цикла, либо любого другого заданного. Нисходящая ветвь частного цикла BF находится как средняя по D между CF и AF . Восходящая ветвь строится на основе центральной симметрии относительно нисходящей ветви.

Для расчета переходного процесса в электрической цепи с нелинейным конденсатором предлагается следующий алгоритм (предварительно все параметры цепи и ЭДС переводятся в удельные величины).

1. Для интервалов времени $t = \Delta t, 2\Delta t, 3\Delta t, \dots, n\Delta t$ последовательно вычисляется правая часть выражения (1). Используя основную кривую поляризации OJ (рис. 2), находят значения D_n и E_n в соответствии с рис. 1.

2. При изменении знака ΔE (что соответствует изменению знака ЭДС с положительного на отрицательный) производится построение нисходящей ветви частной кривой. Расчет продолжается в

соответствии с п. 1, только вместо основной кривой поляризации используется нисходящая ветвь частной кривой.

3. При изменении знака ΔE на положительный производится построение восходящей ветви частной кривой поляризации, которая используется для дальнейшего расчета. При достижении основной кривой поляризации расчет продолжается с использованием этой кривой. При последующих изменениях знака приращения E производятся переходы на соответствующие частные циклы.

Для оценки погрешности предложенного алгоритма был проведен расчет переходного процесса в RC -цепи с вариондом КН1-3-1000 при подключении синусоидальной ЭДС (напряжение на варионде достигало 15 В). Мгновенная погрешность расчета напряжения на конденсаторе при учете частных циклов снизилась на 20 %.

Список литературы

1. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. М.: Высшая школа, 1977.
2. Трансформаторы тока / В. В. Афанасьев и др. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989.
3. Аркадьев В. К. Электромагнитные процессы в металлах. Ч. I. М.: ОНТИ, 1934.
4. Курчатов И. В. Избранные труды в трех томах. Т. 1. Сегнетоэлектричество. М.: Наука.

Поступила 20.02.92

МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

УДК 621.318.2:538.12

ВЫБОР РАЦИОНАЛЬНОГО НАПРАВЛЕНИЯ НАМАГНИЧЕННОСТИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ-МОДУЛЕЙ И СОСТАВНЫХ МАГНИТОВ В УСТРОЙСТВАХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ

В. Н. ГОРЮНОВ, канд. техн. наук, Л. Е. СЕРКОВА, инж.,
В. Э. ТИЛЬ, канд. техн. наук, О. А. ТИЩЕНКО, инж.

Все возрастающее применение в устройствах электромеханики (УЭ) получают современные постоянные магниты (ПМ) из феррита-стронция, а также редкоземельные (РЗМ). Если популярность первых объясняется их низкой стоимостью, то широкое распространение РЗМ определяется тем, что они на данном этапе обладают наивысшими значениями удельной магнитной энергии и коэрцитивной силы. Уникальные свойства РЗМ открывают новые возможности для повышения технического уровня существующих и создания оригинальных УЭ, позволяющих решать важные

задачи в целом ряде приоритетных научно-технических направлений [1, 2]. Наиболее целесообразно применение РЗМ в микромашинах, а также в УЭ мощностью свыше 10 кВт [2]. В связи с тем, что размеры выпускаемых промышленностью РЗМ ограничены, полюсы мощных электрических машин выполняются составными из магнитов-модулей.

Анализ воздействия направления намагниченности магнитов-модулей и составных ПМ на магнитный поток и характер изменения индукции, а также сравнение различных систем возбуждения представляется актуальным в связи с тенденцией увеличения объемов использования энергоемких ПМ. Совокупность указанных вопросов в настоящее время не нашла достаточного отражения в известной авторам литературе.

В статье приводятся некоторые результаты, полученные при исследовании многополюсных магнитных систем машин постоянного тока (МПТ) и синхронных машин (СМ), полюсы которых выполнены из ПМ, намагниченных радиально (РНПМ), и ПМ, намагниченных параллельно (ПНПМ), а также составных магнитов (СПМ), модули которых намагниченны параллельно.

Большая часть существующих электрических машин (ЭМ) нормального исполнения изготавливается с верхним пределом числа пар полюсов p , равным 6. Проведенные исследования показали, что наиболее существенные изменения в топографии поля происходят при $1 < p < 5$. В основном

для этого диапазона p ниже проводятся обсуждения полученных результатов.

Исследования проводились в режиме холостого хода с использованием разработанного на основе метода конечных элементов (МКЭ) комплекса программных средств (ПС) расчета трех и двумерных полей и интегральных характеристик много-полюсных и униполярных УЭ с ПМ [4–6].

В качестве базового объекта исследования использовалась МПТ нового типа с гладким якорем и ПМ на статоре [3] (рис. 1). Анализ СМ проводился на модели магнитной системы, приведенной также на рис. 1. Возбуждение в обоих случаях осуществлялось ПМ, остаточная индукция B_r , которых задавалась равной 0,37 Т, относительная магнитная проницаемость — 1, при сохранении коэффициента полюсного перекрытия $a/\tau = 0,91$. Столь значительное значение коэффициента полюсного перекрытия в промышленных сериях ЭМ с ПМ [3] обусловлено стремлением увеличить магнитный поток возбуждения. При необходимости высококоэрцитивные ПМ разной полярности могут быть расположены вплотную, поскольку высокая степень анизотропии и малые значения магнитной проницаемости обеспечивают низкий уровень боковых потоков рассеяния [1].

В созданном комплексе программных средств (ПС) процесс задания формы и направления намагниченности ПМ, числа полюсов и магнитомодулей в СПМ, технологического зазора между магнитами в СПМ автоматизирован. Моделирова-

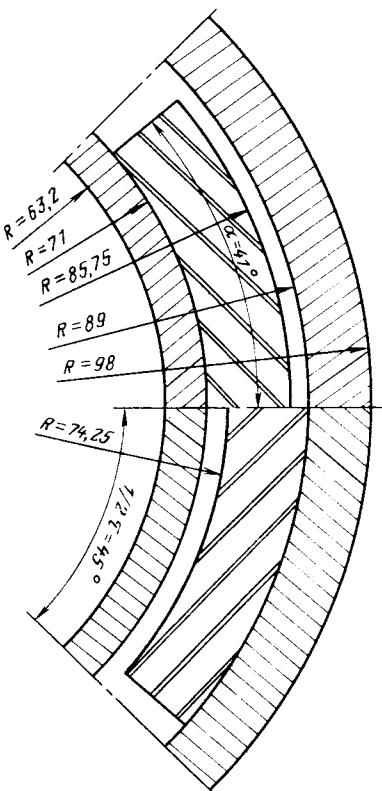


Рис. 1. Конструкция и основные размеры магнитных систем МПТ и СМ

ние ПМ осуществляется поверхностной плотностью токов намагниченности либо поверхностной и объемной плотностями магнитных зарядов [4–6, 8].

В статье используется первый подход к описанию ПМ в предположении плоскопараллельности магнитного поля. Допускается существование разрыва вектора намагниченности \vec{M} на границе ПМ, среднюю плотность токов намагниченности, согласно [9], можно представить равной поверхностному ротору $\text{Rot } \vec{M}$. Таким образом, в случае РНПМ токи намагниченности будут располагаться на боковых гранях ПМ, с постоянной плотностью, определяемой только магнитной проницаемостью и остаточной намагниченностью M_0 магнита. Параллельно намагниченные ПМ моделируются постоянной составляющей i_M' дополнительно зависящей от угловой ширины полюсной дуги ПМ, а также переменной составляющей на цилиндрических поверхностях, пропорциональной $\sin(\hat{M}_0, \hat{n})$, где \hat{n} — единичный вектор, перпендикулярный границе ПМ [6, 8].

При допущении плоскопараллельности поля и описании ПМ поверхностной плотностью токов намагниченности для МПТ рассчитаны кривые нормальной составляющей магнитной индукции РППМ и ПППМ (рис. 2), а также пульсаций индукции (рис. 3), определяющих пульсацию интегральных характеристик ЭМ.

Пульсация индукции

$$B = \frac{(B_{\text{cp}} - B_i)_{\text{max}}}{B_{\text{cp}}} \cdot 100, \%$$

где B_{cp} — среднее значение нормальной составляющей магнитной индукции в пределах угла коммутации обмотки; B_i — текущее значение индукции при угловой координате $0 < \varphi_i < 60-63^\circ$; $(B_{\text{cp}} - B_i)_{\text{max}}$ — максимальное отклонение значения индукции от среднего.

Вид зависимостей указывает на более высокую однородность поля в МПТ с РНПМ. Проведенная количественная оценка показала, что при изменении p разница между потоком Φ_p , создаваемым РППМ, и потоком Φ_n , создаваемым ПНПМ, уменьшается с 31,8 % ($p = 1$) до 6,2 % ($p = 5$). В то же время, с увеличением p значение Φ_p уменьшается. Различие между потоками Φ_p при $p = 1$ и $p = 5$ достигает 7 %. Данный эффект может быть объяснен увеличением потоков рассеяния с поверхности полюса и боковых поверхностей ПМ за счет сближения ПМ разной полярности по мере роста p . Напротив, поток Φ_n растет и достигает наибольшего значения при $p = 3$, превышающего значение Φ_n ($p = 1$) на 33 %. Причиной является изменение характера распределения индукции (рис. 2). Поле становится более однородным (рис. 3) из-за увели-

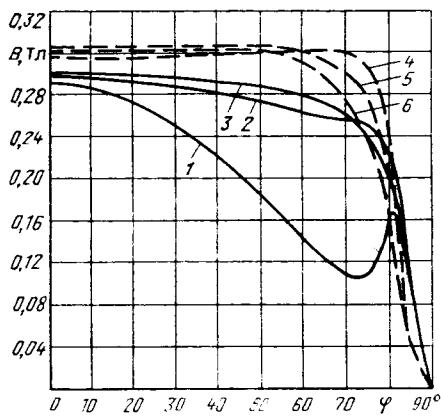


Рис. 2. Зависимость нормальной составляющей магнитной индукции на поверхности якоря для МПТ с ПНПМ (кривая 1 – $p = 1$; 2 – $p = 2$; 3 – $p = 3$) и РНПМ (кривая 4 – $p = 1$; 5 – $p = 2$; 6 – $p = 3$)

чения постоянной составляющей i_M и спада переменной составляющей между сокращением полюсной поверхности НМ. Однако, когда $p > 3$, степень возрастания уменьшается вследствие увеличения потока рассеяния. Так, Φ_a ($p = 5$) $>$ Φ_a ($p = 1$) только на 2%.

Более высокая концентрация поля РНПМ обуславливает большую по сравнению с ПНПМ, значение индукции на поверхности якоря. Максимальные значения индукции, создаваемые РНПМ ($B_{\text{рmax}}$) и ПНПМ ($B_{\text{рmax}}$ при $p = 5$) остаются практически неизменными: наибольшие изменения соответствуют $p = 3$ и не превышают 3 %.

Некоторое увеличение индукций $B_{\text{рmax}}$ и $B_{\text{рmax}}$ при возрастании p в этом случае происходит из-за улучшения проводимости магнитной цепи по стали.

Изменение геометрических параметров МПТ так же, как и вариация p , приводит к изменению топографии поля. На рис. 4 представлены расчетные кривые нормальной составляющей магнитной индукции на поверхности якоря четырехполюсной МПТ [8] с ПНПМ ($B_r = 0,635$ Т), основные размеры которой: внутренний диаметр статора – 71,74 мм, внешний диаметр якоря – 52,0 мм, внутренний диаметр ПМ – 53,74 мм, $\alpha/\tau = 0,54$.

Для сравнения на рис. 4 указаны также экспериментальные и расчетные данные [8]. Максимальное несовпадение полученных значений индукции составляет 3–5 %, с экспериментом – 8–10 %. Экспериментальное значение потока Φ_a отличалось от рассчитанного по МКЭ $\Phi_{\text{МКЭ}}$ на 9,1 %. Расчетное значение потока $\Phi_{\text{расч.}}$ полученное в [8], в предположении гладкости якоря отличается от $\Phi_{\text{МКЭ}}$ всего на 1,8 %. Несколько меньшие значения потока Φ_a и индукции по сравнению с расчетными, по-видимому, являются следствием неучета насыщения зубцов (в физической модели якорь имеет пазовую конструкцию), а также принятыми допущениями плоскопараллельности поля и идеализацией свойств ПМ.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

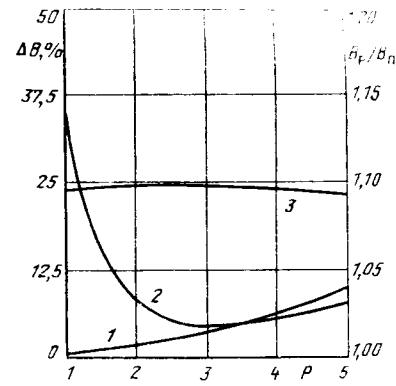


Рис. 3. Зависимость пульсаций магнитной индукции ΔB (кривая 1 – РНПМ; 2 – ПНПМ) и отношения B_p/B_n (кривая 3) при $\varphi = 0$ от числа пар полюсов в МПТ: $\Delta B = [(B_{\text{cp}} - B_{63^\circ})/B_{\text{cp}}] \times 100$, %. при коэффициенте полюсного перекрытия $\alpha/\tau = 0,91$

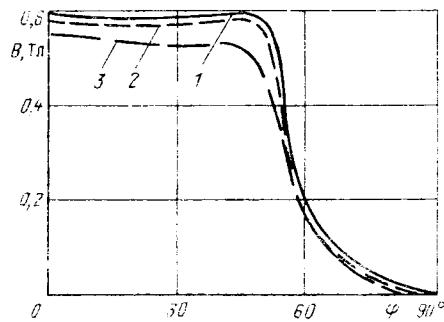


Рис. 4. Результаты исследования конструкции:
1 – МКЭ; 2 – расчет по [8]; 3 – эксперимент

Замена сплошных ПНПМ составными из N магнитов-модулей указывает на возможность достижения результатов, характерных для МПТ с РНПМ (рис. 3). На рис. 5 и 6 приведены графики изменения индукции на поверхности якоря четырехполюсной МПТ с СПМ. Прежде всего, необходимо отметить более высокую однородность поля в ЭМ с РНПМ ($\Delta B = 0,9 \div 1,7$ %) по сравнению с ПНПМ ($\Delta B = 7,3 \div 8$ %) и СПМ при минималь-

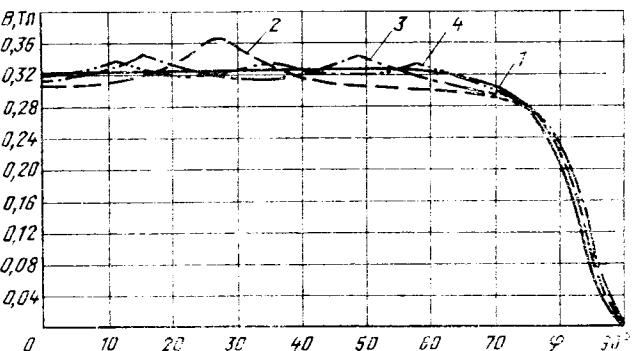


Рис. 5. Зависимость нормальной составляющей индукции на поверхности якоря МПТ с составными потокосцепителями из N магнитов-модулей при $p = 7$:

1 – сплошной полюс; 2 – $N = 3$; 3 – $N = 5$; 4 – $N = 7$

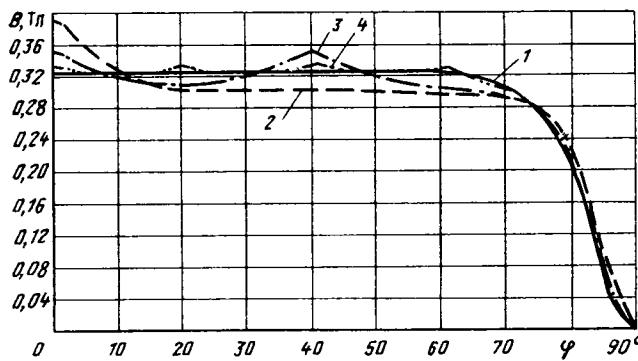


Рис. 6. Зависимость нормальной составляющей индукции на поверхности якоря МПТ с составными полюсами из N магнитов-модулей при $p = 2$:

1 — сплошной полюс; 2 — $N = 2$; 3 — $N = 4$; 4 — $N = 8$

ном числе магнитов-модулей ($\Delta B = 22,7 \%$). Как и ранее, пульсации приведены для углов 60–63°. По мере увеличения числа модулей N с 2 до 7–8 индукция ΔB приближается к значению, характерному для РНПМ, одновременно происходит и увеличение потока Φ_c , создаваемого СПМ. Значение Φ_c ($N = 8$) превышает Φ_c ($N = 2$) на 12 %, а от Φ_p отличается всего на 0,6 %.

Распределение магнитного поля в СМ имеет иной характер. На рис. 7 представлены кривые изменения нормальной составляющей индукции на поверхности статора СМ. Принципиальным отличием от МПТ является превышение $B_{\text{пmax}}$ над $B_{\text{рmax}}$ порядка 11 %.

По тем же причинам, что и в МПТ, наблюдается некоторый рост индукции для $1 < p < 3$. Дальнейшее увеличение p приводит к монотонному уменьшению интенсивности поля в зазоре. С одной стороны, это происходит из-за сближения ПМ и роста потоков рассеяния, с другой — из-за изменения соотношения между постоянной и переменной составляющими i_M . В результате, условие $B_{\text{пmax}} > B_{\text{рmax}}$ сохраняется, но одновременно происходит их постепенное сближение. Сравнение с результатами [8] показывает, что данная законо-

мерность в целом не изменяется и для других параметров ЭМ с ПМ. В зависимости от числа полюсов ЭМ при $\alpha/\tau = 1$ с исходными данными, соответствующими [8], на рис. 8 приведены отношения

$$B_1 = \frac{B_{\text{пmax}}}{B_{\text{рmax}}} ; B_2 = \frac{B_{\text{п}}}{B_{\text{р}}} ;$$

$$\Delta B_p = \frac{(B_{\text{рmax}} - B_p)}{B_{\text{рmax}}} \cdot 100;$$

$$\Delta B_{\text{п}} = \frac{(B_{\text{пmax}} - B_{\text{п}})}{B_{\text{пmax}}} \cdot 100,$$

где $B_{\text{п}}, B_{\text{р}}$ определяются для угла $0,8\tau$.

В этом случае индукция $B_{\text{пmax}}$ превышает $B_{\text{рmax}}$ примерно на 14 %.

Особенности распределения индукции в СМ приводят к тому, что увеличение p незначительно влияет на значение Φ_p , в то время как поток $\Phi_{\text{п}}$ возрастает на десятки процентов. Благодаря этому, Φ_p ($p = 5$) и $\Phi_{\text{п}}$ ($p = 5$) становятся практически равными.

Анализ полученных результатов и данных, приведенных в [8], показывает, что значение Φ_p , как правило, больше $\Phi_{\text{п}}$. В качестве подтверждения на рис. 9 представлены соотношения $\Phi_{\text{п}}$ и Φ_p для исследуемых ЭМ с различными размерами магнитных систем. Наиболее отчетливо превышение Φ_p проявляется в МПТ, особенно для $p = 1$. В зависимости от значения полюсного перекрытия поток Φ_p больше $\Phi_{\text{п}}$ на 20–70 %. С ростом p происходит постепенное сближение значений потоков, в результате для $2p = 30 \div 40$ направление намагниченности практически не оказывается, в связи с чем целесообразно в многополюсных ЭМ использовать ПНПМ, благодаря их более простой технологии изготовления и ряду других факторов. Несмотря на принятые в данной статье ограничение $1 < p < 5$, проведение анализа для $p > 5$ обусловлено тем, что ряд устройств специальной техники

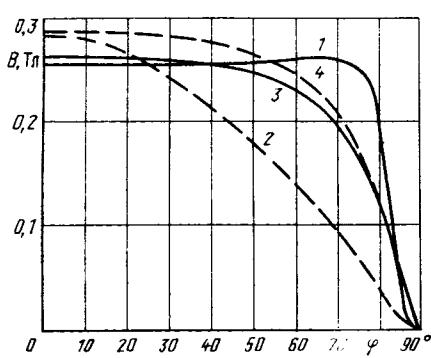


Рис. 7. Распределение нормальной составляющей индукции на поверхности статора СМ:

1 — РНПМ, $p = 1$; 2 — ПНПМ, $p = 1$; 3 — РНПМ, $p = 5$; 4 — ПНПМ, $p = 5$

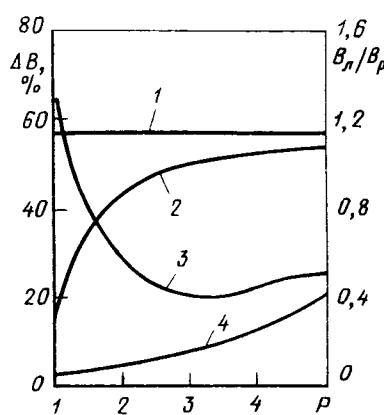


Рис. 8. Зависимость пульсации индукции ΔB и отношения $B_{\text{п}}/B_{\text{р}}$ в СМ от числа пар полюсов ($\alpha/\tau = 1$):

1 — B_1 ; 2 — B_2 ; 3 — $\Delta B_{\text{п}}$; 4 — ΔB_p

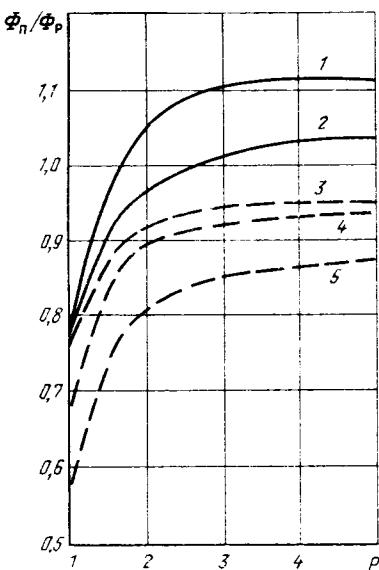


Рис. 9. Зависимость отношения потоков Φ_n/Φ_r от числа пар полюсов p : для СМ с размерами магнитной системы [8] (1 — $a/\tau = 1$; 2 — $a/\tau = 0,8$); для МПТ с размерами магнитной системы [8] (3 — $a/\tau = 1$; 5 — $a/\tau = 0,8$); для МПТ с размерами магнитной системы по рис. 1 (кривая 4)

(двигатели-маховики, демпферы и т. п.) имеют $2p = 30 \div 40$ и более.

Как следует из рис. 9, в СМ обеспечивается и возможность достижения $\Phi_n > \Phi_r$. Данный факт является следствием высоких значений индукции при расположении ПНПМ на роторе. Последние в этом случае имеют и меньшие потоки рассеяния по сравнению с РНПМ.

Представляется также интересным сравнение потоков СМ и МПТ для одного тока намагниченности. В рассмотренных магнитных системах обеспечиваются более высокие значения потока при расположении ПМ на роторе. По мере роста p эта закономерность усиливается. Менее отчетливо она проявляется в случае радиальной намагниченности магнитов, более заметно у ПНПМ. Причиной является превышение потоков рассеяния у ПМ в МПТ по отношению к СМ. Это положение требует пояснения. Несмотря на то, что в СМ полюсы противоположной полярности расположены на меньшем по сравнению с МПТ диаметре, расстояние между полюсными поверхностями, обращенными в воздушный зазор, в СМ больше. Так, в рассматриваемых конструкциях при $p = 1$ оно равно 12 мм в СМ и 10 мм — в МПТ. Увеличение расстояния при сохранении прочих равных условий приводит к уменьшению магнитных проводимостей потоков рассеяния в СМ и самих потоков рассеяния.

Замена в СМ сплошных полюсов составными иллюстрируется (рис. 10), как и в случае МПТ, для $p = 2$. С одной стороны, увеличение N до 8 приводит к уменьшению пульсаций индукции с 31 % до 2,5 %, с другой стороны — к возрастанию

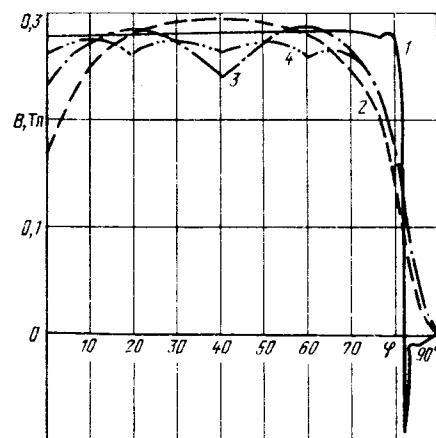


Рис. 10. Зависимость нормальной составляющей индукции на поверхности статора СМ с составными полюсами из N магнитов-модулей при $p = 2$:

1 — сплошной полюс; 2 — $N = 2$; 3 — $N = 4$; 4 — $N = 8$

потока Φ_c , который для $N = 8$ становится практически равным Φ_r . Анализируя особенности распределения поля, необходимо отметить уменьшение индукции в точках, соответствующих угловой координате стыков магнитов-модулей. Данная особенность была подтверждена и экспериментально [7].

Из полученных результатов следует также (рис. 5, 6), что в МПТ наоборот наблюдается всплеск индукции на линии стыков ПМ. Проведенные исследования показали, что пульсации индукции на стыках ПМ могут быть уменьшены в МПТ либо еще больше увеличены в СМ в зависимости от технологического зазора.

Учет технологического зазора между магнитами-модулями составных полюсов при использовании ПС расчета двумерного магнитного поля проводится соответствующим разбиением области расчета и моделирования ПМ либо — по полученным аналитическим соотношениям плотностей распределения магнитных зарядов в случае применения ПС анализа трехмерного поля.

Выводы

1. В зависимости от направления намагниченности и числа пар полюсов можно получить закон распределения индукции, близкий к синусоидальному или трапецидальному. Рассмотренные магнитные системы при $p = 1$ с РНПМ обеспечивают поток в среднем на 30 % больший, чем в случае использования ПНПМ.

2. Путем изменения числа магнитов-модулей в составных полюсах удается реализовать топографию и интенсивность поля в рабочих объемах, близкие к полю, создаваемому РНПМ. Негативным следствием реализации этой возможности являются провалы и всплески индукции по угловой координате, обусловленные взаимодействием ПМ-модулей одной полярности, а также уменьше-

ние потока ввиду спада индукции из-за технологических зазоров на стыках ПМ-модулей.

3. Расположенные на роторе параллельно намагниченные ПМ при $r = 3 \pm 5$, обеспечивают незначительно большие потоки, чем РНПМ в идентичных магнитных системах. Использование ПНПМ целесообразно из-за более простой технологии изготовления и, как правило, лучших качеств ИМ. В то же время применение РНПМ в ряде случаев предпочтительнее из-за более высокой однородности поля, определяющей пульсации интегральных характеристик ЭМ.

4. В исследуемых магнитных системах обеспечиваются более высокие значения магнитного потока при расположении ИМ на роторе. По мере роста r соотношение увеличения потока усиливается. Для $r = 3$ повышение составляет 1,7 % при РНПМ и 6,9 % — при ПНПМ.

5. Окончательный выбор числа полюсов p намагниченности ИМ и типа полюсов в зависимости от стечения будет определяться техническими возможностями реализации процесса коммутации, требованиями к закону распределения поля в технологиях изгоночения, способностями эксплуатации и другими показателями в каждом конкретном случае.

Список литературы

1. Шереметьев Н. Н., Столяр С. А., Сергеев В. В. Высоковерхочастотные постоянные машины в электротехнике // Электротехника. 1989. № 11. С. 24—32.

2. Parker R. J. Survey of rare earth permanent magnet application // IEEE Trans. Mag. 1981. Vol. 17. N 6. P. 2085—2087.

3. Тищенко О. А. Основные принципы создания новых машин постоянного тока средней мощности с гладким якорем // Электротехническое производство. 1990. № 9(33). С. 3—5.

4. Конечноэлементные модели магнитных систем многополюсных и униполярных беспазовых устройств электромеханики // В. И. Горюнов, В. И. Кузов, С. Н. Корнилович и др. // Тез. докл. 2-й Всеросс. науч.-техн. конф. по электромеханике. Саратов. ЧПИ. 1991. С. 72—74.

5. Ковалев Ю. З., Григорьев В. И., Ходько Д. Г. Расчет трехмерного магнитного поля в электрических машинах с редкоземельными магнитами // Электричество. 1991. № 5. С. 15—19.

6. Метод конечных элементов в задачах моделирования полей в машинах многослойных магнитодиэлектрических машин с радиальным и торовым возбуждением // В. И. Горюнов, Н. И. Овсянникова, Л. Е. Серкова, О. А. Тищенко. Омск: Омский гос. инж. инст. тр-та. 1992. Деп. в Информэлектро. № 252—5159.

7. Адвокатян Н. Н., Капустин И. П. Распределение индукции в магнитном зазоре центробежного двигателя с магнитной системой, собранной из элементарных магнитов // Электротехника. 1988. № 2.

8. Nedy V. Fredicting No-Load Flux Density Distribution in Permanent Magnet Machines // IEEE Tr. on industry application. 1985. Vol. 21—21. N 4. P. 633—643.

9. Гамк И. Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1976.

Поступила 05.08.92

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

УДК [621.313:621.318].001.8

СИНХРОННАЯ МАШИНА НА ОСНОВЕ МАГНИТОВ ИЗ СПЛАВА НЕОДИМ-ЖЕЛЕЗО-БОР

Головинин, доктор физ.-мат. наук, Ф. С. КУЛИКОВ,
С. Н. СОБКО, инженер

Механический момент ротора синхронной машины M в двигательном режиме определяется производной энергии магнитного момента ротора по углу между вектором магнитного момента P_m и магнитной индукции статора B [1]

$$M = -\frac{\partial W}{\partial \theta} = P_m B \sin \theta. \quad (1)$$

Направление механического момента M определяется векторным произведением

$$\vec{M} = \vec{P}_m \vec{B}, \quad (2)$$

т. е. момент M как бы стремится повернуть вектор магнитного момента ротора \vec{P}_m до совпадения с вектором магнитной индукции статора \vec{B} .

Магнитный момент на единицу объема ротора

$$P_m = \frac{B_d - \mu \mu_0 H}{\mu \mu_0}, \quad (3)$$

где B_d — остаточная индукция в рабочей точке магнита [2]; μ — относительная магнитная проницаемость; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; H — напряженность магнитного поля.

Наибольшая остаточная индукция в рабочей точке в постоянных магнитах на основе сплавов неодим-железо-бор $B_d = 0,6 \pm 0,8$ Т и более [3].

На рис. 1 приведена схема разработанного

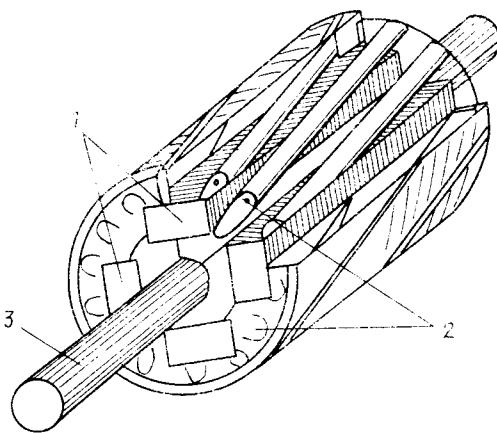


Рис. 1. Эскиз разработанного ротора на основе магнитов из сплава неодим–железо–бор:

1 – магниты; 2 – элементы "беличьего колеса"; 3 – вал ротора

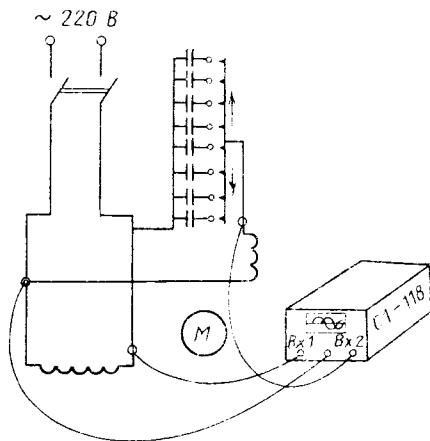


Рис. 2. Электрическая схема измерения двухфазовых осциллограмм С1-118 сдвига фаз в основной и вспомогательной обмотках при различных емкостях

ротора на основе постоянных магнитов, изготовленных из сплава неодим–железо–бор. Четыре постоянных магнита установлены так, чтобы образовать чередующуюся последовательность магнитных полюсов на поверхности ротора. Масса всех четырех магнитов составляла 0,048 кг. Общая масса ротора 0,5 кг. В качестве статора был использован статор типичного синхронного двигателя с потребляемой мощностью 110 Вт. Общая масса электродвигателя – 1,5 кг. Разность фаз электрического напряжения в основной и вспомогательной обмотках измерялась по схеме, приведенной на рис. 2. На рис. 3 даны результаты измерения числа оборотов роторов двигателей с магнитами и без магнитов в зависимости от емкости включенных в схему конденсаторов. Результаты измерения механических моментов на валах роторов двигателей с магнитами и без магнитов приведены на рис. 4 в зависимости от емкости, подключенной во вспомогательную обмотку. Как видно из сравнения кривых, механический момент двигателя с магнитным ротором увеличивается в 2,7–3

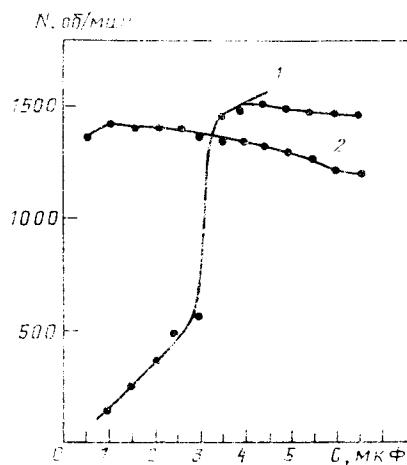


Рис. 3. Зависимость числа оборотов ротора от емкости во вспомогательной пусковой обмотке
1 – с магнитами; 2 – без магнитов

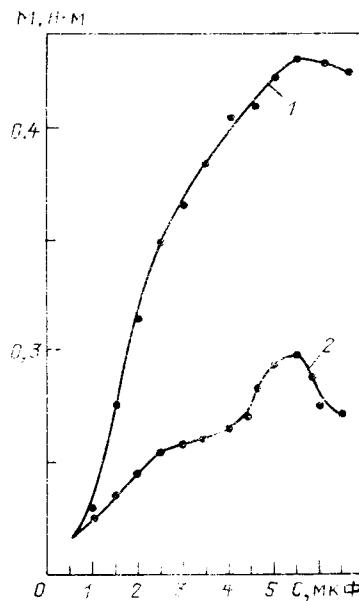


Рис. 4. Зависимость врачающегося механического момента роторов двух двигателей с магнитами из сплава неодим–железо–бор (1) и без магнитов (2) при одинаковых статорах от емкости конденсатора в запускающей цепи

раза. Как следует из рис. 1, имеется значительный резерв дальнейшего увеличения механического момента посредством приближения магнитов к поверхности ротора. Двигатель с магнитным ротором является обратимой машиной, он может работать в режиме генератора.

Список литературы

1. Матвеев А. И. Электродинамика. М.: Энергия, 1980.
2. Копылов И. И. Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Мишин Д. Д. Магнитные материалы. М.: Энергоатомиздат, 1991.
4. Проектирование электрических машин / Под ред. И. П. Копылова. М.: Энергия, 1980.

Поступила 7.04.92

ТОЛЬКО НАШИ КЛИЕНТЫ ВЫДЕРЖАТ ЛЮБОЕ ПОВЫШЕНИЕ ЦЕН НА НЕФТЕПРОДУКТЫ!

Государственное научно-производственное предприятие
"КОНВЕРСИЯ",



признанный лидер отечественного экологического рынка,

ПРЕДЛАГАЕТ ВАМ:

- уникальные установки по ОЧИСТКЕ ОТРАБОТАННЫХ СВЕТЛЫХ НЕФТЕПРОДУКТОВ И РАСТВОРИТЕЛЕЙ для повторного их использования. Производительность – 30–100 т/год.
Вы окупите установку за 5 месяцев и получите прибыль в 2 млн. руб. в год;
- установку – СУПЕРОЧИСТИТЕЛЬ сильно загрязненных поверхностей;
- установку ОЧИСТКИ ВЕНТИЛЯЦИОННЫХ ВЫБРОСОВ.

По вопросу заключения договора обращайтесь письменно:

109072 Москва, Софийская наб., 24, к. 3, ГНПП "Конверсия".

Тел.: 231-37-06, 231-37-25, 231-18-53.

Научный редактор Н. С. Р а з у м о в с к а я

Литературный редактор А. М. М е с к и н а

Художественный редактор Т. А. Д в о р е ц к о в а

Технический редактор Г. Г. С а м с о н о в а

Корректор С. Ю. Т о р о к и н а

Сдано в набор 26.11.92. Подписано в печать 24.12.92. Формат 60×88¹/8. Бумага кн.–журн. офсетная. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.–отт. 9,54. Уч.–изд. л. 10,07. Тираж 1087 экз. Заказ 59.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате Министерства печати и информации
Российской Федерации. 142300, г. Чехов Московской области

BAUER

Eberhard Bauer GmbH & Co.
Eberhard-Bauer-Str. 36-60
Postfach 108
D-7300 Esslingen-Neckar
Telefon: (0711) 35180
Telex: 7256563
Telefax: (0711) 3518381

**РЕДУКТОРЫ И
МОТОР-РЕДУКТОРЫ**

**бескомпромиссного
качества**
**также для
экстремальнейших
условий
эксплуатации**

**Мощности:
от 0,015 до 75 кВт**



Индекс 71111

ISSN 0013-5860. Электротехника. 1993. № 1. 1—72