

Электротехника

5
6

1994

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕКЦИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

АЛЕКСАНДРОВ Г.Н., АРХАНГЕЛЬСКИЙ Ю.Н., БУЛАТОВ О.Г.,
ГЛОВАЦКИЙ А.В., ИНЬКОВ Ю.М., КОВАЛЕВ Ф.И., КОЗЛОВ В.Б.,
КОПЫЛОВ И.П., КОРОТКОВ Г.С., КУБАРЕВ Л.П., ЛУРЬЕ А.И.,
МОСКАЛЕНКО В.В., 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, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254—1152



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
ГЛАВНОГО УПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
КОМИТЕТА ПО МАШИНОСТРОЕНИЮ РФ

Издается при содействии АО "Росэлпром",
АО "Прогрессэлектро", ассоциации
инженеров силовой электроники
и ассоциации "Автоматизированный
электропривод"

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 5—6 МАЙ — ИЮНЬ 1994

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Полевский В.И., Слободской И.В. Работа линейного асинхронного двигателя (ЛАД) с катящимся ротором в импульсном режиме
Шимберев В.Б. Исследование вибрации электрических машин с применением трехмерных конечно-элементных моделей
Кухарский М.П., Ковалев Ю.М., Ефимов Г.М. Разработка малошумных вентиляторов наружного обдува электрических машин
2

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Алферов В.Г., Хусаинов И.М., Хусаинов Р.М. Прогнозирующий регулятор положения в следящем электроприводе
Масандрилов Л.Б., Гетман Ю.И., Мелихов В.Л. Особенности квазичастотного управления асинхронного двигателя
13

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Васюра Ю.Ф., Гамилко В.А., Евдокунин Г.А., Утегулов Н.И. Защита от перенапряжений в сетях 6–10 кВ
16

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Ворфоломеев Г.Н. Теоретические основы преобразования однофазного тока в трехфазный для питания асинхронного двигателя
28

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

- Педро А.А., Арлиевский М.П. Постоянная составляющая в фазном напряжении руднотермических печей для получения фосфора и карбида кальция
30

- Резун С.А., Муравьева Е.Л., Егоров Н.Г., Лерх П.В. Плазменное напыление медных покрытий на выводы электрических контактных соединений из алюминия
33

ИСТОЧНИКИ ТОКА

- Коровин Н.В. Основные направления развития аккумуляторов
35

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Иванов В.В. Оптимизация параметров компенсационных обмоток, предназначенных для снижения помехонесущего магнитного поля, созданного основными обмотками электротехнических устройств
40

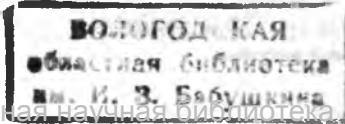
- Казаков Ю.Б., Тихонов А.И. Автоматизированный комплекс КАМАК-ПЭВМ для экспериментальных исследований двигателей постоянного тока
47

- Аракелян В.Г. Расчет необходимой вентиляции производственных помещений элегазовых электротехнических устройств
49

- Аракелян В.Г., Демин В.Н. Исследование газоплотности медицинских шприцев, применяемых для отбора трансформаторного масла
52

- Стародубов В.А. Расчет параметров магнитно-импульсной системы
54

- Давидкович В.М., Родькин Д.И. Устройства динамического нагружения асинхронных двигателей при амплитудной модуляции напряжения
58



Вологодская областная универсальная научная библиотека им. И. В. Бабушкина

www.booksite.ru

РАБОТА ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ (ЛАД) С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

В.И.ПОЛЕВСКИЙ, канд.техн.наук, И.В.СЛОБОДСКОЙ, инж.

Новосибирский государственный технический университет

Для реализации поступательного движения технологического объекта в условиях сверхвысокого вакуума, агрессивных и других сред разработаны различные конструктивные исполнения магистрально-модульных манипуляторов на базе специальных линейных асинхронных двигателей с катящимся ротором [1,2].

Основные элементы силовой части этих устройств схематично изображены на рис. 1. Индуктор (2) ЛАД установлен на внешней поверхности вакуумного канала (1) и представляет собой магнитопровод с трехфазной распределенной обмоткой. Ротор (5), имеющий ферромагнитное наполнение с проводящим покрытием, кинематически связан с технологической платформой (3) и является одновременно вторичным элементом ЛАД и частью исполнительного органа. Обрабатываемый объект (4) (контейнер или набор материалов) устанавливается на платформе (3), с помощью которой он перемещается между отдельными камерами технологической обработки. При взаимодействии бегущего электромагнитного поля (создаваемого обмоткой индуктора ЛАД) и индукционных токов активного слоя ротора последний совершает вращательно-поступательное движение по направляющим (6) вакуумного канала, передавая тем самым перемещение платформе с обрабатываемым объектом.

В процессе преобразования и передачи энергии в замкнутой объем в проводящем экране (стенка вакуумной камеры) рассеивается значительное количество энергии, уровень которой в основном зависит от геометрических соотношений активных частей двигателя, размеров и электрической проводимости экрана и характеристик источника питания. Если геометрические и электрические характеристики экрана являются как правило, по условиям технологии неизменными, то другие упомянутые характеристики могут изменяться в

определенных пределах.

Так, с целью снижения потерь в экране источник энергии, питающий индуктор двигателя, может формировать трехфазные импульсы с регулируемым моментом включения. Во время бесстоковой паузы потери в экране и других частях двигателя отсутствуют, а его исполнительный механизм реализует энергию маховика-ротора для продолжения движения. Это свойство используется и при прохождении исполнительным органом так называемых пустых зон (части замкнутого пространства технологического оборудования, где по конструктивным соображениям невозможна установка индуктора). Кроме того, такой способ питания позволяет реализовать заданную динамику и снизить расход электроэнергии за цикл работы двигателя.

Проведенные исследования показали, что работа двигателя такого типа в импульсном режиме не сопровождается бросками токов, сильными пульсациями скорости, ухудшением температурного режима и другими неприятными явлениями, столь характерными для двигателей традиционного исполнения. Это объясняется тем, что поверхность вторичного элемента ЛАД с катящимся ротором много меньше активной поверхности индуктора. Магнитная связь первичного и вторично-го элементов сконцентрирована на коротком участке, из-за чего значения токов индуктора на интервалах коммутации мало зависят от электромагнитных процессов, протекающих во вторичном элементе, и определяются, в основном, параметрами элементов электрических и магнитных контуров индуктора. Кроме того, повышенный немагнитный зазор ухудшает магнитную связь индуктора и вторичного элемента.

С учетом этих особенностей двигателя для реализации импульсного питания при частоте коммутации ниже частоты питающей сети могут быть использованы устройства на основе тиристорных коммутаторов (преобразователей напряжения) [4,5]. На рис.2 показаны одна из таких схем питания и осцилограммы тока в фазе индуктора и магнитной индукции в рабочем зазоре при частоте коммутации $f_k=10$ Гц.

В моменты коммутации фазные токи не превышают своих установившихся значений. Незначительные отклонения от синусоидальной формы объясняются переходом из трехфазного режима питания (интервал $0 < t < t_1$) в двухфазный (интервал

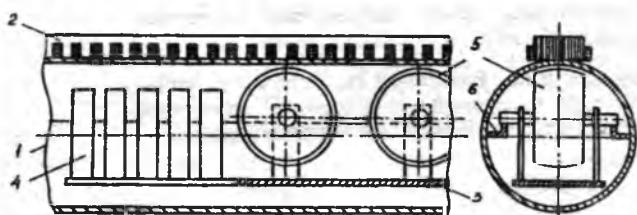
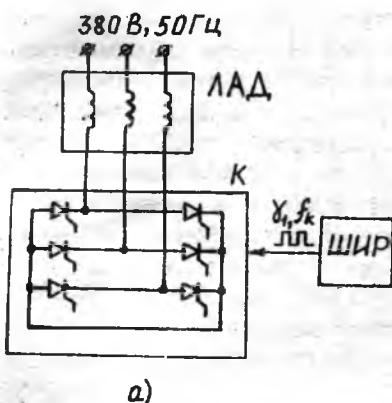
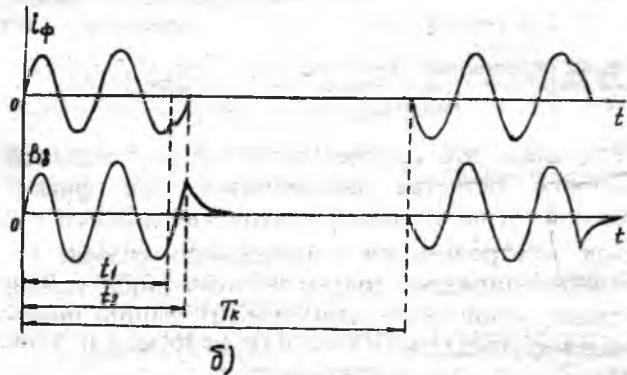


Рис. 1. Схема конструкции магистрально-модульного манипулятора на базе ЛАД с катящимся ротором



а)



б)

Рис. 2. Схема питания (а) и осцилограммы тока фазы i_ϕ и магнитной индукции в рабочем зазоре B_8 (б)

$t_1 < t < t_2$). Свободная составляющая магнитной индукции, возникающая при снятии питания, затухает на относительно коротком участке в начале интервала отключенного состояния, и последующее включение происходит, в основном, при нулевых начальных условиях.

Это позволяет считать, что дополнительные потери на интервале трехфазного питания ($0 < t < t_1$), обусловленные бросками токов, в моменты коммутаций отсутствуют и потребляемая мощность на этом интервале не отклоняется от значения, соответствующего установившемуся режиму, т.е.

$$P_{n1} = 3U_\Phi I_\Phi \cos\phi.$$

На последующем интервале (режим двухфазного питания) потребляемая мощность изменится согласно вносимой несимметрии (прекращение тока в одной из фаз)

$$P_{n2} = \frac{3}{2}U_\Phi I_\Phi \cos\phi.$$

На интервале бестоковой паузы ($t_2 < t < T_k$) потребляемая мощность равна нулю.

Исходя из этого среднее значение потребляемой мощности за период коммутации

$$\bar{P}_n = \frac{1}{T_k} \left(\int_0^{t_1} P_{n1} dt + \int_0^{t_2} P_{n2} dt \right)$$

или

$$\bar{P}_n = 3U_\Phi I_\Phi \cos\phi \left(\gamma_1 + \frac{1}{2}\gamma_2 \right) = P_{n1} \left(\gamma_1 + \frac{1}{2}\gamma_2 \right),$$

где $\gamma_1 = t_1/T_k$ — относительная продолжительность питания в трехфазном режиме; $\gamma_2 = \frac{t_2 - t_1}{T_k}$ — относительная продолжительность питания в двухфазном режиме.

Аналогично можно получить выражения для отдаваемой мощности и усилия на поверхности вторичного элемента, если учесть при этом, что эти величины определены параметрами электрического и магнитных полей. Так, согласно специфике ЛАД с катящимся ротором [6] среднее значение мощности на i -м участке поверхности ротора

$$\bar{P}_i = 0,5b_i(\Delta l_2) \left(\operatorname{Re}\left\{\dot{E}_{221i}\dot{H}_{221i}\right\} \gamma_1 + \operatorname{Re}\left\{\dot{E}_{222i}\dot{H}_{222i}\right\} \gamma_2 \right),$$

где $b_i, \Delta l_2$ — ширина магнитопровода индуктора и длина дуги активной поверхности ротора;

$\dot{H}_{221i}, \dot{H}_{222i}$ — сопряженные комплексы напряженностей магнитного поля в рабочем зазоре на первом и втором интервалах коммутации;

$\dot{E}_{221i}, \dot{E}_{222i}$ — комплексы напряженностей электрического поля на первом и втором интервалах коммутации.

Усредненное элементарное усилие на i -м участке поверхности ротора

$$\bar{F}_i = \bar{P}_i \alpha/\omega = F_{1i}\gamma_1 + F_{2i}\gamma_2,$$

где $\alpha = \pi/\tau$ — волновой коэффициент; $\omega = 2\pi f_c$ — частота питающей сети.

Алгебраическая сумма усредненных усилий, действующих на поверхности ротора, определит среднее значение электромагнитного момента

$$\bar{M} = \sum_{i=1}^n F_{1i}\gamma_1(r + R \cos\phi_{ti}) + \sum_{i=1}^n F_{2i}\gamma_2(r + R \cos\phi_{vi}),$$

где r, R — радиусы вала и ротора; ϕ_{ti} — угол, определяемый геометрическими соотношениями первичного и вторичного контуров ЛАД.

Изменение усредненных характеристик ($\bar{P}_i, \bar{F}_i, \bar{M}$) пропорционально, в основном, относительной продолжительности включения (питания) γ_1 в трехфазном режиме.

Вторые слагаемые в этих выражениях характеризуют наличие двухфазного режима питания, продолжительность которого за период коммутации остается неизменной. Однако при изменении продолжительности включения γ_1 (или f_k) относительная доля двухфазного режима меняется и определяется соотношением (в процентах)

$$\frac{\gamma_2}{\gamma_1} = \frac{t_2 - t_1}{t_1} \cdot 100.$$

Так, при $f_k = 10$ Гц и $\gamma_1 = 0,2 \div 0,9$ относительная доля двухфазного режима составит $\gamma_2/\gamma_1 = 25 \div 4,8\%$.

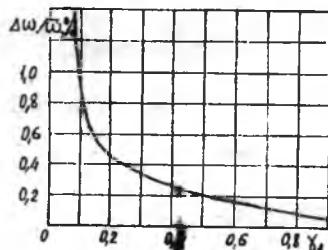


Рис. 3. Зависимость амплитуды пульсаций частоты вращения ротора от продолжительности питания

С уменьшением частоты коммутации f_k при заданных пределах γ_1 можно значительно снизить значение отношения γ_2/γ_1 и тем самым исключить необходимость учета влияния двухфазного режима в расчетах характеристик ЛАД при импульсном питании. Однако это будет сопровождаться повышением амплитуды пульсаций частоты вращения ротора. Поэтому частоту коммутации следует выбирать исходя из условия минимального соотношения γ_2/γ_1 и допустимой амплитуды пульсаций частоты вращения ротора. Значение последней в квазиустановившемся режиме можно определить из уравнения движения электропривода [7], как приращение частоты вращения на интервале отключения двигателя от сети (при условии $M_p = 0$), т.е.

$$\Delta\omega = \frac{M_c}{J_p} (T_k - t_2)$$

или в процентном измерении, выразив временной интервал через относительную продолжительность включения

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{M_c / f_k}{J_p \bar{\omega}} \left(1 - (\gamma_1 + \gamma_2)\right) \cdot 100,$$

где $J_p = \frac{m_p(D_1^2 + D_2^2)}{8}$ — момент инерции ротора [8]; m_p — масса ротора; D_1, D_2 — внешний и внутренний диаметры ротора; M_c — момент сопротивления; $\bar{\omega}$ — среднее значение частоты вращения ротора.

Если допустить, что γ_2 характеризует относительно малый временной интервал, то для предварительной оценки амплитуды пульсаций ее можно не учитывать.

Например, для одного из вариантов исполнения ротора (рис. 1) с параметрами $D_1 = 100 \cdot 10^{-3}$ м; $D_2 = 68 \cdot 10^{-3}$ м; $m_p = 1,6$ кг; $M_c = 1,5 \cdot 10^{-2}$ Н·м (при пусковом моменте $M_n = 5,1 \cdot 10^{-2}$ Н·м) амплитуда пульсаций частоты вращения в диапазоне $\gamma_1 = 0,2 \div 0,9$ составит $\Delta\omega/\bar{\omega} = 1,4 \div 0,04\%$.

Зависимость $\Delta\omega/\bar{\omega} = f(\gamma_1)$ при указанных параметрах ЛАД дана на рис. 3.

Другим важным показателем работы ЛАД с катящимся ротором в режиме импульсного питания является уровень снижения потребляемой электроэнергии.

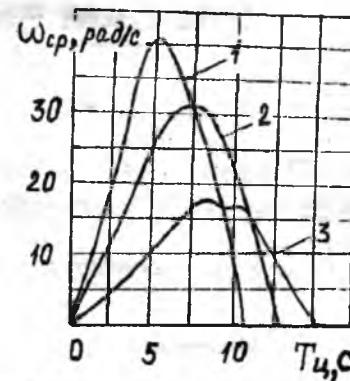


Рис. 4. Осциллограммы частоты вращения ротора при перемещении ЛАД на участке 0,5 м:

1 — $\gamma_1 = 1$ (непрерывный режим питания); 2 — $\gamma_1 = 0,7, f_k = 10$ Гц; 3 — $\gamma_1 = 0,5, f_k = 10$ Гц

Учитывая, что среднее значение потребляемой мощности остается неизменным при фиксированной относительной продолжительности γ_1 , расход электроэнергии в импульсном режиме будет пропорционален только периоду цикла (время перехода вторичного элемента из одного положения в другое), т.е.

$$A_n = \bar{P}_n T_n$$

или в относительных единицах

$$\frac{A_n}{A_p} = \frac{\bar{P}_n T_{n,i}}{P_{n,i} T_n},$$

где $A_n, T_n, T_{n,i}$ — потребляемая электроэнергия и периоды цикла в непрерывном и импульсном режимах питания.

Снижение расхода электроэнергии имеет место при условии $A_n/A_p < 1$. Следовательно, уровень снижения потребляемой энергии в импульсном режиме по отношению к непрерывному режиму питания (в процентах)

$$\Delta A = \left(1 - \frac{\bar{P}_n T_{n,i}}{P_{n,i} T_n}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{P_{n,i} \left(\gamma_1 + \frac{1}{2} \gamma_2\right) T_{n,i}}{P_{n,i} T_n}\right) \cdot 100$$

или, если пренебречь малой величиной $\frac{1}{2} \gamma_2$,

$$\Delta A = \left(1 - \gamma_1 \frac{T_{n,i}}{T_n}\right) \cdot 100.$$

Результаты опытов показали, что для двигателя с указанными параметрами уровень снижения расхода электроэнергии в импульсном режиме питания при соответствующих значениях γ_1 и с учетом изменения периода цикла $T_{n,i}$ (рис. 4) составляет $\Delta A = 12 \div 25\%$.

Выводы

1. Отсутствие бросков фазных токов и потерь, обусловленных ими, достаточно низкий уровень амплитуды пульсаций и другие показатели, определяемые особенностями конструкции ЛАД с ка-

тящимся ротором, позволяют с достаточной эффективностью использовать импульсный способ регулирования при частоте коммутации ниже частоты питающей сети, для реализации которого вполне подходят тиристорные коммутаторы с ненесложной системой управления.

2. Наличие в конструкции ЛАД вторичного элемента, способного за короткие временные интервалы подключения к сети запасать энергию для прохода относительно больших технологических участков, позволяет сократить расход электроэнергии в процессе импульсного питания на 12–25%.

Список литературы

1. Веселовский О.Н., Полевский В.И., Щекочихин Ю.М. Транспортные средства для разветвленных сверхвысоковаку-

умных автоматизированных систем//Обмен производственно-техническим опытом. М.: НИИЭИР. 1987. № 8. С.60-62.

2. А.с.1494163 СССР. Линейный электрический двигатель с катящимся ротором /В.И.Полевский//Открытия. Изобретения. 1989. № 26.

3. Глазенко Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд.-ние, 1983.

4. Петров Л.П. Управление пуском и торможением асинхронных двигателей. М.: Энергоиздат, 1981.

5. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода/Л.П.Петров, О.А.Андрющенко, В.И.Капинос и др. М.: Энергоатомиздат, 1986.

6. Полевский В.И. Электромагнитный момент специально-го линейного асинхронного двигателя с катящимся ротором //Электротехника. 1990. № 5.

7. Чиликин М.Г. Общий курс электропривода. М.: Энергия, 1971.

8. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами/Под ред. В.И.Круповича, Ю.Г.Барыбина, М.Л.Самовера. М.:Энергоиздат, 1982.

УДК 621.313-752.001.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С ПРИМЕНЕНИЕМ ТРЕХМЕРНЫХ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫХ МОДЕЛЕЙ

В.Б.ШИМБЕРЕВ, канд.техн.наук

Вибрация электрических машин (ЭМ) определяется параметрами вибровозмущающих сил электромагнитного и механического происхождения, а также динамическими характеристиками конструкции машины как сложной колебательной системы.

Статья посвящена описанию результатов анализа влияния массо-упругих параметров на вибрацию ЭМ в поле заданных вибровозмущающих сил.

В отличие от известных разработок [1] предлагаемый подход позволяет исследовать различные типы машин при помощи универсальной расчетно-конструктивной схемы (РКС) и математической модели, построенной с применением метода конечных элементов [2].

Для проверки и уточнения разработанных РКС и математических моделей использованы результаты эксперимента на макетах.

В основе применяемой РКС лежит цилиндрическая оболочка конечной длины, закрытая по краям торцевыми щитами. Оболочка крепится с помощью лап различной конфигурации или фланцев. Конструктивные элементы ЭМ, выходящие за рамки описанной схемы (полюсы, ротор, обмотки и т.п.) учитываются в РКС в неявном виде.

Представление статора машины в виде цилиндрической оболочки допустимо только при жесткой посадке корпуса в станине или отсутствии корпуса. Дальнейшее рассмотрение относится к ЭМ, соответствующим этому описанию.

Предлагаемый подход использован при исследовании вибрации ЭМ постоянного тока, под-

шипниковых щитов крупных турбогенераторов, машин с когтеобразным ротором [3].

Исследование позволило получить следующие основные результаты:

1. Анализ точности и адекватности расчетных методик, основанных на обычных РКС и математических моделях [1], показывает, что традиционный подход не позволяет получить адекватные расчетные методики, а совпадение результатов расчета и эксперимента в опубликованных трудах объясняется "благоприятным" соотношением параметров [3].

Под традиционным подходом в статье понимается применение расчетных методик, основанных на математических моделях, состоящих из дифференциальных уравнений движения упругоподвешенного кругового кольца постоянного сечения. Многочисленные способы решения этих уравнений несут в себе практически одинаковую погрешность, связанную с неточностью двумерного представления конструкции ЭМ.

В табл. 1 приведены результаты расчетов и экспериментов, иллюстрирующие это утверждение. В качестве сравниваемых величин использованы собственные частоты (СЧ) 2–4-го порядков колебаний упругоподвешенных макетов гладких станций ЭМ с размерами: длина $L = 0,125$ м, средний радиус $R_{cp} = 0,0745$ м, толщина $h = 0,009$ м (такие макеты будут называться базовыми) с добавлением различных элементов. СЧ измеряются и рассчитываются в герцах. Объекты исследования описаны следующими позициями: 1 — расчет по традиционной методике [1]; 2 — эксперимент на базовом макете; 3 — эксперимент на базовом ма-

кете с добавлением жестко закрепленных торцов; 4 — эксперимент на полном макете ЭМ (на упругих амортизаторах); 5 — расчет с использованием метода конечных элементов для макета позиции 2; 6 — расчет с использованием метода конечных элементов для макета позиции 4.

Таблица 1

Порядок колебаний	Номера позиций					
	1	2	3	4	5	6
2	1025	875	995	1000	920	1050
3	2860	2480	2820	2845	2690	2950
4	5375	4610	4790	5120	4995	5220

Анализ данных, приведенных в табл. 1, показывает, что механизм получения достаточно точных результатов при использовании традиционного подхода основан на совместном действии факторов, игнорируемых при составлении математических моделей: влияния подшипниковых щитов, ротора и крепления, ведущего к увеличению СЧ, и снижающей эти частоты инерционности дополнительных (к базовому макету) элементов. При увеличении или уменьшении значения R_{cp}/L погрешность традиционного подхода возрастает, так как нарушается баланс взаимного компенсирования указанных факторов. Следует отметить, что соотношение $R_{cp}/L = 0,7$, использованное в базовом макете, характерно для большого числа конструкций современных ЭМ.

2. Для получения достоверных научных результатов необходимо рассматривать трехмерные РКС и математические модели, учитывающие параметры крепления.

В табл. 2 приведены три низшие СЧ макета статора ЭМ, закрепленной на фундаменте (центральный угол крепления — 90°). Использованы следующие позиции: 1 — эксперимент на базовом макете с болтовым креплением по двум полосам вдоль всей станины, суммарная ширина этих полос (в полярном направлении), отнесенная к периметру внешней границы поперечного сечения $A_z = 0,016$; 2 — аналогично позиции 1, но $A_z = 0,048$; 3 — эксперимент на базовом макете, укрепленном на четырех небольших лапах, расположенных около торцов; 4 — аналогично позиции 3, но лапы — на расстоянии $L/3$ от торцов; 5 — расчет по традиционным формулам для макета позиции 1; 6 — расчет с использованием метода

конечных элементов в двумерной постановке для макета позиции 1; 7 — аналогично позиции 6, но в трехмерной постановке; 8 — аналогично позиции 7 для макета позиции 3; 9 — аналогично позиции 7 для макета позиции 4. Номера СЧ для всех позиций идентифицированы по собственным формам колебаний и не превышают третий порядок.

Результаты, приведенные в табл. 2, показывают погрешность традиционного подхода (позиции 1 и 5); невозможность в рамках традиционного подхода учесть аксиальное положение лап (позиции 3, 4 и 5) и полярную протяженность крепления (позиции 2 и 5).

Двумерная конечно-элементная модель позволяет достаточно точно учесть конечное значение A_z (позиции 1 и 6). Трехмерная модель позволяет получить точные результаты для всех макетов (позиции 1, 3, 7, 8).

3. Для анализа совместного влияния конструктивных узлов на обобщенные массоупругие характеристики (например, СЧ) необходимо сочетание конечно-элементного моделирования в трехмерной постановке и учета результатов макетных экспериментов.

В качестве иллюстрации в табл. 3 приведены промежуточные результаты процесса корректировки конечно-элементной модели ЭМ П-32, закрепленной на фундаменте с помощью болтов. Измерялись и вычислялись три низшие СЧ. Использованы следующие позиции: 1 — эксперимент; 2 — расчет с помощью нескорректированной конечно-элементной модели (не учтены параметры машины, представляемые в неявном виде); 3 — расчет на модели после введения коэффициентов, учитывающих параметры полюсов, ротора, щеточного узла; 4 — расчет с помощью модели, не учитывающей параметры полюсов, ротора и щеточного узла, но введена конечная жесткость болтового крепления; 5 — полностью скорректированная модель.

Анализ данных, приведенных в табл. 3, показывает, что влияние дополнительных элементов неоднозначно (например, ротор увеличивает инерционность и жесткость торцевых условий), и удовлетворительный результат может быть получен только при учете всех определяющих параметров (смотрите следующий пункт).

4. Геометрические параметры ЭМ можно разделить по степени влияния на вибрацию на следующие группы:

определяющие: толщина и средний радиус ста-

Таблица 2

Номер собственной частоты	Номера позиций								
	1	2	3	4	.5	6	7	8	9
1	560	880	405	495	480	610	620	440	520
2	1590	1830	1220	1385	1440	1620	1680	1300	1410
3	3220	3540	3160	3270	3680	3250	3395	3300	3280

Таблица 3

Номер собственной частоты	Номера позиций				
	1	2	3	4	5
1	325	375	350	290	320
2	1005	870	1220	710	1080
3	2850	1995	2900	1650	3000

нины, длина поперечного сечения участка крепления, жесткость крепления машины;

существенные: аксиальные характеристики и центральный угол крепления, жесткость крепления подшипниковых щитов в радиальном направлении, жесткость крепления и размеры лап и полюсов;

незначительные: масса ротора, параметры элементов нежестко соединенных со станиной (обмотки), расположенных около торцов (щеточный узел) или имеющих малую по сравнению со станиной массу.

Сочетание указанных параметров определяет оптимальный состав РКС. Определяющие параметры должны учитываться в явном виде, существенные — в неявном, незначительные могут игнорироваться. Относительные погрешности при расчете СЧ в условиях пренебрежения указанными соотношениями составляют для определяющих параметров примерно 30%, для существенных — 15%, для незначительных — до 5%.

Погрешность при оценке уровня вибрации складывается из ошибок определений жесткости и инерционности отдельных элементов, а также коэффициента динамичности, включающего степень отстройки от резонанса и механизм учета внутреннего трения.

5. Отмечаемые при эксперименте резонансные пики, не поддающиеся описанию в рамках расчетных методик, объясняются следующими причинами:

резонансными явлениями между составляющими спектров вибровозмущающих сил и СЧ различных, в том числе и не совпадающих, порядков [4];

несимметричностью конструкции, ведущей к расщеплению СЧ одного порядка;

сочетанием резонансов на основных и неосновных элементах конструкции [3].

Для иллюстрации второй причины в табл. 4 приведены результаты измерения СЧ 2–4-го порядков упругоподвешенного базового макета с одним свободным торцом. Другой торец несет макет подшипникового щита, закрепленный с переменной жесткостью. Использованы три варианта крепления щита: 1 — крепление на восьми аксиальных болтах; 2 — переходная посадка (торец станины входит в кольцевой желоб щита); 3 — уже сточенная посадка, совмещающая условия предыдущих вариантов.

Изменение симметрии машины при одностороннем ужесточении торцевых условий начинает сказываться при ограничении радиального сме-

Таблица 4

Порядок колебаний	Номера вариантов		
	1	2	3
2	880	890	950
3	2500	2540	2590
4	4650	4680	4710
	4740	4740	5050

щения торца станины (переходная посадка), при этом все СЧ увеличиваются и расщепляются на составляющие (разница между расщепленными частотами зависит от степени несимметрии). В рамках трехмерного подхода с использованием метода конечных элементов расщепление частот может быть получено в результате математического эксперимента.

6. Анализ вибрации ЭМ должен быть дополнен определением устойчивости характеристик к технологическому и эксплуатационному изменению параметров конструкции. Математическое моделирование этого явления включает определение диапазона значений основных характеристик вибрации для выборки одинаковых машин и регрессионные зависимости изменения этих характеристик в процессе эксплуатации. Технологический разброс жесткости крепления полюсов в ЭМ П-32 приводит к изменению низшей СЧ на 5–10%, что в условиях неблагоприятного резонансного состояния этой машины превышает уровень вибрации на 3–5 дБ [3]. Неблагоприятность резонансного состояния П-32 заключается в том, что снижение жесткости крепления полюсов в процессе эксплуатации усиливает резонанс СЧ 2-го порядка с первой зубцовой составляющей электромагнитных вибровозмущающих сил.

Выводы

Определение вибрационных характеристик является достаточно точным при использовании трехмерных конечно-элементных моделей и сочетании математического и физического моделирования. При этом математические конечно-элементные модели массоупругих свойств конструкции ЭМ дополняются результатами специальных макетных экспериментов.

Выполненные автором исследования позволили получить программный комплекс, реализующий в рамках единого алгоритма все мероприятия по организации научных исследований, получению, интерпретации и уточнению результатов расчета и эксперимента. При этом определены причины повышенной погрешности традиционных методик: двумерные расчетно-конструктивные схемы и дополнительные допущения, вводимые на этапе математического моделирования (приближение "тонкого кольца" [1] и т.п.).

Для определения конкретного состава математических моделей и выдачи рекомендаций по созданию малошумных электрических машин созда-

на база данных, включающая описание влияния геометрии конструкции на ее вибрационные характеристики.

Список литературы

1. Медведев В.Т., Титюхин Н.Ф. Вибрации электрических машин//Итоги науки и техники. Сер. Электрические машины и трансформаторы. М.: ВИНИТИ. 1990. Вып.6.

2. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике. М.: Мир, 1975.

3. Шимберев В.Б. Разработка конечно-элементных моделей и исследование виброактивности статоров машин постоянного тока. Дис.... канд.техн.наук. Л., 1990.

4. Шумилов Ю.А., Чебанюк В.К. Асинхронные двигатели с улучшенными виброакустическими характеристиками. Киев: Техника, 1991.

УДК 621.313.3.:621.63:628.517.2

РАЗРАБОТКА МАЛОШУМНЫХ ВЕНТИЛЯТОРОВ НАРУЖНОГО ОБДУВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

М.П.КУХАРСКИЙ, канд.техн.наук, Ю.М.КОВАЛЕВ, Г.М.ЕФИМОВ

В последнее время уровень шума стал одним из приоритетных качеств электрических машин и при их проектировании выполняет фактически роль лимитера. Акустические и энергетические параметры закрепленных на валу вентиляторов и машин в целом жестко взаимосвязаны. Поэтому основным направлением снижения уровня вентиляционного шума является совершенствование конструкции активных частей машин и систем их охлаждения. Чем выше КПД машины и больше плотность оребрения, тем меньше могут быть диаметр вентилятора и уровень шума. Что касается собственно вентилятора, то здесь возможности снижения уровня шума ограничены и сводятся в основном к выбору оптимального диаметра рабочего колеса и кожуха вентилятора, оптимальной геометрии и количества лопаток и ряда других параметров.

Метод определения диаметра вентилятора в зависимости от допустимого уровня вентиляционного шума изложен в [1,2]. Он позволяет рассчитывать уровни вентиляционного шума двух- и многополюсных машин, а также машин с регулируемой частотой вращения с учетом структурной составляющей. Вопрос об оптимальном диаметре вентиляционного кожуха освещен в [3,4]. Показано, что у машин средней мощности, начиная примерно с габарита 100 мм, диаметр кожуха должен быть меньше диаметра оребрения станины. Это позволяет существенно, на 3–4 дБА и более, снизить уровень вентиляционного шума и одновременно на 20–50% уменьшить потребляемую вентилятором мощность, причем без каких-либо усложнений конструкции машины. Этот метод нашел широкое применение в асинхронных двигателях серий 4АМ, АИР и АИС.

В статье изложены результаты работ по экспериментальному определению оптимальной геометрии лопаток рабочего колеса с точки зрения акустики и КПД вентиляторов, а также ряд побочных результатов.

Для выполнения этих работ были отлиты из алюминиевого сплава две партии рабочих колес вентилятора с радиальными лопатками одинако-

вой формы, одна партия диаметром $D_2 = 300$ мм, другая — $D_2 = 385$ мм (рис. 1). Рабочие колеса этих вентиляторов практически геометрически подобны. Лопатки исходной формы при вращении ометают всю проточную часть вентилятора. В ходе экспериментов форма лопаток менялась путем постепенной подрезки соответствующих кромок. Методика этих экспериментов описана в [5].

Вентиляторы диаметром 300 мм испытывались на двигателе 4А180М4. Диаметр серийного кожуха был больше диаметра оребрения станины на 15–20 мм, диаметр входной решетки составлял 270 мм. Уровень звука L (дБА) определялся в заглушенной камере по ГОСТ 11929-87 при частотах питания 75, 50, 33 и 25 Гц. Расход воздуха Q ($\text{м}^3/\text{с}$) измерялся на аэродинамической установке с наддувом при скорости вращения $n = 1500$ об/мин. Потребляемая вентилятором мощность P_v (Вт) определялась по результатам опытов холостого хода как разность потребляемых мощностей с вентилятором на валу и без него при $n=1500$ об/мин. Измерения производились тремя независимыми группами испытателей.

Вентиляторы диаметром 385 мм испытывались на двигателе АИР225М4 по той же методике. Диаметр серийного кожуха был меньше диаметра оребрения станины на 25–30 мм, диаметр входной решетки составлял 320 мм.

В табл. 1 представлены результаты испытаний двигателей при постепенной подрезке лопаток рабочего колеса со стороны выхода потока воздуха из проточной части вентилятора под углом α к оси вращения при $n=1500$ об/мин и количестве лопаток $Z=6$ (рис. 1).

Из табл. 1 видно, что на двигателе 4А180М4 при $D_2 = 300$ мм подрезка верхней кромки лопаток до угла 30° мало влияет на расход воздуха (снижение всего на 2%), тогда как потребляемая вентилятором мощность уменьшается со 120 до 77 Вт (на 33%) и на 40-50% возрастает КПД вентилятора (КПД — это отношение Q/P_v при $Q=\text{const}$). На двигателе АИР225М4 при $D_2 = 385$ мм КПД возрастает на 28% уже при подрезке лопаток под углом 20° . При этом снижается

Результаты подрезки лопаток на выходе потока из колеса

Тип двигателя и диаметр D_2	Угол подрезки	Абсолютные величины			Относительные величины		
		Расход воздуха Q , м ³ /с	Потребляемая мощность P_B , Вт	Уровень шума L , дБА	$Q/L \cdot 10^3$	$Q/P_B \cdot 10^3$	$L/P_B \cdot 10^3$
4A180M4, $D_2=300$ мм	0	0,258	120	74,3	3,47	2,13	6,14
	15°	0,252	112	74,4	3,39	2,25	6,65
	30°	0,252	77	73,8	3,41	3,27	9,58
	45°	0,220	75	73,7	2,98	2,93	9,80
АИР225М4, $D_2=385$ мм	0	0,326	294	75	4,35	1,10	2,55
	15°	0,307	236	74	4,15	1,36	3,14
	20°	0,304	217	73	4,16	1,41	3,37

уровень шума на 0,5 дБА в первом случае и на 2,0 дБА — во втором.

Увеличение КПД вентиляторов при подрезке выходных кромок под углом до 30° объясняется увеличением почти вдвое объема камеры за рабочим колесом, в которой происходит преобразование динамического давления в статическое, а также поворот потока в сторону межреберных каналов станины. Чем больше объем камеры, тем больше статическое давление и тем меньше потери энергии на поворот потока.

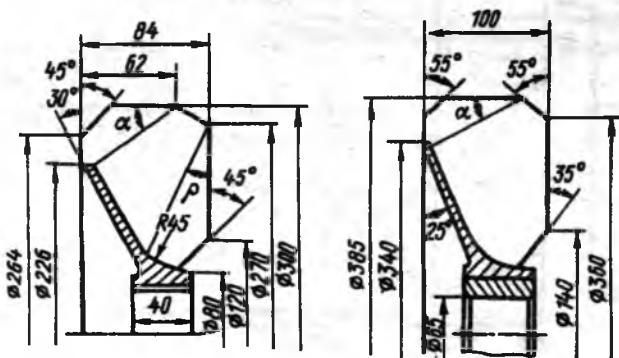
Снижение уровня шума обусловлено в первую очередь наклонным положением выходной кромки после подрезки по отношению к оси вращения (на максимальном диаметре находится только небольшая часть этой кромки). Кроме того, с увеличением длины кромки скорость воздуха на кромке уменьшается и соответственно снижается уровень шума. Наконец, известно, что повышение КПД вентилятора всегда связано с снижением уровня шума. Так, при испытаниях на двигателе АИР225М4 восемнадцати вентиляторов с лопатками разной конфигурации, но одинакового диаметра $D_2 = 385$ мм установлено [3], что уровень вентиляционного шума прямо пропорционален средним значениям потребляемой вентилятором

мощности и за счет изменения формы меняется в пределах 3 дБА.

Аналогичная серия испытаний вентилятора диаметром 300 мм при постепенной подрезке входных кромок всех лопаток под углом к плоскости вращения (рис. 1) показала, что общий характер изменения расхода воздуха и потребляемой мощности остался таким же, как и при подрезке выходных кромок, однако по абсолютным величинам влияние подрезки входной кромки меньше, чем выходной. Так, при подрезке до $\beta=30^\circ$ расход воздуха остался практически постоянным, потребляемая мощность уменьшилась со 120 до 100 Вт (на 16%), а уровень шума снизился с 75 до 73,5 дБА.

При подрезке входных кромок увеличивается расстояние между соседними лопатками на малом диаметре, а поворот потока к входу в колесо происходит в том месте, где находились срезанные участки лопаток. Соответственно уменьшаются аэродинамическое сопротивление на входе потока в колесо и потребляемая вентилятором мощность. Имеются данные о том, что при одновременной подрезке лопаток со стороны входа и выхода потока оптимальный угол подрезки входной кромки меньше 30° (15–20°).

Поток воздуха в межлопаточных каналах можно рассматривать, как плоское потенциальное (безвихревое) течение (рис. 2), у которого крайние линии тока совпадают с образующими диска вентилятора и боковой кромки лопаток (или кожуха). Тогда полученные результаты можно интерпретировать тем, что у колес оптимальной геометрии образующие входной и выходной кромок лопаток должны совпадать с эквипотенциальными линиями, т.е. быть перпендикулярными линиям тока. Так, если конусность диска составляет 150–160°, а конусность кожуха — 90°, то соответствующий угол наклона входной кромки будет равен 15°, выходной 60–70° к плоскости вращения. Углы между смежными разноименными кромками



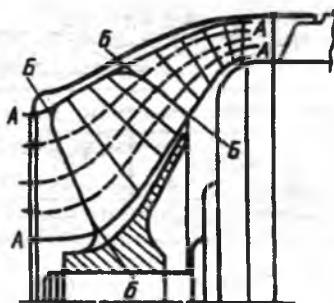


Рис. 2. Схема потенциального течения в проточной части и профилирования лопаток рабочего колеса:
А-А — крайние линии тока; Б-Б — эквипотенциальные линии

лопаток необходимо скруглять или срезать по диагонали.

Из приведенных данных следует, что придание лопаткам рабочего колеса геометрии, соответствующей этому правилу, позволяет на 25–35% уменьшить потребляемую вентилятором мощность и на 2–3 дБА снизить уровень вентиляционного шума практически без уменьшения расхода воздуха.

При использовании этого правила необходимо помнить, что чем меньше габарит машины (и соответственно диаметр вентилятора), тем больше аэродинамическое сопротивление сети, на которую он работает. Преодолеть или хотя бы смягчить это противоречие можно, если в рамках указанного правила с изменением габарита машины менять тип вентилятора (рис. 3). У машин младших габаритов (до $H = 12$ мм) вентилятор должен быть тихоходного типа — с вытянутыми по радиусу сравнительно неширокими лопатками ($b/D_2 = 0,2$) и уменьшенным диаметром входной решетки ($D_c/D_2 = 0,75+0,8$). На машинах средних габаритов (до $H = 225$ мм) целесообразно применять вентиляторы с меридионально-ускоренным потоком — $b/D_2 = 0,25+0,30$; $D_c/D_2 = 0,85+0,95$. На двухполюсных машинах и машинах старших габаритов (более $H = 225$ мм) следует применять полуосевые вентиляторы — с вытянутыми по диагонали широкими лопатками — $b/D_2 = 30+35$; $D_c/D_2 = 0,9+1,0$. Эти рекомендации широко использованы в двигателях серий АИР и АИС.

Третья серия испытаний проводилась на двигателе 4А180М4 при постепенной подрезке лопаток исходного колеса (рис. 1) по диаметру, параллельно оси вращения. Вентилятор диаметром 300 мм имел восемь лопаток. Результаты испытаний при $n=1500$ об/мин представлены на рис. 4.

Видно, что при уменьшении диаметра колеса с 300 до 270 мм потребляемая мощность быстро уменьшается. Расчеты показали, что на этом отрезке она примерно пропорциональна диаметру колеса в пятой степени, как это следует из теории. Однако при дальнейшем уменьшении диаметра, когда он становится меньше диаметра входной решетки, характер зависимости меняется — потребляемая мощность с уменьшением диаметра колеса увеличивается. Аналогичный характер имеет зависи-

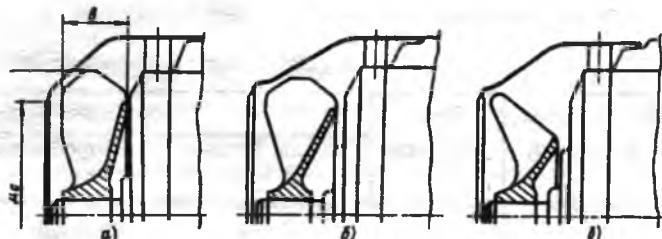


Рис. 3. Типы центробежных вентиляторов:
а — тихоходный; б — с меридионально ускоренным потоком;
в — полуосевой вентилятор

мость уровня шума от диаметра $L=f(D_2)$, однако в этом случае минимум приходится на диаметр 285 мм. При $n = 2250$ об/мин зависимость $L=f(D_2)$ имеет такой же характер, но точка минимума смешена и располагается на диаметре 270 мм. При $n = 1000$ и 750 об/мин с уменьшением диаметра до 285–275 мм уровень шума нарастает, достигает максимума, а затем быстро снижается.

Эти феноменальные результаты связаны, по-видимому, с изменениями диаметра поверхности нулевого статического давления и рециркуляцией воздуха во входной решетке [6]. Чем больше скорость вращения колеса, тем больше диаметр этой поверхности. С приближением диаметра поверхности нулевого статического давления к диаметру решетки начинается рециркуляция воздуха, которая вызывает повышение уровня шума и потребляемой вентилятором мощности.

В соответствии с этим при $n=750$ и 1000 об/мин диаметр поверхности нулевого статического давления мал, и колесо начинает работать в режиме рециркуляции уже при исходном диаметре колеса, а при его уменьшении до 285–275 мм шум достигает максимума. При $n = 1500$ и 2250 об/мин диаметр этой поверхности значительно больше диаметра входной решетки, рециркуляция воздуха во входной решетке начинается при подрезке лопаток до 285–275 мм и, по-видимому, достигает максимума, когда диаметр лопаток становится менее 250 мм.

Впоследствии это явление неоднократно наблюдалось при доводке вентиляторов двигателей серий АИР и АИС старших габаритов, особенно двухполюсных, когда диаметр колеса оказывался

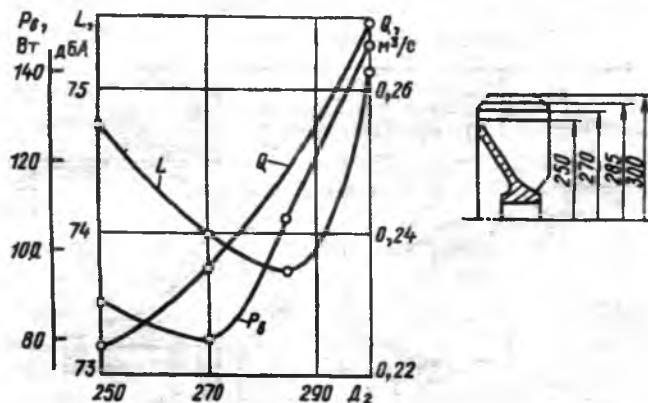


Рис. 4. Результаты подрезки лопаток по диаметру при $n = 1500$ об/мин

меньше диаметра входной решетки кожуха. Для предотвращения рециркуляции воздуха предусмотрено в этих двигателях на внутренней стороне кожуха крепить коническую кольцевую вставку, уменьшающую диаметр входной решетки. Благодаря этому удавалось снизить уровень шума на 2–3 дБА и заметно уменьшить потребляемую вентилятором мощность.

Реверсивные вентиляторы с радиальными лопатками никогда не могут работать в оптимальном аэродинамическом режиме, поэтому у них с увеличением количества лопаток уровень звука повышается. Серия испытаний вентиляторов диаметром 300 мм на двигателе 4A180M4 при $n = 1500$ об/мин показала, что при увеличении количества лопаток с трех до восьми уровень звука повысился с 74 до 75,2 дБА, расход воздуха — с 0,22 до 0,27 м³/с и потребляемая мощность — с 95 до 140 Вт. У вентиляторов большего диаметра и большей скорости вращения также увеличение количества лопаток приводит к повышению уровня шума на 2 дБА и больше. В связи с этим возникла идея попытаться снизить уровень шума вентиляторов путем уменьшения количества "шумящих" лопаток подрезкой каждой второй лопатки по диаметру параллельно оси вращения.

Уровень шума вентиляторов зависит от диаметра лопаток в шестой степени. У вентиляторов с лопатками разного диаметра он, очевидно, будет определяться в основном лопатками большого диаметра. А поскольку таких лопаток только половина от их общего количества, суммарный уровень шума также должен быть меньше, чем у вентиляторов с лопатками одинакового диаметра.

В табл. 2 приведены результаты испытаний двигателя 4A180M4 с шести- и восьмилопастными вентиляторами, сначала — со всеми лопатками исходной формы (рис. 1) диаметром 300 мм, потом — после подрезки второй лопатки до диаметра 260 мм.

Видно, что вентиляторы с лопатками разного диаметра при постоянном расходе воздуха потребляют энергии на 17–19% меньше. По уровню шума они также лучше, чем исходные вентиляторы.

Таблица 2
Результаты испытаний двигателя 4A180M4

Количество лопаток	Расход воздуха Q , м ³ /с	Потребляемая вентилятором мощность P_v , Вт	Уровень шума L , дБА	$Q/P_v \cdot 10^3$
Исходные вентиляторы				
8	0,270	140	75,2	1,93
6	0,258	120	74,3	2,15
Вентилятор с лопатками разного диаметра				
8	0,273	114	74,8	2,42
6	0,261	100	74,2	2,61

Показатель Q/P_v повысился на 20–25%, что свидетельствует о соответствующем КПД вентилятора.

В связи с положительными результатами этих испытаний встал вопрос об оптимальном соотношении диаметров подрезанных и неподрезанных лопаток, и была проведена на двигателе АИР225М4 серия испытаний из четырех вентиляторов с подрезанными лопатками разного диаметра. Диаметр неподрезанных лопаток оставался равным 385 мм (рис. 5).

Видно, что по значению отношения Q/P_v оптимальным является вентилятор, у которого диаметр подрезанных лопаток равен $D_2' = 325$ мм, а отношение $D_2'/D_2 = 325/385 = 0,85$. На двигателе 4A180M4 испытанный вентилятор имел подрезанные лопатки диаметром 260 мм, а отношение $D_2'/D_2 = 260/300 = 0,86$. По-видимому, такое соотношение диаметров подрезанных и неподрезанных лопаток является оптимальным.

У всех известных вентиляторов входные кромки лопаток расположены на одной конической поверхности. С приближением к оси вращения расстояние между соседними лопатками стремится к нулю. Поэтому, как указывалось, в центральной части рабочего колеса возникает большое аэродинамическое сопротивление входу потока в межлопастные каналы колеса. На преодоление этого сопротивления тратится много энергии и ухудшается КПД вентилятора. Для уменьшения этих потерь, очевидно, целесообразно уменьшить количество лопаток на входе потока в колесо. В то же время для увеличения расхода воздуха количество лопаток должно быть достаточно большим.

Этим противоречивым требованиям удовлетворяет вентилятор с лопатками разного диаметра и разной формы, показанной на рис. 6 [7]. Вентилятор имеет четное количество лопаток. У четных лопаток (показаны сплошными линиями) диаметр больше, чем у нечетных, а входная и выходная кромки расположены под углами 30 и 55° к плоскости вращения соответственно. Эти лопатки спрофилированы в соответствии с указанными правилами профилирования лопаток вентиляторов с меридионально-ускоренным потоком. У не-

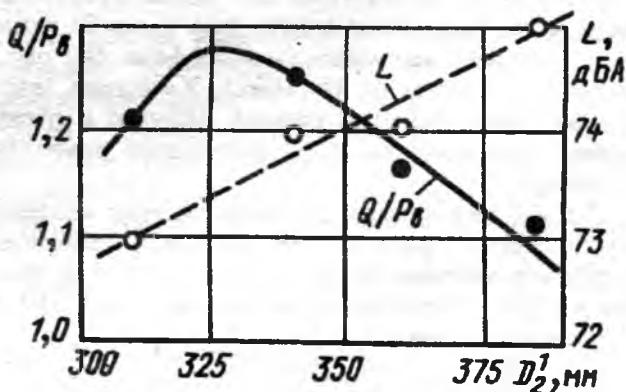


Рис. 5. Зависимость отношения Q/P_v и уровня шума от диаметра подрезанных лопаток

Таблица 3

Результаты сравнительных испытаний вентиляторов на двигателе АИР225М4

Тип вентилятора	Расход воздуха Q , м ³ /с	Потребляемая мощность P_v , Вт	Уровень шума L , дБА	$Q/P_v \cdot 10^3$
Исходный вентилятор	0,370	236	73,0	1,3
Вентилятор с подрезанными лопатками	0,306	188	72,0	1,6

сравнению с вентилятором оптимального профиля. Если за исходный принять вентилятор первоначальной формы (рис. 1, табл. 1), то отношение Q/P_v (КПД вентилятора) увеличилось на 45%, уровень шума снизился на 3 дБА.

Из-за вентилятор с лопатками разного диаметра и разной формы обладает весьма высокими акустическими и энергетическими качествами.

Таким образом, в результате выполнения исследований разработан ряд эффективных способов снижения уровня вентиляционного шума и потерь мощности без увеличения трудоемкости изготовления машин. Их комплексное применение позволяет на 5-8 дБА снизить уровень шума, на 30-60% уменьшить потребляемую вентилятором мощность без снижения интенсивности охлаждения. Часть из них нашла применение в асинхронных двигателях последних серий. В процессе работы выявлен ряд новых закономерностей, связывающих уровень шума вентиляторов с геометрией отдельных элементов системы охлаждения. Использование результатов работы повышает конкурентоспособность электрических машин.

Список литературы

1. Кухарский М.П., Кривошеев Б.Н., Ковалев Ю.М. К вопросу о методике расчета вентиляционного шума электродвигателей//Электротехника. 1992. № 1.
2. Кухарский М.П., Ковалев Ю.М. Расчет вентиляционного шума электрических машин//Электротехника. 1993. № 9-10.
3. Кухарский М.П. Метод снижения уровня вентиляционного шума электрических машин//Электротехника. 1991. № 4.
4. Кухарский М.П., Кривошеев Б.Н. Структура воздушного потока в межреберных каналах станины//Электротехника. 1991. № 5.
5. Асинхронные двигатели общего применения/Под ред. В.М. Петрова и А.Э. Кравчука. М.: Энергия, 1980.
6. Ковалев Е.Б., Богданов В.Д. Коэффициент теоретического напора центробежного вентилятора с радиальными лопатками//Энергомашиностроение. 1976. № 12.
7. А.с. 1707700 А1 СССР. Центробежный реверсивный вентилятор электрической машины/ М.П.Кухарский, Г.М.Ефимов, С.С.Самарский//Открытия. Изобретения. 1992. № 3.

Рис. 6. Вентилятор с лопатками разного диаметра и разной формы:

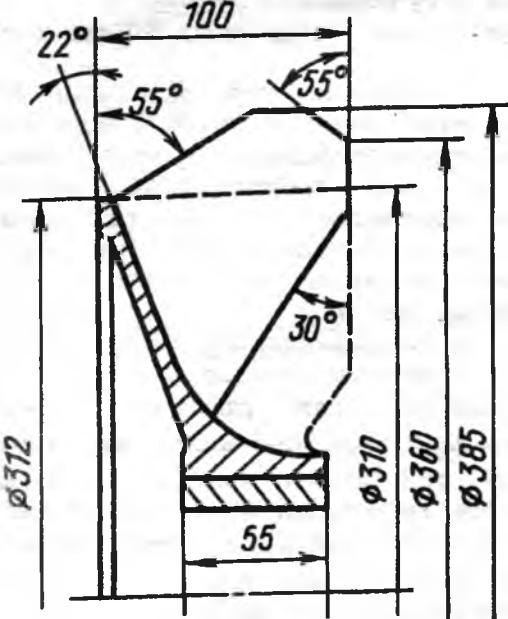
— профиль четных лопаток;
- - - профиль нечетных лопаток

четных лопаток входная кромка расположена перпендикулярно оси вращения, выходная — параллельно ей.

Поток воздуха на входе в колесо сначала встречается с половинным количеством нечетных лопаток. Расстояние между ними в два раза больше, а аэродинамическое сопротивление входу потока в четыре раза меньше, чем у обычных вентиляторов. К четным лопаткам поток подходит предварительно закрученным, поэтому аэродинамическое сопротивление на входе в эти лопатки также меньше, чем в случае лопаток одинаковой формы. По аналогичным причинам сопротивление на выходе воздушного потока из колеса с лопатками разного диаметра также меньше, чем у колес с лопатками одинакового диаметра. В результате уменьшается потребляемая вентилятором мощность, повышается его КПД, снижается уровень шума.

На двигателе АИР225М4 были проведены сравнительные испытания двух вентиляторов диаметром 385 мм. Один вентилятор имел 10 одинаковых лопаток оптимального профиля (на рис. 6 показан сплошными линиями). У другого вентилятора лопатки имели разный диаметр и разную форму (рис. 6). Результаты испытаний приведены в табл. 3.

Видно, что при постоянном расходе воздуха у вентилятора с разными лопатками потребляемая мощность меньше на 20%, показатель Q/P_v больше на 23%, а уровень шума меньше на 1 дБА по



ПРОГНОЗИРУЮЩИЙ РЕГУЛЯТОР ПОЛОЖЕНИЯ В СЛЕДЯЩЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

В.Г.АЛФЕРОВ, И.М.ХУСАИНОВ, канд.техн.наук, Р.М.ХУСАИНОВ

Большинство существующих систем следящего электропривода построено на реагировании регуляторов системы на отклонение или возмущение в момент выработки управляющего сигнала. Это ограничивает возможности систем по быстродействию и точностным показателям.

Цель описываемых исследований – на основе сигнала ошибки в предшествующие управлению моменты времени прогнозировать поведение системы и соответственно осуществлять управление ею по результатам этого прогноза, не дожидаясь развития процесса.

Эксперименты проводились на модели одно-массовой системы следящего электропривода (рис. 1). Изменениям подвергался только регулятор положения, скоростная подсистема во всех случаях считалась оптимизированной по некоторому критерию, допустим по принципу подчиненного регулирования с передаточной функцией $W_c(p)$.

Предлагается использовать следующий принцип прогнозирования ошибки: на этапе проектирования и наладки системы на ее скоростную подсистему (или ее модель) подаются тестовые импульсы по каналам возмущения и управления, отслеживается переходный процесс на необходимую глубину, и по этим данным организуется управление системой.

На скоростную подсистему подавалось возмущение в виде импульсов тока различной амплитуды, но одинаковой длительности в одну временную дискрету. Один из полученных переходных процессов показан на рис. 2. Было выяснено, что значение рассогласования в каждый момент времени kT после подачи импульса возмущения M_c прямо пропорционально амплитуде этого импульса. Таким образом, если один раз отследить переходный процесс $\delta(t)$, измерить значение рассогласования в моменты времени kT и рассчитать коэффициенты пропорциональности между значениями рассогласования, то можно по значению ошибки в момент окончания тестового импульса рассчитать ошибку в конце переходного процесса.

Аналогично ведет себя система и по отношению к управляющим импульсам U_{sc} , подаваемым на вход скоростной подсистемы.

Если теперь на систему, находящуюся в согласованном положении, подать импульс возмущения неизвестной амплитуды, определить значение рассогласования в момент окончания импульса, рассчитать по нему значение ошибки к концу переходного процесса, то по этой ошибке можно найти управляющий импульс на входе скоростной подсистемы, который приведет систему к такому же рассогласованию, но с обратным знаком. Этот импульс нужно подать на систему сразу после его определения, т.е. в момент окончания импульса возмущения. На рис. 2 это момент k . Переходные процессы от действия двух импульсов наложатся друг на друга, и окончательное рассогласование в системе станет близких к 0. Тем не менее, поскольку импульс управления запаздывает относительно импульса возмущения, отклонение все же будет иметь место. Этот переходный процесс изображен на рис. 3 и подчиняется тем же правилам, указанным выше, т.е. ошибка в каждый момент времени kT прямо пропорциональна ошибке в момент окончания импульса возмущения.

Возмущающее воздействие рассматривается как последовательность прямоугольных импульсов различной амплитуды с длительностью, равной одной временной дискрете. Каждый из этих импульсов вызывает определенные отклонения в системе, которые могут быть скомпенсированы соответствующим импульсом управления. Задача состоит в том, чтобы определить, какая доля в суммарной ошибке на выходе системы в данный момент является следствием последнего импульса, и по этой доле определить необходимое управляющее воздействие.

Построение регулятора на основе описанного принципа прогнозирования было осуществлено следующим образом.

Для определения коэффициентов пропорциональности, используемых при работе регулятора, на систему подавался импульс управления с амплитудой, равной 1. Коэффициент пропорциональ-

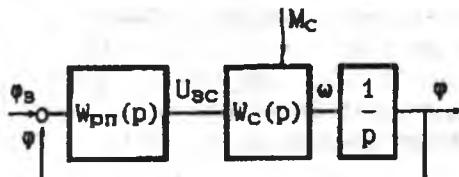


Рис.1. Структурная схема модели

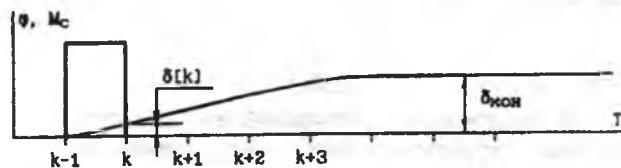


Рис.2. Переходный процесс при действии возмущающего импульса

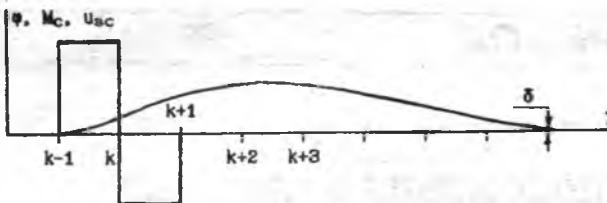


Рис.3. Переходный процесс при действии возмущающего и управляющего импульсов

ности a_y вычислялся по формуле:

$$a_y = \frac{1}{\delta_{\text{кон}}}, \quad (1)$$

где $\delta_{\text{кон}}$ — ошибка в конце переходного процесса.

При подаче импульса возмущения единичной амплитуды вычисляется соответствующий коэффициент пропорциональности a_b :

$$a_b = \frac{\delta_{\text{кон}}}{\delta[k+1]}, \quad (2)$$

где $\delta[k+1]$ — ошибка в момент времени $k+1$.

Умножив ошибку $\delta_{\text{кон}}$ в конце импульса возмущения на a_b , получим окончательное отклонение. Если это отклонение умножить на a_y , получим требуемое управляющее воздействие. Таким образом, чтобы по ошибке в момент окончания импульса возмущения определить амплитуду требуемого для компенсации импульса управления, значение ошибки необходимо умножить на суммарный коэффициент M :

$$M = a_b a_y. \quad (3)$$

Далее на этапе наладки на систему в момент $k-1$ (рис. 3) подавался импульс возмущения. В момент k определялась ошибка $\delta[k]$ и по ней вычислялась амплитуда требуемого импульса управления по формуле $U_y[k] = M\delta[k]$. Этот импульс подавался на вход скоростной подсистемы, и переходный процесс отслеживался до момента, после которого значение ошибки не превышало 5% от $\delta[k]$ (определение погрешности относительно $\delta[k]$ связано с тем, что регулятор реагирует именно на эту величину). Так как ошибка в следующий момент времени после последнего контролируемого интервала будет считаться вызванной новым возмущением, целесообразно отслеживать процесс не до входа в 5%-ую зону, а до ближайшего момента согласования. Из этих соображений определялось количество временных интервалов n , определяющее глубину прогнозирования. Ошибка $\delta[k+i]$ в каждый момент времени $k+i$ (где $i=1, 2, \dots, n$) сравнивалась с $\delta[k]$ и вычислялся соответствующий коэффициент пропорциональности B_i :

$$B_i = \frac{\delta[k]}{\delta[k+i]}. \quad (4)$$

На основании полученных данных работа регулятора строилась по следующему алгоритму (рис. 4):

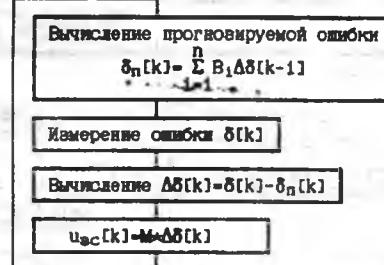


Рис.4. Алгоритм работы регулятора положения

Прогнозируемая ошибка вычислялась по формуле:

$$\delta_n[k] = \sum_{i=1}^n B_i \Delta \delta[k-i], \quad (5)$$

где $\delta_n[k]$ — прогнозируемая ошибка; B_i — коэффициенты пропорциональности; $\Delta \delta[k-i]$ — разность между прогнозируемой и реальной ошибками в момент $k-i$; n — глубина прогнозирования.

В этой формуле учтены составляющие от n предыдущих импульсов. Далее измерялась текущая ошибка $\delta[k]$ и их разница $\Delta \delta[k]$ умножалась на вычисленный ранее коэффициент M . Результат представляет собой амплитуду требуемого импульса управления.

Рассмотрим синтез регулятора положения (рис. 1) на основе описанных принципов. За основу взята скоростная подсистема, изображенная на рис. 1. Для регулятора положения выбираем временную дискрету $h = 0,005$ с. Проводим описанные тестовые опыты. Подаем единичный управляющий импульс на вход скоростной подсистемы. Рассогласование в конце переходного процесса составляет $7,24637E-2$. Отсюда по формуле (1) рассчитываем коэффициент a_y :

$$a_y = \frac{1}{\delta_{\text{кон}}} = \frac{1}{7,24637E-2} \approx 13,80.$$

Подаем на систему единичный импульс возмущения. Рассогласование в конце импульса составляет $-2,38749E-5$, в конце переходного периода — $-2,68882E-4$. Рассчитываем по формуле (2) коэффициент a_b :

$$a_b = \frac{\delta_{\text{кон}}}{\delta[k+1]} = \frac{-2,68882E-4}{-2,38749E-5} \approx 11,26.$$

По формуле (3) вычисляем коэффициент M :

$$M = a_b a_y \approx 155,417.$$

При подаче одиночного импульса управления в ответ на единичный импульс возмущения ошибка в конце переходного процесса составляет достаточно малую величину $\delta = 4,3529E-10$. Вход в 5%-ую зону происходит при $i = 20$, ближайшее согласованное положение — при $i = 21$, соответственно регулятор должен вести прогнозирование на глубину $n = 21$.

После вычисления коэффициентов B_i на основании (4) строился прогнозирующий регулятор и исследовалась модель системы при его наличии. На рис. 5 представлены переходные процессы в системе при возмущении в виде наброса и сброса нагрузки (рис. 5, а). Ток (рис. 5, б) при этом нарастал быстрее (кривая 1), чем в традиционной системе с регулятором положения, настроенным на симметричный оптимум (кривая 2); перерегулирование в токе не превышало 50%. Однако наблюдался расходящийся колебательный процесс в регуляторе на частоте дискретизации. Экспериментально установлено, что колебательность можно снизить, уменьшив коэффициент B_1 регулятора. Снижение B_1 с 2,92648 до 2,92 полностью устраняет колебания.

Поскольку система с таким регулятором является статической, имеет место ошибка в выходной координате (рис. 5, в). Как и в традиционных системах, уменьшить статическую ошибку можно, увеличив коэффициент усиления регулятора. В нашем случае это выполняется умножением коэффициента M на дополнительный коэффициент усиления M_d . При $M_d = 3$ были получены переходные процессы, показанные на рис. 5, г, д. На рис. 5, г показано поведение тока в системе с прогнозирующим регулятором (кривая 1); для сравнения показан переходный процесс в токе для традиционной системы (кривая 2). На рис. 5, д – соответствующие графики переходного процесса в выходной координате. Кривая 1 – система с прогнозирующим регулятором, кривая 2 – традиционная система. Перерегулирование в токе не превышает 100%, что может обеспечить практически любой двигатель постоянного тока. Появившийся колебательный процесс быстро затухает, однако дальнейшее увеличение коэффициента M_d нецелесообразно с точки зрения устойчивости системы.

Далее оценивалось влияние временной дискретности на характеристики регулятора. После выполнения всех описанных операций для регулятора с $h = 0,0033$ с основные свойства системы остались практически без изменений. Однако дополнительный коэффициент усиления в такой системе может быть увеличен с 3 до 5 с сохранением быстрого затухания колебательного процесса, и при этом соответственно уменьшится статическая ошибка на выходе системы. Платой за такое уменьшение статической ошибки является увеличение требуемой глубины прогнозирования n .

Для дальнейших исследований был выбран регулятор с $h = 0,0033$ с, поскольку в системах, имеющих в своем составе тиристорный преобразователь с мостовой схемой выпрямления и работающих в сетях с частотой 50 Гц, это значение равно естественной временной дискретете, что должно облегчить организацию снятия информации о координатах системы.

Проводились испытания работы системы с прогнозирующим регулятором положения при наличии ограничений. В этих условиях выработанный регулятором положения импульс управле-

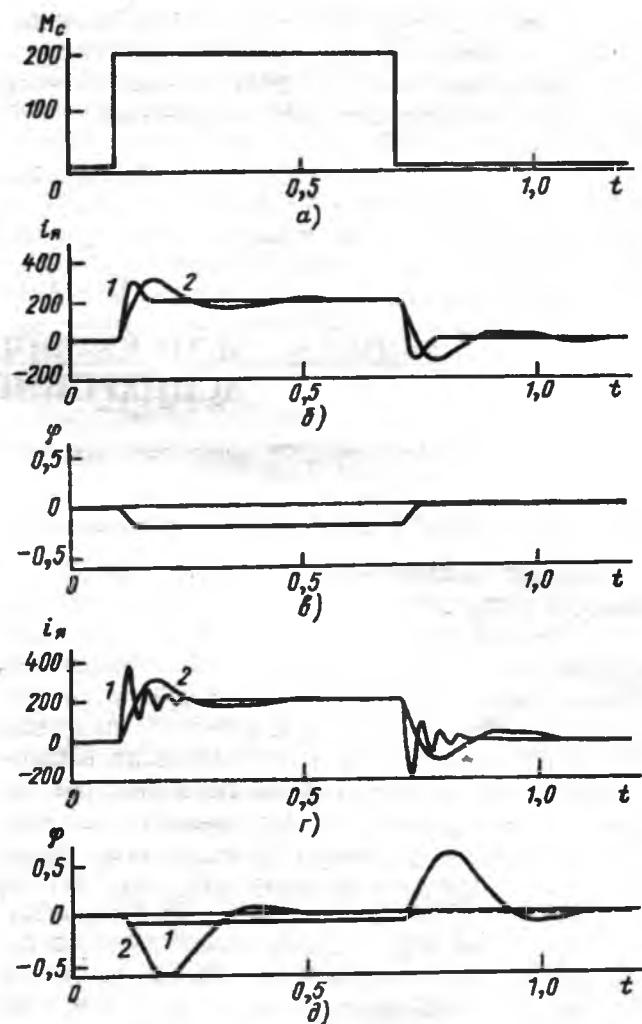


Рис.5. Переходные процессы в следящем ЭП при действии возмущения M_c

ния в силу ограничений не доходит до исполнительного органа в неискаженном виде и ошибка в контролируемом переходном процессе заведомо будет отличаться от прогнозируемой. Однако все отличия будут восприниматься регулятором как следствие новых возмущений, и на них будутрабатываться новые импульсы управления, в данном случае компенсирующие влияние ограничений.

Поскольку период дискретизации равен 2-5 мс, практически нет ограничений в выборе элементной базы. Стоимость замены традиционного регулятора на предлагаемый при серийном производстве будет приближаться к стоимости микропроцессорного комплекта, а при модернизации установленного оборудования, оснащенного вычислительной техникой (станки с ЧПУ, контроллеры, управляющие ЭВМ), весь процесс замены регулятора может свестись к замене программы работы электропривода.

Выходы

1. Прогнозирование позволяет предсказать поведение объекта и управлять им не по отклонению от задания, а по отклонению от прогноза, что существенно повышает быстродействие и точность системы.

2. Построенный на принципе прогнозирования регулятор положения дает существенные преимущества по сравнению с регулятором, построенным по принципу подчиненного регулирования.

3. Разработанный регулятор достаточно прост в изготовлении и наладке, что позволяет использовать его как при разработке новых систем, так и при модернизации существующих.

УДК 621.313.333.076.5.001.8

ОСОБЕННОСТИ КВАЗИЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Л.Б.МАСАНДИЛОВ, доктор техн.наук, проф., Ю.И.ГЕТМАН, канд.техн.наук, В.Л.МЕЛИХОВ

Московский энергетический институт

Для ряда механизмов применяется асинхронный электропривод с преобразователем напряжения, который чаще всего содержит три пары встречно-параллельно соединенных тиристоров. Система электропривода тиристорный преобразователь напряжения — асинхронный двигатель (ТПН-АД) характеризуется относительно небольшой стоимостью, простотой и позволяет регулировать скорость двигателя. Основной режим системы ТПН-АД — фазовый. Исследования показывают, что технические возможности этой системы можно значительно расширить за счет квазичастотного режима АД. Поэтому квазичастотный режим представляет интерес для ряда исследований, что видно по публикациям в патентных и журнальных источниках [1—6]. Вместе с тем в технической литературе недостаточно описаны особенности квазичастотного управления АД.

Под квазичастотным управлением (КЧУ) асинхронного двигателя авторы понимают периодическое подключение АД к сети переменного тока постоянной частоты, когда подключенное к сети состояние двигателя циклически чередуется с отключенным. В качестве коммутирующих элементов, производящих указанные переключения, целесообразно по условиям обеспечения минимальной стоимости преобразователя использовать тиристоры, включенные по схеме рис. 1.

На рис. 1 приведена рациональная схема управления АД, в которой обеспечивается как квазичастотный, так и фазовый режимы управления. В этой схеме используется ТПН, в котором система импульсно-фазового управления (СИФУ) снабжена двумя входами: входом управления I (на который подается напряжение управления U_y , осуществляющее изменение угла α управления тиристоров) и релейным входом блокировки II (на который подается разрешающий сигнал Q_k). Ко входу II подключен блок квазичастотного управления (БКЧУ). При изменении U_y на входе I СИФУ осуществляется регулирование амплитуд гармоник напряжения на статоре АД, а при изменении параметров КЧУ на входе БКЧУ регулируются частоты этих гармоник.

Если Q_k равен логической единице, то формируемые в СИФУ импульсы поступают на управляющие входы тиристоров. Если же Q_k равен логическому нулю, то управляющие импульсы на выходе СИФУ отсутствуют. В случае непрерывного формирования на входе II единичного сигнала АД будет работать в режиме обычного фазного управления. В тех же случаях, когда сигнал Q_k на входе II СИФУ периодически изменяется, соответственно изменяется и состояние СИФУ, что вызывает периодическое подключение АД к питающей сети и обеспечивает режим КЧУ двигателя. При этом напряжение на АД несинусоидально и содержит ряд гармонических составляющих. Установлено, что при КЧУ значимыми для работы АД являются те гармоники напряжения, частоты которых равны и ниже частоты сети. Они в дальнейшем называются частотами значимых гармоник.

Для реализации КЧУ большой практический интерес представляют две следующие зависимости изменения сигнала Q_k .

Первая зависимость разрешающего сигнала (первый алгоритм КЧУ):

$$Q_k = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq t_m; \\ 0 & \text{при } t_m \leq t \leq T_{mn}, \end{cases} \quad (1)$$

где $T_{mn} = t_r(m+n)$ — пропорциональное выбранному постоянному временному интервалу (такту)

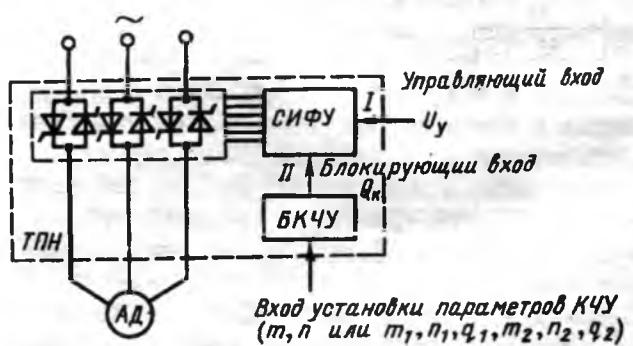


Рис. 1. Система тиристорный преобразователь напряжения — асинхронный двигатель с блоком квазичастотного управления

t_{τ} время цикла (период) изменения сигнала Q_k ; $t_m = mt_{\tau}$ и $t_n = nt_{\tau}$ — время наличия и отсутствия управляющих импульсов на тиристорах в каждом цикле; m, n — целые числа (параметры КЧУ).

Постоянный временной интервал t_{τ} в целое число раз меньше одной шестой части периода сетевого напряжения T_c , т.е. $T_c/t_{\tau} = 6r$, где r — целое число.

Для зависимости (1) частоты значимых гармоник

$$f_v = f_c \left(1 - \frac{T_c}{t_{\tau}} \frac{k}{m+n} \right), \quad (2)$$

где k — целое число, удовлетворяющее неравенству

$$0, 1, \dots, \leq k \leq 2(m+n)t_{\tau}/T_c. \quad (3)$$

Вторая зависимость разрешающего сигнала (второй алгоритм КЧУ):

$$Q_k = \begin{cases} Q_{k1} & \text{при } 0 \leq t \leq T_{q1}; \\ Q_{k2} & \text{при } T_{q1} \leq t \leq T_{q1q2}, \end{cases} \quad (4)$$

где $T_{q1q2} = T_{q1} + T_{q2}$ — период изменения Q_k , состоящий из двух временных интервалов T_{q1} и T_{q2} внутри каждого из них Q_k изменяется согласно первой зависимости (1), которая на временных интервалах T_{q1} и T_{q2} имеет параметры m_1, n_1 и m_2, n_2 и последовательно осуществляется q_1 и q_2 раз соответственно.

Для зависимости (4) частоты значимых гармоник

$$f_v = f_c \left(1 - \frac{T_c}{t_{\tau}} \frac{k_I q_1 + k_{II} q_2}{(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2} \right); \quad (5)$$

или

$$f_v = \frac{f_{v1}(m_1 + n_1)q_1 + f_{v2}(m_2 + n_2)q_2}{(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2}; \quad (6)$$

где

$$f_{v1} = f_c \left(1 - \frac{T_c}{t_{\tau}} \frac{k_I}{m_1 + n_1} \right);$$

$$f_{v2} = f_c \left(1 - \frac{T_c}{t_{\tau}} \frac{k_{II}}{m_2 + n_2} \right);$$

$k_I = 0, 1, 2, \dots$, и $k_{II} = 0, 1, 2, \dots$ — целые числа, удовлетворяющие неравенству

$$k_I q_1 + k_{II} q_2 \leq 2[(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2] \frac{t_{\tau}}{T_c}. \quad (7)$$

Согласно (6) возможно сформировать составляющую напряжения на АД с частотой f_v , значение которой можно приблизить к любой заданной частоте в области между f_{v1} и f_{v2} . Из (6) следует также, что, изменяя параметры $m_1, n_1, q_1, m_2, n_2, q_2$ можно осуществить в широком диапазоне плано-

вое регулирование частоты значимой гармоники, а следовательно, и скорости АД при КЧУ.

Для осуществления описанных алгоритмов формирования разрешающего сигнала $Q_k(t)$ разработаны устройства [1,2], обеспечивающие КЧУ согласно формулам (4) и (1).

Поскольку при КЧУ к статору АД подводится ряд гармоник напряжения, то момент АД в установившемся режиме состоит из постоянной и переменной во времени составляющих. Выявлено, что период изменения переменного момента составляет для первого алгоритма КЧУ

$$T_{m1} = t_{\tau}(m+n) = T_{mn}; \quad (8)$$

для второго алгоритма КЧУ

$$T_{m2} = t_{\tau}[(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2] = T_{q1q2}. \quad (9)$$

Для наиболее важного в практическом отношении случая, когда $t_{\tau} = T_c/6$, из (8) и (9) получаем:

$$T_{m1} = (m+n)/6f_c; \quad (10)$$

$$T_{m2} = [(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2]/6f_c. \quad (11)$$

На рис. 2 изображена механическая характеристика для квазичастотного режима АД при параметрах $m = 2$; $n = 6$; $T_c/t_{\tau} = 6$; $\alpha = 0$. Установлено, что вблизи синхронной скорости $\omega_{0v} = 2\pi f_v / p$ (где p — число пар полюсов) для какой-либо значимой гармоники амплитуда напряжения этой гармоники максимальна, а механическая характеристика АД имеет рабочие участки вида I, II и III. В данном случае согласно (3) $k = 0, 1, 2$; при этом из (2) находим частоты значимых гармоник $f_v = f_c; f_c/4; -f_c/2$, которым и соответствуют участки I, II и III приведенной на рис. 2 механической характеристики.

Первый и второй алгоритмы КЧУ, определяемые формулами (1) и (4) соответственно, характеризуются широкими возможностями по регулированию напряжения, тока, момента и скорости АД. Параметры КЧУ (m, n для первого алгоритма и $m_1, n_1, q_1, m_2, n_2, q_2$ для второго алгоритма) удобны для использования, поскольку дают возможность с помощью формул (2), (3) и (5)–(7) определить все частоты значимых гармоник с учетом их знаков. Если определяемые формулами (2), (5) и (6) значения частот $f_v > 0$, то составляющие фазных напряжений для этой частоты образуют прямую последовательность; если же $f_v < 0$, то они образуют обратную последовательность.

В патентной и журнальной технической литературе описаны другие алгоритмы КЧУ, однако они, по мнению авторов, имеют более частный характер по сравнению с первым и вторым алгоритмами. Кроме того, для этих алгоритмов указывается, как правило, только одна пониженная частота, что не дает достаточной информации об особенностях работы электропривода, поскольку

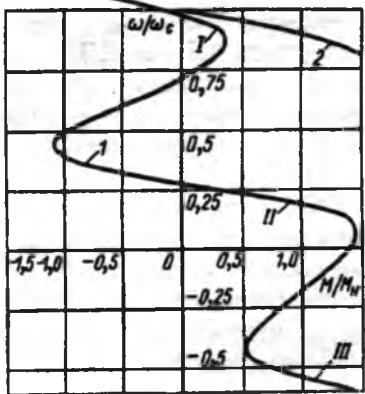


Рис. 2. Механическая характеристика АД при квазичастотном управлении (1) и естественная характеристика АД (2)

при КЧУ к АД принципиально прикладывается ряд гармонических составляющих напряжения.

Например, в [6] предложены четыре закона управления АД, которые автор называет частотно-шаговыми. В первом из законов к различным двум фазам сети циклически подключаются на один полупериод соответствующие пары фазных обмоток АД. При этом обеспечивается следующая частота изменения выходного напряжения АД [6]:

$$f_{\text{выхI}} = \frac{1}{6N - 1} f_c, \quad (12)$$

где $N = 1, 2, \dots$ – число полупериодов сети от начала коммутации одной пары тиристоров до начала коммутации следующей пары.

В [6] для первого упомянутого закона рассмотрены три случая его реализации:

случай 1: $N = 1$, тогда из (12) получаем $f_{\text{выхI}} = f_c/5$;

случай 2: $N = 2$, при этом каждый интервал коммутации какой-либо пары вентилей включает в себя один полупериод. Для $N = 2$ из (12) находим $f_{\text{выхI}} = f_c/11$;

случай 3: $N = 2$, причем каждый интервал коммутации какой-либо пары вентилей включает в себя два полупериода; и в данном случае для $N = 2$ из (12) определяем $f_{\text{выхI}} = f_c/11$.

Анализ приведенных в [6] материалов показывает, что указанные три случая реализации можно получить и в схеме рис. 1 с помощью описанных в статье первого и второго алгоритмов, если осуществить синхронизацию управляющих импульсов по линейному напряжению сети, обеспечить ширину управляющих импульсов не выше 120° и выбрать параметры КЧУ следующим образом:

для случая 1: $m = 1$, $n = 4$, $c/t_t = 6$. При этом из (3) и (2) получаем $k = 0,1$ и $f_v = f_c, -f_c/5$;

для случая 2: $m = 1$, $n = 10$, $c/t_t = 6$. Согласно (3) и (2) находим $k = 0,1,2,3$ и $f_v = f_c, 5f_c/11, -f_c/11, -7f_c/11$;

для случая 3: $m_1 = 1$; $n_1 = 5$; $q_1 = 1$, $m_2 = 1$; $n_2 = 4$; $q_2 = 1$; $c/t_t = 6$. В соответствии с (7) и (5)

определяем $k_1 q_1 + k_{II} q_2 = 0,1,2,3$ и $f_v = f_c, 5f_c/11, -f_c/11, -7f_c/11$.

Полученные результаты позволяют утверждать, что, например, в случае 3 имеются четыре значимых гармоники с частотами $f_v = f_c, 5f_c/11, -f_c/11, -7f_c/11$ (в [6] для случая 3 указана только одна частота $f_{\text{выхI}} = f_c/11$, остальные частоты не указаны); вблизи скоростей $\omega_c, 5\omega_c/11, -\omega_c/11$ и $-7\omega_c/11$, где ω_c – синхронная скорость на естественной характеристике, механическая характеристика АД имеет рабочие участки вида I, II или III (рис. 2); период изменения переменной составляющей момента АД согласно (11) равен $11T_c/6$ (в [6] не указан период изменения момента).

Рассмотренный пример показывает, что приведенные в статье простые формулы удобны и полезны для выявления особенностей КЧУ не только для первого и второго, но и для других алгоритмов его осуществления.

Квазичастотное управление АД имеет следующие достоинства: обеспечение стабильной пониженной скорости в разомкнутой системе регулирования и без тахогенератора; регулирование момента в широком диапазоне с плавным переходом из двигательного режима АД в тормозной; возможность осуществления электрического торможения в определенной зоне скоростей; простота реализации квазичастотного режима на базе обычного ТПН, имеющего простую силовую схему.

Кроме достоинств, КЧУ имеет и недостатки: наличие шума и вибраций АД; трудность осуществления торможения вблизи синхронной скорости АД.

Исследования выявили ряд свойств и особенностей КЧУ АД.

Из формул (2) и (5) следует важный вывод: частоты гармоник напряжения АД не зависят отдельно от параметров КЧУ m и n ; при заданном постоянном интервале t_t эти частоты зависят от значения суммы $m+n$. Что же касается амплитуд этих гармоник, то они, естественно, существенно зависят от каждого из указанных параметров. Выявлено, что изменением параметра m возможно при $m+n = \text{const}$ осуществить направленное регулирование момента АД. С целью увеличения тормозного момента АД необходимо уменьшить параметр m , а для повышения максимального момента в двигательном режиме параметр m нужно увеличить.

Установлено, что при увеличении угла α управления тиристоров возможно ограничить токи в обмотках и колебания момента АД при КЧУ, однако, при этом также уменьшается и максимальный момент АД.

Исследования показали, что, изменяя длительность поступающих к тиристорам управляющих импульсов, можно регулировать максимальное значение момента как в двигательном, так и в тормозном режимах АД. С целью увеличения тор-

мозного момента следует сформировать управляющие импульсы шириной $90\text{--}120^\circ$, а для повышения максимального момента в двигательном режиме нужно иметь ширину этих импульсов, равную $180^\circ - \alpha$.

Регулированием угла α можно для каждого определенного значения момента АД получить минимальный ток в обмотках статора. При этом выявлено, что скорости, при которых токи достигают соответствующих минимальных значений, примерно одинаковы при разных моментах сопротивления. Таким образом, при КЧУ регулированием угла α отпирания тиристоров можно обеспечить при изменении нагрузки на валу АД минимально возможные или близкие к ним потери в обмотках путем стабилизации угловой скорости ротора в замкнутой системе регулирования. Поскольку для ряда массовых механизмов, например, крановых, нежелательно использование тахогенераторов из-за усложнения механической части электропривода или по конструктивным соображениям, в качестве датчика скорости целесообразно применять электрические датчики косвенного действия [3]. Исследования показывают, что такая замкнутая система эффективна при КЧУ для $M_c < (0,5\text{--}0,6)M_{\text{ном}}$.

Для получения лучших технических и энергетических показателей в статических и динамических режимах электропривода целесообразно на отдельных этапах его работы подбирать соответствующие параметры системы управления (m , α и т.д.), например, путем программирования во времени сигналов задания этих параметров.

Наиболее важным достоинством КЧУ является большой диапазон регулирования скорости АД при плавном переходе из двигательного режима в тормозной, а также наличие стабильной скорости в разомкнутой системе регулирования. Принципиальной особенностью КЧУ является наличие переменной составляющей в моменте АД, вызывающей шум и вибрации при работе электропривода. Во многих случаях эта особенность является недостатком, ограничивающим область применения КЧУ. Вместе с тем КЧУ представляет значительный интерес для виброприводов, в которых рабочий орган совершает колебательное движение. В этих случаях переменная составляющая момента АД может оказаться полезной для работы электропривода. КЧУ целесообразно использовать для создания вибростендов, предназначенных для испытаний на вибропрочность различных изделий.

Квазичастотный режим представляет интерес и как специальный режим работы электропривода, выполненного по системе ТПН-АД. Переход от этого режима к обычному фазовому управлению в данной системе осуществляется путем установки параметра n равным нулю (рис. 1). Рациональное сочетание квазичастотного и фазового режимов значительно расширяет функциональные возможности электропривода по системе ТПН-АД.

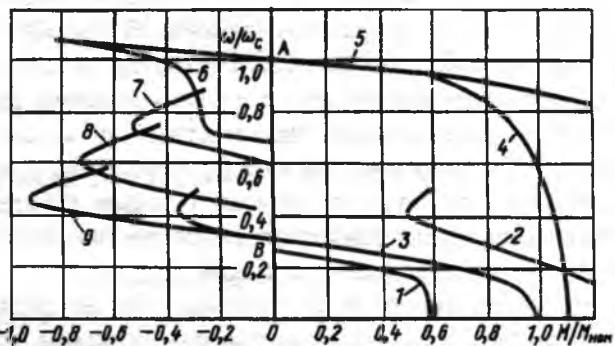


Рис. 3. Механические характеристики электропривода механизма передвижения, выполненного по системе ТПН-АД с квазичастотным и фазовым управлением:

- 1 — $m = 1$; $n = 7$; $\alpha = 50^\circ$;
- 2 — $m = 4$; $n = 4$; $\alpha = 50^\circ$;
- 3 — $m = 2$; $n = 6$; $\alpha = 50^\circ$;
- 4 — $\alpha = 60^\circ$;
- 5 — $m = 1$; $n = 0$; $\alpha = 0$; естественная характеристика;
- 6 — $m = 5$; $n = 12$; $\alpha = 0$;
- 7 — $m = 4$; $n = 10$; $\alpha = 0$;
- 8 — $m = 2$; $n = 8$; $\alpha = 0$;
- 9 — $m = 2$; $n = 6$; $\alpha = 0$

Поскольку КЧУ реализуется на базе простых и относительно дешевых вентильных структур и узлов системы управления, его целесообразно применять для тех массовых механизмов, где на первый план выдвигается требование использовать возможно более простые и дешевые электроприводы. Такими механизмами являются прежде всего вентиляторные и крановые.

Значительный интерес представляет использование КЧУ для плавного пуска механизмов с вентиляторным характером нагрузки, например, погружных насосов [5]. Установлено, что для удовлетворительной эксплуатации артезианских скважин, где используются погружные насосы, необходимо осуществить плавный пуск приводного АД длительностью примерно до минуты. При КЧУ возможно простыми средствами на базе схемы рис. 1 получить программный пуск АД любой длительности в разомкнутой системе регулирования путем надлежащего изменения во времени кодов параметров m , n на входе БКЧУ и сигнала U_y на входе I СИФУ. При этом осуществляется медленный разгон с обеспечением работы АД в течение заданного времени на промежуточных механических характеристиках (на участках вида II, рис. 2).

Большой интерес представляет система ТПН-АД с КЧУ для крановых электроприводов. Это обусловлено как видом механических характеристик при КЧУ (обеспечивающих плавный переход из двигательного в тормозной режим и стабильную работу электропривода на пониженных скоростях), так и простотой схемы управления ТПН с КЧУ. На базе системы ТПН-АД с КЧУ разработаны электроприводы механизма передвижения однобалочных мостовых кранов и тельферов. На рис. 3 приведены механические характеристики электропривода, предназначенного для механизмов передвижения мощностью до 1–2 кВт. Характеристики 1–3 и 6–9 получаются в квазичастотном режиме управления, а характеристики 4 и 5 — в фазовом режиме. В рассматри-

в квазичастотном режиме управления, а характеристики 4 и 5 — в фазовом режиме. В рассматриваемом электроприводе обеспечивается работа АД в установленном режиме с двумя уровнями скоростей — номинальной на естественной характеристике 5 и пониженной на характеристике 3, соответствующей квазичастотному режиму. Система управления осуществляет плавный программируемый пуск от нулевой и до малой скорости, а также от малой скорости до номинальной по характеристикам 1—5 и плавное программируемое торможение по характеристикам 3,5—9 от номинальной скорости до малой примерно за одинаковое время, которое чаще всего может быть принято равным 2—3с. Поскольку момент сопротивления в механизмах передвижения мостовых кранов не превышает $(0,3—0,4)M_{\text{ном}}$, то при работе в установленном режиме на характеристике 3 токи в статоре, а также уровни шума и вибрации оказываются ограниченными.

На рис. 4 приведена схема задания параметров системы управления электропривода механизма передвижения [4]. Цифровой задатчик командного кода (ЦЗК) с помощью цифрового компаратора (КЦ) и реверсивного счетчика (РС) осуществляет выборку данных, задающих параметры управления ТПН с БКЧУ (рис. 1), из постоянного запоминающего устройства ПЗУ. Выходной код ПЗУ непосредственно задает параметры для БКЧУ, через цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) регулирует сигнал U_y для СИФУ и через управляемый генератор (УГ) изменяет период следования тактовых импульсов РС, что дает возможность менять время работы электропривода на различных механических характеристиках (рис. 3). При поступлении команды с ЦЗК, например, на пуск АД, на КЦ возникает рассогласование входных сигналов, которое вызывает работу РС на увеличение его содержимого. С приходом каждого тактового импульса изменяется выходной код РС до тех пор, пока коды на выходах КЦ не сравняются. В процессе изменения кода на выходе РС из ПЗУ выбираются данные, последовательно обеспечивающие работу электропривода на характеристиках 1—5 (рис. 3). Аналогичным образом схема на рис. 4 работает при торможении. Адресное про-

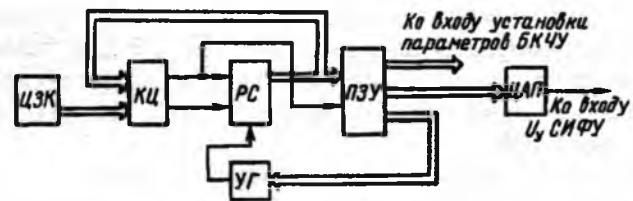


Рис. 4. Функциональная схема задания параметров систем управления электропривода механизма передвижения однобарабочего мостового крана

странство ПЗУ разбито на две части, задающие параметры системы управления при пуске и торможении. Выбор необходимой части адресного пространства ПЗУ осуществляется сигналом с одного из выходов неравенства КЦ.

Правильный учет особенностей квазичастотного управления АД, рациональное сочетание его с фазовым управлением, когда квазичастотный режим используется большой частью кратковременно, для непродолжительного регулирования скорости, позволит без вращающихся датчиков обратных связей увеличить функциональные возможности, а тем самым расширить область применения регулируемого массового асинхронного электропривода.

Список литературы

1. А.с.1376212 СССР. Способ регулирования скорости асинхронного электропривода/Л.Б.Масандилов, Ю.В.Рожанковский, Н.В.Крылов//Открытия. Изобретения. 1988. № 7.
2. А.с.1097156 СССР. Устройство для управления преобразователем переменного напряжения асинхронного двигателя/Ю.В.Рожанковский, Л.Б.Масандилоа, Н.Р.Степания и др./Открытия. Изобретения. 1985. № 18.
3. А.с. 1334346 СССР. Асинхронный электропривод Л.Б.Масандилов, Ю.В.Рожанковский, Н.В.Крылов//Открытия. Изобретения. 1987. № 32.
4. А.с.1810978 СССР. Устройство для управления асинхронным электродвигателем/Л.Б.Масандилов, Ю.И.Гетман, В.Л.Мелихов и др./Открытия. Изобретения. 1993. № 15.
5. Плавный пуск и торможение погружных насосных агрегатов водоподъема/Л.Б.Масандилов, Ю.В.Рожанковский, М.Т.Стомахина, Е.Л.Колосова//Электротехника, 1990. № 4. С. 19—22.
6. Портной Ю.Т. Регулируемый асинхронный электропривод с цифровым частотно-шаговым управлением//Электротехника. 1990. № 10. С. 41—49.

ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В СЕТЯХ 6–10 кВ

Ю.Ф.ВАСЮРА, В.А.ГАМИЛКО, кандидаты техн.наук, Г.А.ЕВДОКУНИН, доктор техн.наук, Н.И.УТЕГУЛОВ, канд.техн.наук

Проблема повышения надежности работы изоляции сетей с малыми токами замыкания на землю остается по-прежнему актуальной [1–4]. В последние годы эксплуатационный персонал ряда электрических станций, городских распределительных сетей и сетей промышленных предприятий самостоятельно принимает меры по ограничению перенапряжений и снижению аварийности работы оборудования сетей. В ограниченном порядке вводятся системы защитного отключения при однофазных замыканиях, внедряются высокоомные и низкоомные резисторы в нейтралях сети, устанавливаются нелинейные ограничители перенапряжений (ОПН) и др. Однако анализ электромагнитных переходных процессов и выбор мер по защите от перенапряжений представляют собой достаточно сложную проблему. Это прежде всего связано с многообразием видов перенапряжений (дуговые, коммутационные, феррорезонансные, резонансные и др.), не всегда очевидна связь тока замыкания на землю с уровнем пере-

напряжений, да и сам анализ процессов, как правило, возможен только с помощью специальных программ для ЭВМ. Поверхностное рассмотрение проблемы часто приводит к тому, что принимаемые решения не являются достаточно эффективными или, наоборот, приводят к дополнительным авариям в сети (например, при повреждении защитных устройств).

Цель статьи — описание основных видов перенапряжений с учетом основных факторов, влияющих на них, обоснование роли различных средств ограничения перенапряжений и необходимой комбинации их использования, а также практические рекомендации по выбору средств защиты.

Статья на основании многолетних исследований авторов показывает возможность повышения надежности работы изоляции сетей с малыми токами замыкания на землю при сохранении их эксплуатационного преимущества, связанного с возможностью работы при однофазном замыкании, за счет комплексного подхода к системе защиты от перенапряжений. Естественно, система защиты от перенапряжений может быть существенно упрощена, если есть возможность перехода к защитному отключению.

Расчетная схема сети и методы моделирования.

Расчетная схема замещения сети приведена на рис. 1. Здесь L_p, R_p — эквивалентные индуктивность и активное сопротивление прямой последовательности питающей сети; C_0, C_m — суммарная емкость кабельных (воздушных) линий относительно земли и между фазами; TH , D , ΔGR — условные обозначения трансформатора контроля изоляции, дугового промежутка и дугогасящего реактора; L_p, R_p, R_N — индуктивность реактора, его активное сопротивление и активное сопротивление в нейтрали.

Расчеты переходных процессов для данной схемы замещения выполнены с помощью программного комплекса RAST [5]. Программа предназначена для расчета переходных процессов в произвольных схемах электрических цепей, содержащих активные сопротивления, индуктивности, емкости, источники ЭДС и тока, выключатели, искровые промежутки, управляемые полупроводниковые вентили, нелинейные активные сопротивления, модель дугового промежутка, модели сложных ферромагнитных устройств. Схема магнитной цепи и электрических соединений обмоток может быть также произвольной. Исходные данные для ферромагнитных устройств (трансформатор напряжения, магнитно-вентильный управляемый реактор) задаются геометрическими размерами ферромагнитных стержней и ярм

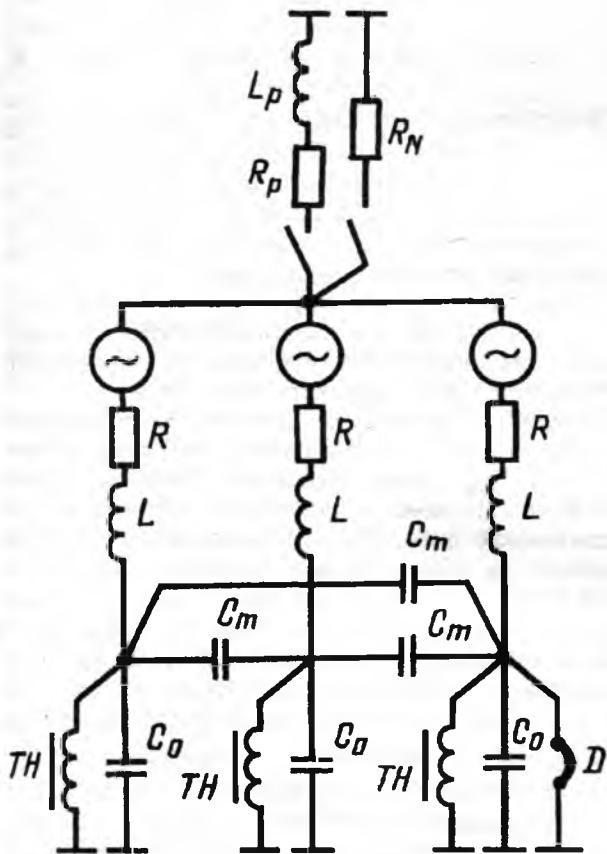


Рис.1. Расчетная схема сети для анализа дуговых и феррорезонансных перенапряжений

(длины и сечения) и схемой их соединения. Далее задается информация о расположении относительно магнитной цепи обмоток, их активном сопротивлении и числе витков. Любая обмотка может охватывать несколько стержней. Кроме ферромагнитных стержней обмотки могут охватывать изоляционные промежутки, которые моделируются условными "воздушными" стержнями. Их геометрические размеры определяются по размерам обмоток и магнитопровода, а магнитная проницаемость пространства, занимаемого обмотками или изоляцией, принимается равной проницаемости в воздухе. Наличие таких "воздушных" стержней позволяет довольно точно учитывать собственные и взаимные динамические индуктивности обмоток в условиях насыщения участков магнитопровода, так как в этом случае поток рассеяния изменяется в зависимости от магнитного состояния стержней. Кроме того, даже в том случае, когда кривая намагничивания (зависимость напряжения от тока) ферромагнитного устройства получена экспериментально, ее применение трудно обосновать, так как она, как правило, определяется при синусоидальном напряжении, а используется в расчетах при напряжении сложной формы.

Основными факторами, которые характеризуют перемежающуюся дугу, являются пробивное напряжение дугового промежутка, число повторных зажиганий, следующих после первичного пробоя, а также длительность непрерывного горения дуги после ее очередного зажигания. Большое разнообразие локальных мест однофазных повреждений в элементах электрооборудования и условий горения заземляющих дуг, трудно преодолимые проблемы теоретического анализа всех влияющих факторов в условиях их статистического характера не позволяют в настоящее время и в ближайшем будущем предложить какую-то определенную детерминированно-статистическую модель дугового промежутка. Однако роль и влияние отдельных перечисленных факторов можно уточнить. В исследованиях, результаты которых изложены ниже, использовалась математическая модель дугового промежутка (D) на основе динамического уравнения баланса энергии в дуговом канале заданной длины, учитывающая изменение радиуса столба дуги от времени и температуры [6]. Условия охлаждения канала дуги, влияющие на длительность ее горения до самопогасания, варьировались от слабого, отвечающего свободно горящей дуге в воздухе, до сильного, когда происходит более быстрое гашение. Степень охлаждения в последнем случае должна быть ограничена другими известными физическими соображениями (например, ником гашения [7], и др.). Пробивные напряжения канала дуги при первом и последующих пробоях задавались в исходных данных и обычно варьировались от амплитуды фазного напряжения до максимально возможного в заданных расчетных условиях. Основная необходимость учета уравнений дуги заключается в правильном отображении нелинейно меняющегося во времени

сопротивления дугового канала, которое, в свою очередь, позволяет существенно повысить точность определения свободного тока через дуговой промежуток и его затухание, а также определить высокочастотный максимум перенапряжений при дуговом замыкании. Моделирование дугового промежутка резистором постоянной величины, в частности, существенно завышает энергию, выделяющуюся в рабочем сопротивлении ОПН при ограничении им перенапряжений дуговых замыканий.

Высокоомное резистивное заземление нейтрали. Дуговые замыкания на землю являются наиболее частым видом повреждения и провоцируют более серьезные повреждения в сети, в том числе и многоместного характера.

Предложение Союзтехэнерго для снижения перенапряжений заземлять нейтрали сети с малыми токами замыкания на землю через активное сопротивление 100–130 Ом [1] представляется не вполне обоснованным по ряду причин. Сеть в этом случае лишается основного преимущества сетей с изолированной или компенсированной нейтралью — возможности длительной работы с заземлением фазы в одной точке. Кроме того, значение тока 30–40 А, которое является достаточным для стабилизации дуги и, следовательно, надежной работы релейной защиты, близко к критическому по условию самопогасания тока в этих сетях. А это значит, что остается возможность существования в сети перемежающихся дуг, которые необходимо учитывать при применении земляных защит. В противном случае длительное горение дуг с током 30–40 А повлечет за собой более быстрое развитие аварийных ситуаций и усугубит повреждения оборудования.

Теоретические исследования и опыт эксплуатации показывают, что повысить надежность работы сети без значительного искусственного увеличения тока замыкания на землю и без защитного отключения можно с помощью включения в нейтраль высокоомного резистора.

На рис. 2 в качестве примера приведена расчетная осциллограмма установившегося режима дугового замыкания в сети 6 кВ с изолированной нейтралью и током замыкания на землю $I_3 = 5$ А. Пробивное напряжение дугового промежутка принято близким к максимально возможному $U_{\text{пр}} = 1,65 U_{\Phi m}$ при времени горения дуги $f_d = 1,9$ мс. На рис. 2 показаны напряжения на поврежденной фазе U_a , неповрежденной U_b и на нейтрали U_N . Максимальная величина перенапряжений при установленном режиме многократных дуговых замыканий составляет $U_{\text{max}} = 2,8 U_{\Phi m}$.

Высокоомный резистор R_N в нейтрали системы (как правило, в нейтрали специального вспомогательного трансформатора мощностью не менее $S = U_{\text{ном}}^2 / 3R_N$) обеспечивает стекание заряда нулевой последовательности за время T между ближайшими замыканиями (при $U_{\text{пр}} > U_{\Phi m}$), составляющее полупериод промышленной частоты ($T = 0,01$ с). Сопротивление $R_N = T/3C_0$, где $3T \geq 0,01$ с.

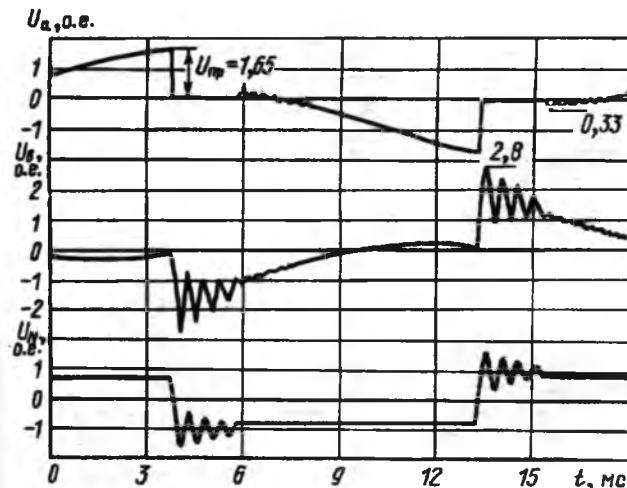


Рис.2. Расчетные осциллограммы при многократных дуговых замыканиях в сети ($I_3 = 5$ А) с изолированной нейтралью ($U_{\text{пр}} = 1,65$)

Резистор, выбранный из этого условия, создает в месте повреждения активную составляющую тока, равную емкостной. Действительно, ток замыкания $I_3 = 3\omega C_0 U_\Phi$, а ток резистора $-I_{R_N} = U_\Phi / R_N$. Из условия $I_3 = I_{R_N}$ получаем:

$$R_N = U_\Phi / I_3 = 1/3\omega C_0 = 1/900 C_0 = T/3C_0. \quad (1)$$

При чисто емкостной цепи замыкания на землю резистор, выбранный таким образом, увеличивает ток замыкания в $\sqrt{2}$ раз.

На рис. 3 показаны расчетные осциллограммы процесса первичного замыкания на землю в сети с током замыкания $I_3 = 5$ А и с резистором в нейтрали системы $R_N = 726$ Ом. Здесь первичное замыкание имело место на максимуме напряжения фазы А, а в дальнейшем пробивное напряжение было принято равным $U_{\text{пр}} = 1,05 U_{\text{ср}}$. Из рис. 3 видно, что первичное замыкание, сопровождающееся максимальным перенапряжением на неповрежденной фазе С $U_{\text{max}} = 2,2 U_{\Phi m}$ было единственным. Это произошло из-за того, что напряжение на нейтрали к моменту возможного второго замыкания становится нулевым, и, следовательно, перемежающаяся дуга при пробивных напряжениях выше фазного ($U_{\text{пр}} > U_{\Phi m}$) не возникает.

Важной особенностью применения высокоомного сопротивления в нейтрали по сравнению с компенсацией является то, что при уменьшении емкости сети постоянная времени стекания свободного заряда через выбранный по приведенным условиям резистор уменьшается, и, следовательно, эффект ограничения перенапряжений не изменяется. Если же увеличивается емкость (что бывает редко), то в диапазоне изменения ее на 20–30% кратность перенапряжений достигает не более $2,5 U_{\Phi m}$.

Кроме дуговых замыканий в сетях с изолированной нейтралью значительную опасность представляют феррорезонансные явления, связанные как с возникновением перенапряжений, так и с появлением длительных сверхтоков в обмотках измерительных трансформаторов, что, в конечном

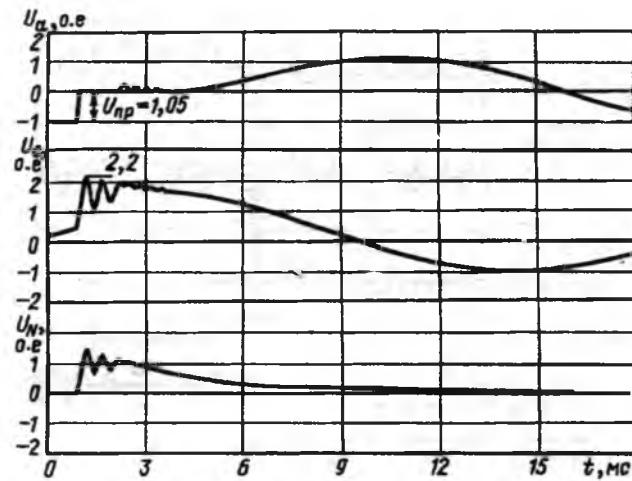


Рис.3. Расчетные осциллограммы при однократном замыкании в сети с высокоомным резистором в нейтрали $R_N = 726$ Ом и $U_{\text{пр}} = 1,05$

счете, приводит к их повреждению с аварией в сети. Феррорезонансные явления возникают при длительных несимметричных режимах в сети, а также в результате смещения нейтрали, вызванного различными причинами. Наиболее часто процесс дугового замыкания сопровождается длительное насыщение стали. Так, в качестве примера на рис. 4,5 представлены расчетные осциллограммы переходного процесса в сети и трансформаторе напряжения ТН (НТМИ-6), вызванного погасанием дуги после очередного замыкания на землю. На рис. 4,5 показаны индукция в стержне ТН (B); ток и напряжение (i_a, u_a) на поврежденной фазе; токи в неповрежденных фазах (i_b, i_c), напряжение на нейтрали (u_N) и неповрежденной фазе (u_c). Момент возникновения замыкания — t_0 , момент прекращения — t_1 .

Как видно из рис. 4, ликвидация дугового замыкания в рассматриваемой сети с изолированной нейтралью вызывает длительный переходный процесс, сопровождающийся многократно возникающими перенапряжениями порядка $1,4 U_{\Phi m}$. Кроме того, в обмотках высокого напряжения трансформатора НТМИ-6, наблюдаются недопус-

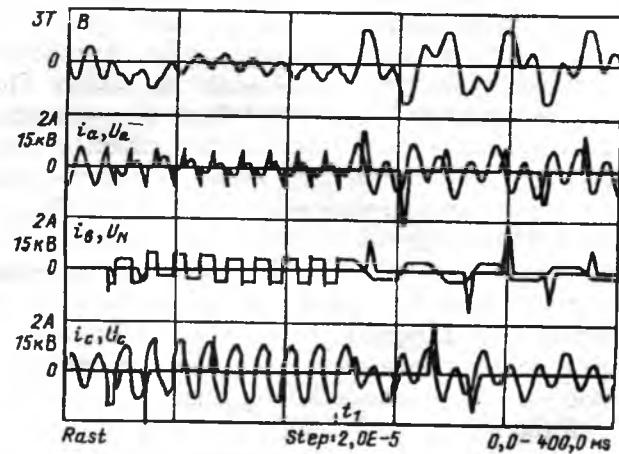


Рис.4. Возникновение феррорезонансных явлений после прекращения дуговых замыканий в момент времени $t=t_1$ при $R \rightarrow \infty$

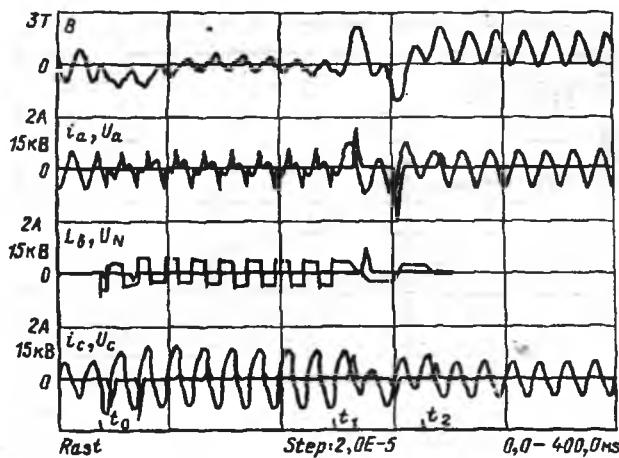


Рис. 5. Ликвидация феррорезонансных явлений введением в нейтраль в момент времени $t=t_2$ резистора $R_N = 1300 \Omega$

тимые броски тока при значительно увеличенной индукции в стержне. Опасные броски тока намагничивания до 2 А возникают и в режиме дуговых замыканий.

Рис. 5 иллюстрирует как резистор в нейтрали влияет на феррорезонансные явления в сети. Здесь резистор R_N вводился в схему замещения в момент времени t_2 уже после того, как возникли (в момент t_0) и затем прекратились (в момент t_1) дуговые замыкания. После подключения к нейтрали резистора феррорезонансные явления практически прекратились. Только за счет повышенной (из-за апериодической составляющей) индукции в стержне аварийной фазы трансформатора напряжения наблюдаются ничтожные, неопасные для трансформатора, импульсы тока в обмотке аварийной фазы, которые исчезают по мере затухания апериодической составляющей индукции.

Использование ОПН в сети с изолированной и резистивно заземленной нейтралью. В последние годы многие работы были посвящены анализу возможности применения в сетях с малыми токами замыкания на землю нелинейных оксидно-цинковых ограничителей перенапряжений. Для этих аппаратов, не имеющих искровых промежутков (в отличие от разрядников), отсутствует проблема гашения сопровождающего тока при повышенных напряжениях, которые могут возникнуть при перемежающихся замыканиях на землю. Поэтому их характеристики могут быть скординированы с электрической прочностью самой слабой изоляции рассматриваемых сетей — прочностью изоляции высоковольтных двигателей 2,6–2,7 $U_{\text{фм}}$.

В настоящее время теоретическими исследованиями, а также опытом эксплуатации на ряде электростанций и в других сетях доказаны целесообразность и эффективность использования в сетях с малыми токами замыкания на землю ОПН с уровнем ограничения 2,7 $U_{\text{фм}}$ при токе ограничения 100–300 А на волне 30/60 мкс. При этом ограничители за время воздействия дуговых перенапряжений должны допускать выделение энер-

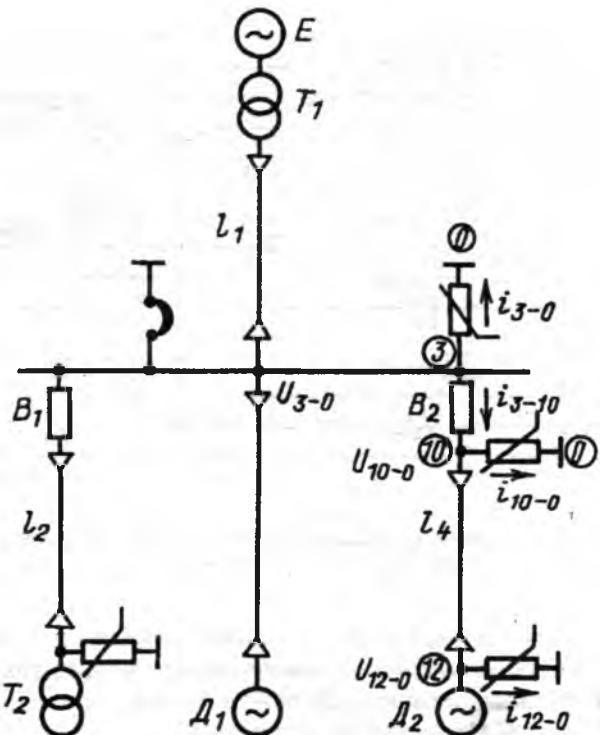


Рис. 6. Расчетная схема сети для анализа коммутационных перенапряжений с учетом ОПН

гии 6–12 кДж, что вполне реализуемо при применении отечественных варисторов второго поколения с диаметром 45 мм и более.

Дуговые и феррорезонансные перенапряжения не ограничиваются спектром перенапряжений, воздействующих на изоляцию оборудования сетей. весьма представителен также класс коммутационных перенапряжений, высокие кратности которых могут существенно превышать уровень изоляции, например, высоковольтных двигателей [3,8]. Применение реактора или резистора в нейтрали сети не может оказать влияния на уровень этих перенапряжений. Они могут быть ограничены лишь с помощью ОПН.

На рис. 6 представлена расчетная схема, а на рис. 7, 8 — осциллограммы переходных процессов при переводе электродвигателя на резервное питание и отключение двигателя, выпавшего из синхронизма (при наличии замыкания на землю), сопровождающихся перенапряжениями высокой кратности $U_{\text{max}} = 4,5\text{--}5,5 U_{\text{фм}}$ в месте установки двигателя (рис. 7, 8, напряжение в 12 узле). Перенапряжения при коммутации включения имеют высокочастотный характер (рис. 7) и не могут быть ограничены не только резистором в нейтрали, но и ОПН, установленным на сборных шинах (узел 3) или сразу за выключателем присоединения (узел 10, где напряжение на шинах U_{3-0} не содержит высокочастотной составляющей перенапряжений, и, следовательно, ОПН не может ее ограничить). На рис. 9 дана осциллограмма при включении двигателя, но с ОПН, установленным у зажимов двигателя (узел 12, рис. 6). Импульсы тока через ОПН (рис. 9, i_{12-0}) составляют обычно

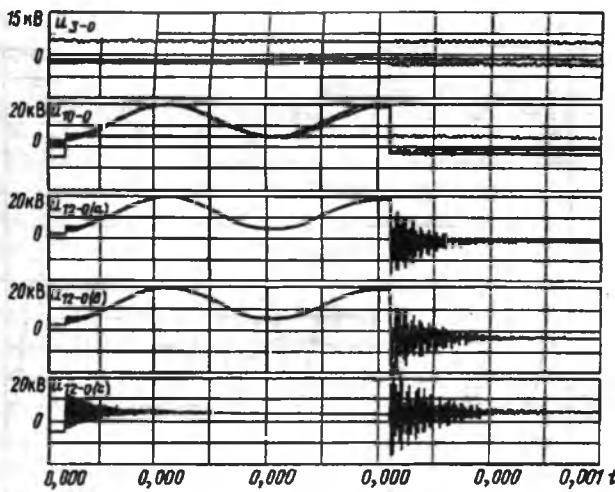


Рис.7. Включение двигателя в цикле АПВ (ОПН отсутствует)

несколько сотен ампер при длительности в несколько микросекунд.

К перенапряжениям, достигающим высоких кратностей, также могут привести коммутации отключения ненагруженных трансформаторов при срезе тока в выключателях. Применение ОПН для ограничения перенапряжений также весьма эффективно и не сопровождается выделением больших энергий в ОПН.

Несомненно, что наибольшей эффективности в защите оборудования сетей с малыми токами замыкания на землю можно было бы добиться совместным применением одного из видов заземления нейтрали и ОПН. Однако заземление через реактор может само по себе способствовать появлению в сети повышенных напряжений промышленной частоты (например при биениях или в несимметричных режимах), к которым ОПН очень чувствительны. Весьма предпочтительным могло бы быть применение ОПН совместно с высокомомным заземлением.

Высокомомное заземление нейтрали оказывает существенное влияние на снижение рассеиваемой энергии в резисторах ОПН, установленных в этой сети. Энергия, рассеиваемая в резисторах ОПН, зависит от емкости сети, пробивного напряжения дугового промежутка, числа последовательных дуговых замыканий без существенного промежутка времени между ними, достаточного для охлаждения рабочего сопротивления ОПН, а также от длительности единичного дугового замыкания. Высокомомное резистивное заземление нейтрали позволяет существенно снизить рассеиваемую энергию в ОПН путем снижения кратностей неограниченных ОПН дуговых перенапряжений, а также уменьшением числа последовательных замыканий при перемежающемся их характере. Это становится возможным, как показано было выше, в результате снижения восстанавливавшегося напряжения на поврежденной фазе после погасания дуги до уровня, не превышающего фазного напряжения.

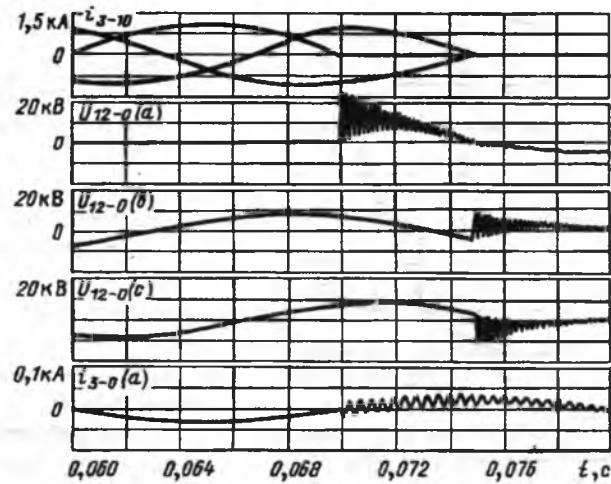


Рис.8. Отключение асинхронного хода двигателя в сети с заземленной фазой (ОПН отсутствует)

На рис. 10 приведена зависимость энергии, выделяющейся в резисторах ОПН в каждом единичном замыкании (в установившемся режиме), от пробивного напряжения ($1 < U_{\text{пр}} < 2,1 U_{\text{фм}}$), построенная по результатам серий расчетов дуговых перенапряжений, подобных рис. 2. Ток замыкания сети $I_3 = 5 \text{ A}$, остающееся напряжение на ОПН $U_{\text{ост}} = 13,5 \text{ кВ}$ при токе $I_{\text{ост}} = 300 \text{ A}$, высокомомный резистор в нейтрали отсутствует, время горения дуги $t_d = 1,2 \text{ мс}$. При токе замыкания меньше приведенного на рис. 10 выделяемая энергия примерно во столько раз меньше, во сколько раз меньше ток замыкания. Как видно из рис. 10, установка высокомомного резистора, исключающего возможность пробоя дугового промежутка при напряжениях выше фазного, почти на два порядка снижает рассеиваемую энергию при каждом дуговом пробое. Заметим, что возможная рассеиваемая энергия ОПН – 6–12 кДж. В реальных условиях сетей без резистивного заземления нейтрали с токами замыкания $I_3 < 5 \text{ A}$ амплитуды токов в ОПН могут составлять десятки ампер при длительности воздействия в диапазоне

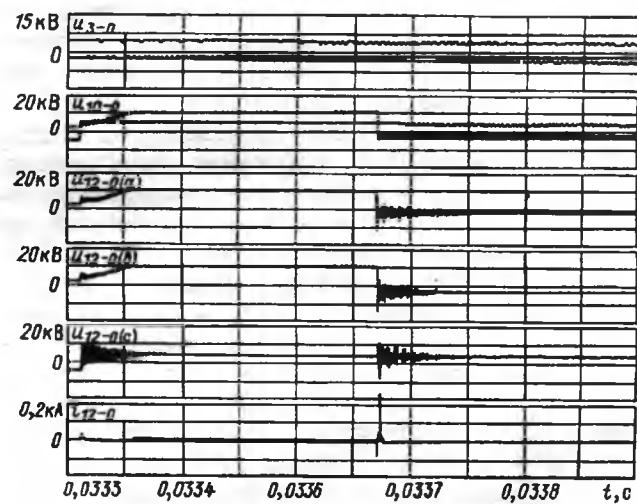


Рис.9. АПВ двигателя, ОПН – у зажимов коммутируемого двигателя ($U_{\text{ост}} = 13,5 \text{ кВ}$, $I_{\text{ост}} = 300 \text{ А}$)

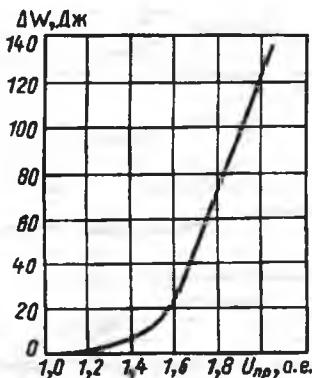


Рис. 10. Зависимость выделяемой в ОПН энергии от пробивного напряжения дугового промежутка

от 0,5 до 2 мс.

Таким образом, комплексная система защиты от перенапряжений состоит в совместном использовании высокоомного резистивного заземления нейтрали и ОПН, что дает возможность особенно эффективно повысить надежность работы изоляции сети. В этом случае перенапряжения при относительно низкочастотных процессах, связанных с дуговыми и феррорезонансными явлениями, будут глубоко ограничиваться высокоомными резисторами, которые одновременно снижают длительные токовые нагрузки на ОПН, а перенапряжения высоких кратностей, но малой длительности будут ограничиваться только ОПН.

Заземление нейтрали через дугогасящий реактор. В сетях с большими токами замыкания на землю в случаях, регламентированных ПТЭ, должны устанавливаться дугогасящие реакторы. При их резонансной настройке это дает возможность иметь в сети оптимальные условия для гашения дуги и минимальный уровень дуговых перенапряжений. Последнее побудило Союзтехэлектро [1] предложить установку дугогасящих реакторов (ТАДТМ) также и в сетях с малыми токами замыкания на землю.

В реальных условиях обеспечить режим резонансной настройки оказывается практически невозможно. Даже в случае, если используются реакторы с плавным регулированием индуктивности, их автоматика, как правило, осуществляет настройку по параметрам состояния емкости сети в режиме, предшествовавшем замыканию на землю, а при возникновении замыкания блокируется. Поэтому в сети с малыми токами замыкания на землю, в которых, как известно, специальная защита от однофазных замыканий на землю на при соединениях обычно не предусматривается [1], а возникающие однофазные замыкания отыскиваются и отключаются персоналом, велика вероятность значительного отклонения "текущей" настройки от резонансной. Тем более при использовании ТАДТМ, которые не регулируются. Кроме того, в любом случае остаются проблемы, связанные со смешением нейтрали из-за пофазной несимметрии сети, и опасные резонансные явления, связанные с неполнофазными и несимметричными режимами.

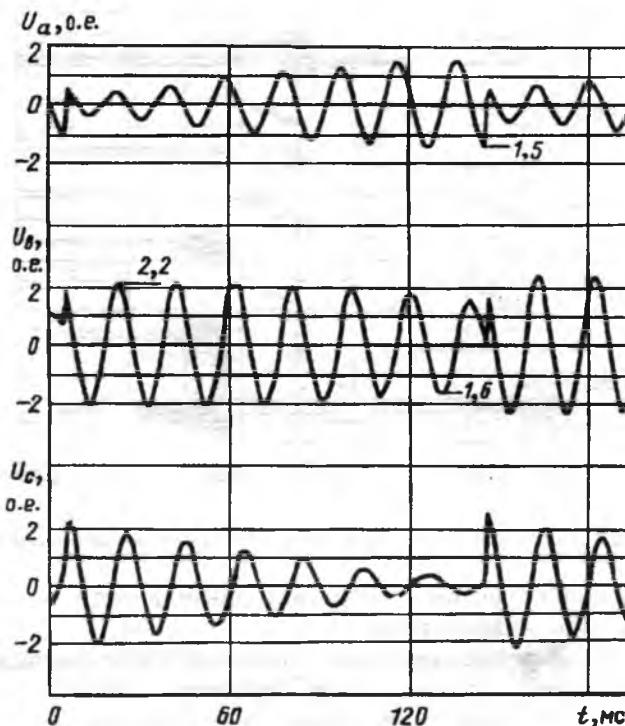


Рис. 11. Многократные дуговые замыкания в сети ($I_3 = 50 \text{ A}$) с дугогасящим реактором и перекомпенсацией 110%

В сети с расстройкой компенсации даже на 5–10% возникновение замыкания на землю приводит к биениям напряжения на поврежденной и неповрежденных фазах, что обуславливает возможность повторных дуговых замыканий при напряжениях существенно выше фазного. На неповрежденных фазах длительное время существует напряжение выше линейного. Так, на рис. 11 показан фрагмент установившегося режима перемежающейся дуги в сети с емкостным током замыкания $I_3 = 50 \text{ A}$ и дугогасящим реактором с перекомпенсацией 110%. Видна возможность пробоев дугового промежутка при высоких значениях напряжений (здесь $U_{\text{пр}} = 1,5 U_{\Phi m}$), а также длительное повышение напряжения на фазе B выше линейного $1,6 < U_B < 2,2 U_{\Phi m}$. При расстройке же компенсации до 20–30% дуговые перенапряжения достигают $2,8–2,95 U_{\Phi m}$, что практически, с точки зрения ограничения перенапряжений, делает применение реактора неэффективным.

Кроме того, в режимах недокомпенсации (например, при переходе на резервное питание) могут возникнуть проблемы, связанные со смешением нейтрали из-за пофазной несимметрии сети, и опасные резонансные явления, связанные с неполнофазными и несимметричными режимами. Резонансная настройка, обеспечивая медленное, без перенапряжений восстановление напряжения на поврежденной фазе, приводит к такому же медленному снижению напряжения от линейного к фазному значению.

Снижение перенапряжений в сети при расстройке дугогасящего реактора (а также при несимметричных режимах в сети) может быть дос-

тигнуто путем применения высокоомного резистора, включенного параллельно ДГР.

Выбор резистора с помощью соотношения $R_N = U_\Phi / \Delta I_3$ (относительно тока расстройки ΔI_3) приводит к прекращению биений напряжений на фазах после погасания дуги и, как следствие, к прекращению пробоев поврежденной фазы при напряжении больше фазного ($U_{\text{пр}} > U_{\Phi m}$). Максимальная кратность перенапряжений здесь определяется первым замыканием и не превышает $U_{\text{max}} = 2,2 \div 2,4 U_{\Phi m}$. Применение высокоомного резистора в случае резонансной настройки приводит к некоторому увеличению числа повторных зажиганий, но только для $U_{\text{пр}} < U_{\Phi m}$, а кратность перенапряжений здесь не превосходит таковую для идеальной настройки реактора.

Следует отметить также, что высокоомный резистор может быть применен и как средство, улучшающее режим работы сетей с компенсацией емкостного тока. Для сетей с возможной несимметрией емкостей до 30—40% для обеспечения напряжения на нейтрали в несимметричных режимах не выше нормированного $U_N = 0,7 U_\Phi$ достаточно параллельно реактору с любой расстройкой включить резистор 6—8 R_N , выбранный по условию (1).

При применении высокоомного резистора несколько упрощается по сравнению с сетями с изолированной или компенсированной нейтралью и выполнение релейной защиты от замыканий на землю [9].

Выводы

1. Высокоомное резистивное заземление нейтрали сетей с малыми токами замыкания на землю ($I_3 = 5 \div 7 \text{ A}$), выбранное, исходя из создания активной составляющей тока, близкой к емкостной, ликвидирует многократные повторения зажигания дуги при напряжениях повторных зажиганий выше фазного, существенно ограничивая тем самым кратность дуговых перенапряжений (до 2,0—2,2 U_Φ), число повторных зажиганий и выделяемую энергию в ОПН. Уменьшение высокоомного резистора не приводит к дальнейшему снижению дуговых перенапряжений, а только увеличивает активную составляющую тока в месте повреждения.

2. Высокоомное резистивное заземление нейтрали — эффективное средство ликвидации феррорезонансных явлений, снижения длительностей воздействия сверхтоков в обмотках трансформаторов контроля изоляции.

3. Высокоомное резистивное заземление нейтрали повышает надежность и селективность работы релейных защит от замыканий на землю.

4. Для защиты от коммутационных перенапряжений необходимо устанавливать как на сборных шинах, так и на коммутируемых присоединениях к трансформаторам и двигателям нелинейный ограничитель перенапряжений в непосредственной близости к двигателю.

5. Установку ОПН целесообразно сочетать с высокоомным резистивным заземлением нейтрали, что существенно снижает уровень рассеивающей энергии в рабочем сопротивлении ОПН при дуговых и феррорезонансных перенапряжениях и обеспечивает комплексную и надежную защиту оборудования сети от перенапряжений всех основных видов.

Применение низкоомных резисторов и защитного отключения без ОПН не позволяет решить проблему ограничения коммутационных перенапряжений в сети, опасных для изоляции двигателей.

6. Применение высокоомного резистора, включенного параллельно дугогасящему реактору, при токах расстройки 5—7 А позволяет снизить напряжение промышленной частоты и длительность его воздействия на изоляцию сети при однократных замыканиях и уменьшить кратность дуговых перенапряжений при перемежающихся дугах до напряжения первичного пробоя. Существенно ограничивается кратность резонансных перенапряжений при несимметричных режимах в сети.

7. Накопленный значительный опыт в изготовлении высокоомных резисторов, нелинейных ограничителей перенапряжений, а также многолетняя успешная эксплуатация такого оборудования в различных энергосистемах достаточны для обобщения результатов теоретической и практической деятельности и выполнения работы по обоснованию типовых проектных решений систем защиты от перенапряжений сетей 6—10 кВ.

Список литературы

1. Влияние способа заземления нейтрали сети собственных нужд блока 500 МВт на перенапряжения и работу релейной защиты//В.А.Зильберман, И.М.Эпштейн, А.С.Петрищев, Г.Г.Рождественский//Электричество. 1987. №12.
2. Беляков Н.Н., Кузьчева К.И., Ивановский А. Ограничение перенапряжений при дуговых замыканиях на землю в сети 6 кВ собственных нужд электростанций с помощью ОПН//Электрические станции. 1991. № 4.
3. Васюра Ю.Ф., Гавриков В.И., Евдокунин Г.А. Коммутационные перенапряжения на высоковольтных двигателях собственных нужд электростанций//Электротехника. 1984. № 12.
4. Ефимов Ю.К., Шилов В.Н., Шишкина О.Г. Опыт эксплуатации сетей собственных нужд блоков 500 МВт с заземлением нейтрали через резистор//Электрические станции. 1992. № 5.
5. Метод расчета на ЭВМ электромагнитных переходных процессов в ферромагнитных устройствах с произвольной структурой магнитной и электрической цепей //Г.А.Евдокунин, Е.В.Коршунов, В.А.Сеппинг, Я.Я.Ярвик //Электротехника. 1991. № 2.
6. Гавриков В.И., Гамилько В.А., Евдокунин Г.А. Математическое моделирование открытой дуги переменного тока//Изв.вузов СССР. Энергетика. 1984. № 8.
7. Беляков Н.Н. Исследование перенапряжений при дуговых замыканиях на землю в сетях 6 и 10 кВ с изолированной нейтралью//Электричество. 1957. № 5.
8. Васюра Ю.Ф., Вильнер А.В. Диапазоны изменения амплитуд токов через ограничители перенапряжений в сетях собственных нужд электростанций//Электротехника. № 1988. № 3.
9. Вайнштейн Р.А., Карбышев А.Ф., Фальк Ю.П. Влияние заземляющего резистора на работу защиты от замыканий на землю при перемежающихся замыканиях//Быстро действующая релейная защита и противоаварийная автоматика электрических систем. Новосибирск: Наука, 1987.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОДНОФАЗНОГО ТОКА В ТРЕХФАЗНЫЙ ДЛЯ ПИТАНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Г.Н.ВОРФОЛОМЕЕВ, канд.техн.наук

Новосибирский государственный технический университет

При электрификации сельского хозяйства, железнодорожного транспорта, коммунального хозяйства, строительных и ремонтных работ широкое применение однофазный ток, обеспечивающий уменьшение затрат на электроснабжение и высокую надежность установок [1].

Для нормальной работы асинхронных двигателей требуется трехфазная система токов, и если питающая сеть однофазная, то необходимо преобразовывать однофазный ток в трехфазный.

В трехфазной системе, которая является уравновешенной, суммарная мгновенная мощность в любой момент времени — величина постоянная, в то время как мгновенная мощность однофазной системы является величиной непостоянной. Она пульсирует с двойной частотой, что характеризует однофазную систему как неуравновешенную.

Так как при статическом преобразовании числа фаз (например, питании трехфазного асинхронного двигателя от однофазной сети) мгновенные мощности систем должны быть равными, то в электрическую цепь необходимо включить такие элементы, которые способны запасать энергию электрического и магнитного полей и отдавать ее в те моменты времени, когда поступление (или потребление) энергии на стороне неуравновешенной системы отсутствует. К таким элементам относятся катушки индуктивности и конденсаторы.

Рассмотрим электромагнитные процессы в цепи с трехфазным асинхронным двигателем при соединении его фаз треугольником (рис. 1), в которой симметричная трехфазная система напряжений на обмотках двигателя формируется с помощью катушки индуктивности и конденсатора.

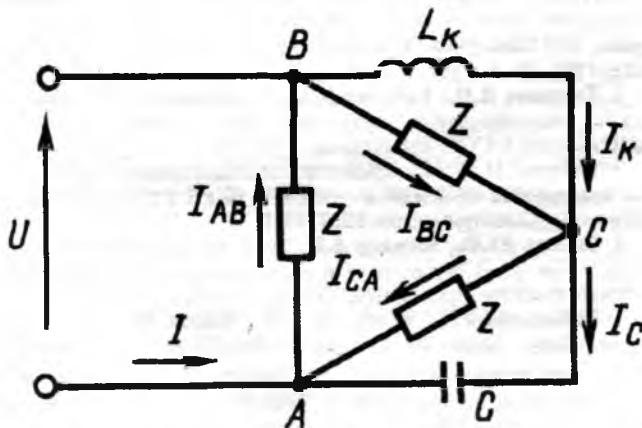


Рис. 1. Принципиальная схема включения

Векторная диаграмма для цепи приведена на рис. 2.

На схеме рис.1: \underline{U} — напряжение однофазной сети; \underline{I} — комплексное значение тока, потребляемого от сети; \underline{Z} — комплексное сопротивление фазы двигателя; $\underline{I}_{AB}, \underline{I}_{BC}, \underline{I}_{CA}$ — комплексные значения токов фаз двигателя.

На основании 1-го закона Кирхгофа в символьической форме [2]

$$\underline{I}_k + \underline{I}_{BC} = \underline{I}_C + \underline{I}_{CA}, \quad (1)$$

где \underline{I}_k — ток катушки индуктивности.

Выразим токи через соответствующие напряжения и сопротивления ветвей, причем $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_{BC} = \underline{U}_{CA} = \underline{U}$; $\underline{U}_{AB} = \underline{U}$; $\underline{U}_{BC} = \underline{U}e^{-j120^\circ}$; $\underline{U}_{CA} = \underline{U}e^{j120^\circ}$:

$$\underline{I}_{AB} = \frac{\underline{U}_{AB}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}}{ze^{j\phi}} = \frac{\underline{U}e^{-j\phi}}{z}; \quad (2)$$

$$\underline{I}_{BC} = \frac{\underline{U}_{BC}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}e^{-j120^\circ}}{ze^{j\phi}} = \frac{\underline{U}e^{-j(120^\circ-\phi)}}{z}; \quad (3)$$

$$\underline{I}_{CA} = \frac{\underline{U}_{CA}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}e^{j120^\circ}}{ze^{j\phi}} = \frac{\underline{U}e^{j(120^\circ-\phi)}}{z}, \quad (4)$$

где z — сопротивление фазы двигателя;

$$z = \frac{3U^2 \cos \phi}{P}. \quad (5)$$

При пренебрежении активным сопротивлением катушки индуктивности

$$\underline{I}_k = \frac{\underline{U}_{BC}}{\underline{Z}_k} = \frac{\underline{U}e^{-j120^\circ}}{X_k e^{j90^\circ}} = \frac{\underline{U}e^{-j210^\circ}}{\omega L_k}; \quad (6)$$

$$\underline{I}_C = \frac{\underline{U}_{CA}}{\underline{Z}_C} = \frac{\underline{U}e^{j120^\circ}}{\frac{1}{\omega C} e^{-j90^\circ}} = U_0 C e^{j210^\circ}. \quad (7)$$

Решив систему уравнений (1) — (7) относительно L_k и C , получим следующие расчетные формулы:

$$L_k = \frac{3U^2 \eta}{P \omega (\sqrt{3} - \tan \phi)}; \quad (8)$$

$$C = \frac{P(\sqrt{3} + \tan \phi)}{3U^2 \omega \eta}. \quad (9)$$

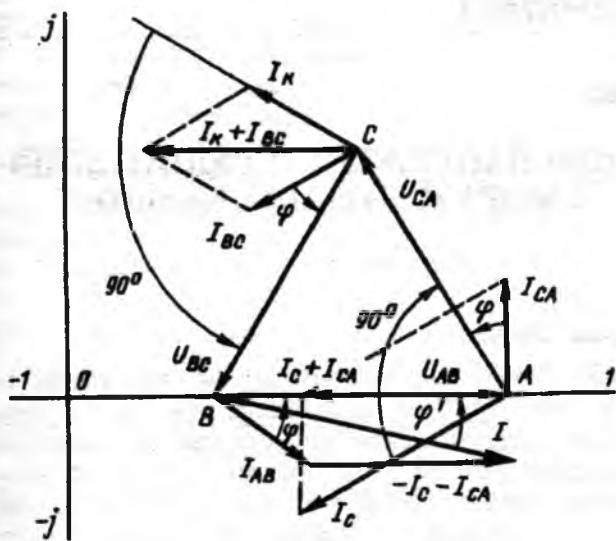


Рис. 2. Векторная диаграмма на комплексной плоскости

Из формул (8) и (9) следует, что при неизменных параметрах U и $\omega = 2\pi f$ однофазной питающей сети величины L_k и C фазосдвигающих элементов зависят от нагрузки двигателя, причем каждой нагрузке соответствуют вполне определенные параметры двигателя P , $\cos\phi$ ($\operatorname{tg}\phi$) и η .

Если асинхронный двигатель работает с $\cos\phi = 0,5$, то, как следует из (8) и (9), надобность в катушке индуктивности отпадает, а емкость конденсатора C следует вычислять по формуле

$$C = \frac{2P}{\sqrt{3}U^2\omega\eta}. \quad (10)$$

Электрическая цепь с трехфазным асинхронным двигателем и реактивными фазосмещающими элементами получает питание от однофазной сети (рис. 1). Воздействие этой комплексной нагрузки на питающую однофазную сеть можно оценить количественно и качественно, зная параметры: напряжение питания U , потребляемый ток I и угол сдвига фаз ϕ' между ними.

Результирующая реактивная мощность цепи

$$Q_{\text{рэз}} = Q' = Q_{\text{дв}} + Q_k - Q_C, \quad (11)$$

где $Q_{\text{дв}}$, Q_k , Q_C — реактивные мощности, соответственно, асинхронного двигателя, катушки индуктивности и конденсатора;

$$Q_{\text{дв}} = \frac{P \operatorname{tg}\phi}{\eta}; \quad Q_k = \frac{U_2}{\omega L_k}; \quad Q_C = U^2 \omega C. \quad (12)$$

Из треугольника мощностей $\operatorname{tg}\phi' = \frac{Q'}{P'} = \frac{Q'\eta}{P}$. С учетом (11) и (12) окончательно получим:

L_k , мГн	C , мкФ	I_k , А	I_C , А	I , А	$\operatorname{tg}\phi'$	P' , кВт	Q , кварт	$\cos\phi'$
158	145	4,43	10,02	12,85	0,239	2,75	0,66	0,973

$$\operatorname{tg}\phi' = \operatorname{tg}\phi + \frac{U^2\eta}{P\omega L_k} - \frac{U^2\omega C\eta}{P}. \quad (13)$$

Потребляемая активная мощность от сети

$$P' = \frac{P}{\eta} = UI \cos\phi'. \quad (14)$$

Отсюда

$$I = \frac{P}{U \cos\phi'\eta} = \frac{P\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\phi'}}{U\eta}. \quad (15)$$

Комплексное значение тока I следует находить по формуле

$$I = I_{AB} - I_C - I_{CA}. \quad (16)$$

Мощность однофазной сети в комплексной форме

$$\bar{S} = \underline{U}_{AB} I^* = \underline{U} I^* = P' + jQ' \quad (17)$$

или

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \underline{U}_{AB} I_{AB}^* + \underline{U}_{BC} I_{BC}^* + \underline{U}_{CA} I_{CA}^* + \underline{U}_{BC} I_k^* + \underline{U}_{CA} I_C^* = \\ &= 3\underline{U}_{AB} I_{AB}^* + \underline{U}_{BC} I_k^* + \underline{U}_{CA} I_C^* = P' + jQ. \end{aligned} \quad (18)$$

Результаты расчетов по выведенным формулам при симметрировании асинхронного двигателя 4A90L4УЗ при номинальной загрузке ($P_n = 2,2$ кВт; $U = 220$ В; $n = 1500$ об/мин; $\cos\phi_n = 0,83$; $\eta_n = 80\%$) приведены в таблице.

Выводы

1. Совместная работа трехфазного асинхронного двигателя с фазосмещающими элементами при питании от однофазного напряжения оказывает благоприятное воздействие на сеть, снижая реактивную мощность, что приводит к увеличению коэффициента мощности питающей сети.

2. Теоретические основы статьи могут быть использованы при разработке замкнутой системы автоматического регулирования параметров фазосмещающих элементов для обеспечения симметричных режимов работы трехфазного асинхронного двигателя при питании его от однофазной сети.

Список литературы

- Адаменко А.И., Кисленко В.И. Преобразование однофазного тока в многофазный. Киев: Техника, 1971.
- Ворфоломеев Г.Н. Символический метод расчета электрических цепей переменного тока. Новосибирск: НИИЖТ, 1981.

ПОСТОЯННАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ В ФАЗНОМ НАПРЯЖЕНИИ РУДНОТЕРМИЧЕСКИХ ПЕЧЕЙ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ФОСФОРА И КАРБИДА КАЛЬЦИЯ

А.А.ПЕДРО, М.П.АРЛИЕВСКИЙ, кандидаты техн. наук

АО НИИГИПРОХИМ, Санкт-Петербург

В отличие от сталеплавильной печи и печи для получения нормального электрокорунда, постоянная составляющая $U_{\text{п.с.}}$ в фазном напряжении которых достигает 15–20 В [1], в руднотермических печах для получения фосфора и карбида кальция значение $U_{\text{п.с.}}$ не превышает 1 В и колеблется в пределах 200–500 мВ. Направление $U_{\text{п.с.}}$ в измерительной цепи может меняться, однако в фосфорной печи большей частью имеет направление от электрода к "земле", т.е. плюс находится на электроде.

На фосфорной печи мощностью 10,5 МВ·А с ручным управлением перемещением электродов и периодическим выпуском шлака составляющая напряжения $U_{\text{п.с.}}$, имея наибольшее значение сразу после закрытия летки (300 мВ) и плюс на электроде, в дальнейшем постепенно по мере накопления шлака уменьшается (рис.1) и, пройдя через нуль, вновь увеличивается, но с обратным знаком – минусом на электроде. После открытия шлаковой летки в процессе выпуска шлака значение $U_{\text{п.с.}}$, пройдя через нуль, достигнет максимальной величины к моменту закрытия летки, имея вновь направление от электрода к "земле".

На печах РКЗ-80Ф с практически непрерывным выпуском шлака этого не наблюдается. На этих печах $U_{\text{п.с.}}$ всегда имеет направление от электрода к "земле", лишь иногда при пуске печи после продолжительногоостоя некоторое время (5–10 мин) на электроде бывает минус.

При переключении ступеней напряжения печного трансформатора с повышением напряжения $U_{\text{п.с.}}$ растет. При закрытых летках и неподвижных электродах значение $U_{\text{п.с.}}$ падает.

Выпуск ферросплава в фосфорных и карбидных печах так же, как и в печах для получения

нормального электрокорунда, не отражается на значении $U_{\text{п.с.}}$. Это объясняется тем, что электрическое сопротивление ферросплава на несколько порядков меньше сопротивления остальных материалов, находящихся в ванне руднотермической печи, которыми и определяются электрические параметры ее работы.

Свообразно поведение постоянной составляющей в том случае, когда работа как фосфорной, так и карбидной печей сопровождается обрушениями шахты. Перед обрушением (рис.2) значение $U_{\text{п.с.}}$ постепенно растет, а после обрушения, определяемого по шуму в загрузочных течках и резкому падению тока в каком-либо электроде, падает. Через 5–10 мин в зависимости от того, насколько сильным было обрушение, $U_{\text{п.с.}}$ принимает прежнее значение, характерное для данных условий ведения процесса.

Если обрушения происходят довольно часто, то запись изменения $U_{\text{п.с.}}$ на диаграммной ленте имеет волнообразный вид.

Особенность работы карбидных печей – по ряду причин у них не работают механизмы перемещения электродов, возможен только перепуск электродов. Поэтому мощность регулируется только переключением ступеней напряжения печного трансформатора.

На печи мощностью 60 МВ·А Карагандинского завода синтетического каучука постоянная составляющая практически всегда имеет направление от электрода к "земле", лишь после перепуска электродов и некоторое время при работе печи после простого у нее обратное направление (рис. 3, кривая I). При выпуске расплава карбида кальция значение $U_{\text{п.с.}}$ растет, при закрытой карбидной летке – падает. Последнее наблюдается и при перепуске электродов.

На аналогичной печи Усольского ПО "Химпром" постоянная составляющая в течение всего технологического процесса имеет обратное на-



Рис. 1. Изменение $U_{\text{п.с.}}$ фазного напряжения на печи ОКБ-767 (10,5 МВ·А) для получения фосфора

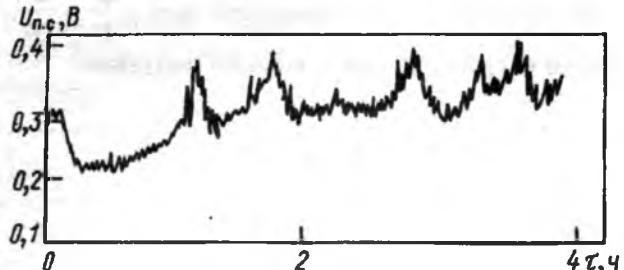


Рис. 2. Изменение $U_{\text{п.с.}}$ фазного напряжения на печи РКЗ-80Ф

правление, т.е. на электроде минус. При закрытой летке $U_{\text{п.с}}$ растет, при выпуске карбида — падает, т.е. в этом случае изменения ее аналогичны изменению тока в электродах: с увеличением тока значение $U_{\text{п.с}}$ увеличивается, с уменьшением тока — падает.

Регулярный характер изменений $U_{\text{п.с}}$ в рудно-термических печах для получения фосфора и карбida кальция говорит о том, что эти изменения не случайны и зависят от условий протекания технологического процесса. То, что горение электрической дуги в фосфорной и карбидной печах носит закрытый характер, а сама дуга шунтирована сопротивлением материалов, находящихся в реакционной зоне, предполагает в данном случае более сложную по сравнению с печами с открытой дугой природу существования постоянной составляющей фазного напряжения.

Действительно, наличие постоянной составляющей фазного напряжения в печи с закрытым колошником возможно, если в электрической цепи имеется элемент, обладающий полупроводниковым эффектом. Таким эффектом могут обладать контакты твердых кусковых материалов, контакт электрода с материалами реакционной зоны и электрическая дуга. Контакты кусковых материалов являются в основном причиной появления так называемого "токового шума", т.е. наличия в спектре тока и напряжения составляющих самых разных частот с минимальными амплитудами.

Более существенной причиной наличия постоянной составляющей может быть химическое взаимодействие электрода с компонентами реакционной зоны. Таким взаимодействием может быть участие углерода в окислительно-восстановительных реакциях, которые идут более интенсивно в полупериод, когда электрод служит анодом. ЭДС химического взаимодействия электрода с компонентами реакционной зоны определяется изменением изобарного потенциала той реакции, в которой принимает участие углерод электрода. В свою очередь, изменение изобарного потенциала зависит от температуры и активности компонентов реакционной зоны.

Когда наличие $U_{\text{п.с}}$ в фазном напряжении обусловлено химической природой, направление ее будет от расплава к электроду, т.е. на электроде будет минус, так как в полупериод, когда электрод служит анодом, ток проходит при меньшем напряжении, чем в полупериод, когда электрод является катодом.

Другой причиной появления $U_{\text{п.с}}$ может быть электрическая дуга. В фосфорной и карбидной печах электрическая дуга горит между однородными материалами: углеродистым электродом и коксом. Тепловые условия, в которых находятся катодные пятна, в данном случае практически одинаковы, так как дуга горит под закрытым колошником. Однако все же из-за большой устойчивости катодного пятна на неподвижном электроде по сравнению с перемещающимся пятном на плавающем коксе температура его, когда он нахо-

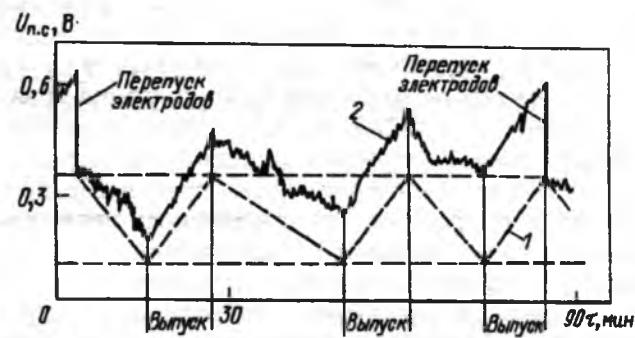


Рис. 3. Изменение $U_{\text{п.с}}$ фазного напряжения на печи РПО-60 для получения карбida кальция

дится на электроде, выше, чем в полупериод, когда катодом является кокс. Следствием этого и будет появление постоянной составляющей в фазном напряжении с направлением от электрода к "земле", т.е. плюс будет находиться на электроде.

Постоянная составляющая, обусловленная вентильным эффектом дуги переменного тока, зависит от степени развития и условий горения дуги и определяется длиной дуги и разницей градиентов падения напряжения в ее столбе в соседних полупериодах [2].

Таким образом, в зависимости от степени развития электрической дуги и процессов химического взаимодействия электрода с компонентами реакционной зоны определяется и направление суммарной постоянной составляющей фазного напряжения в печи с закрытым колошником, в том числе и в печах для получения фосфора и карбida кальция. Поскольку на больших фосфорных печах, а также на карбидных печах Карагандинского завода СК постоянная составляющая почти всегда имеет направление от электрода к "земле", т.е. плюс находится на электроде, можно утверждать, что ЭДС, обусловленная вентильным эффектом дуги, превосходит ЭДС, вызванную химическим взаимодействием электрода с компонентами реакционной зоны. Именно поэтому изменения $U_{\text{п.с}}$ в данном случае при неизменной степени напряжения печного трансформатора находятся как бы в противофазе с изменением тока: при увеличении последнего $U_{\text{п.с}}$ уменьшается, а при уменьшении, наоборот, возрастает.

Это вызвано тем, что уменьшение тока в результате подъема электрода сопровождается увеличением длины дуги и соответствующим ростом значения $U_{\text{п.с}}$. С ростом тока при заглублении электрода длина дуги и составляющая $U_{\text{п.с}}$ уменьшаются.

Если ЭДС, вызванная химическим взаимодействием электрода с компонентами реакционной зоны, превосходит ЭДС, обусловленную вентильным эффектом дуги, то изменения фиксируемой измерительным прибором $U_{\text{п.с}}$ будут синфазны с изменением тока в электроде. При направлении $U_{\text{п.с}}$ от "земли" к электроду (на электроде минус) с увеличением тока в электроде будет увеличиваться и составляющая $U_{\text{п.с}}$, а при уменьшении тока — уменьшаться.

Это и наблюдается на карбидных печах Усольского ПО "Химпром", что свидетельствует о более

глубокой посадке электродов и меньшем развитии электрической дуги по сравнению с печами Карагандинского завода СК.

Предложенный механизм возникновения и существования $U_{\text{п.с}}$ в фазном напряжении руднотермической печи с закрытым колошником позволяет объяснить отмеченное при пуске печи после простоя как в фосфорных, так и карбидных печах Карагандинского завода СК направление $U_{\text{п.с}}$ от "земли" к электроду тем, что в этот период электропечь из-за повышенного электрического сопротивления реакционной зоны работает в режиме "сопротивления". По мере разогрева ванны и уменьшения ее сопротивления уменьшается площадь контакта электрода с реакционной зоной, увеличивается плотность мощности в этом контакте, что ведет к развитию микродуговых и дуговых процессов. С развитием их ЭДС, обусловленная вентильным эффектом горения дуги, начинает пре-восходить ЭДС, возникающую в результате химических реакций на поверхности электрода, и в итоге $U_{\text{п.с}}$ меняет направление (плюс на электроде).

При управлении электрическим режимом работы печи перемещением электродов, т.е. когда ток в электроде поддерживается постоянным, остается практически постоянным и положение электрода относительно уровня расплава. В результате и значение $U_{\text{п.с}}$ колеблется около некоторого значения, пропорционального длине дуги. Однако при неподвижных относительно ванны печи электродах при закрытых летках накапливающийся в печи расплав будет увеличивать поверхность контакта электрода с ним, тем самым уменьшая степень развития дуги и увеличивая роль ЭДС, вызванной химическим взаимодействием электрода с расплавом (рис. 3). При выпуске шлака или карбида наблюдается обратная картина. В результате уменьшения площади контакта электрода с расплавом растет значение $U_{\text{п.с}}$, вызванной вентильным эффектом дуги.

Отсюда следует, что изменение знака и значения $U_{\text{п.с}}$ может служить в качестве оценки уровня расплава шлака или карбида в печи при неподвижных электродах.

Если бы электроды не расходовались в процессе плавки, то наблюдались бы периодические колебания $U_{\text{п.с}}$ в некоторых пределах, зависящих от количества выпускаемого одновременно расплава (кривая 1, рис.3). Однако, так как электроды расходуются, то в том случае, когда они неподвижны относительно ванны печи, постепенно уменьшается площадь контакта их с расплавом. При неизменном режиме выпуска расплава это вызовет развитие дугового режима. Значения $U_{\text{п.с}}$ к началу и окончанию нового выпуска будут больше, чем при начале и окончании предыдущего (кривая 2, рис.3). Зная значения $U_{\text{п.с}}$ при минимальной и максимальной длине рабочего конца электрода, можно по достижении этих значений давать команду к перегпуску электрода или к его окончанию.

Отмеченные изменения $U_{\text{п.с}}$ при обрушении шихты с точки зрения предложенного механизма существования постоянной составляющей в данном случае можно объяснить следующим образом. Обрушению шихты предшествует образование полости в приэлектродном пространстве. Именно в этой полости и начинает развиваться дуга. С развитием дуги увеличивается и постоянная составляющая фазного напряжения. В момент обрушения относительно холодная обладающая большим электросопротивлением шихта, проникая вдоль электрода в нижние горизонты печи, на какое-то время экранирует электрод — дуга продолжает гореть с торца электрода и сохраняет высокое значение. По мере разогрева обрушившейся шихты последняя плавится, шунтирует дуговой разряд, и, кроме того, электрод под действием управляющего сигнала перемещается вниз, тем самым также способствуя уменьшению дуги.

Если обрушение очень значительно, то при закрытых шлаковых летках и при большом заглублении электролов обрушившаяся шихта может повысить уровень шлака в печи и тем самым значительно снизить дуговой режим. Очевидно, этим и объясняется отмечавшееся на печи РКЗ-48Ф изменение направления $U_{\text{п.с}}$ с плюса на минус.

Особенностью измерения постоянной составляющей фазного напряжения в многофазных печах является то, что из-за ничтожно малого электрического сопротивления короткой сети для постоянного тока все фильтры, выделяющие постоянные составляющие в каждой фазе, оказываются включенными практически параллельно и поэтому приборы, установленные на выходах каждого фильтра, будут показывать одно и то же значение $U_{\text{п.с}}$, наибольшее из всех существующих в данный момент и соответствующее фазе с наиболее развитой дугой. Именно поэтому использование постоянной составляющей фазного напряжения для характеристики протекания технологического процесса наиболее эффективно в однофазных печах либо в многофазных, но работающих с единым плавительным тиглем. В противном случае необходимы дополнительные данные, позволяющие определить, к какой фазе относится фиксируемое измерительным прибором значение $U_{\text{п.с}}$. Такими данными могут быть активное сопротивление подэлектродного пространства, положение электрода относительно уровня расплава, значение тока в электродах, гармонический состав напряжения и тока электролов.

Список литературы

1. Педро А.А., Степанова Н.Л. Использование постоянной составляющей фазного напряжения в качестве характеристики состояния расплава нормального электрокорунда//Исследование электротермических установок. Чебоксары: ЧГУ, 1986.
2. Педро А.А. О природе постоянной составляющей напряжения электрической дуги в печи для получения нормального электрокорунда//Промышленная энергетика. 1993. №5. С.28—31.

ПЛАЗМЕННОЕ НАПЫЛЕНИЕ МЕДНЫХ ПОКРЫТИЙ НА ВЫВОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТНЫХ СОЕДИНЕНИЙ ИЗ АЛЮМИНИЯ

С.А.РЕВУН, Е.Л.МУРАВЬЕВА, Н.Г.ЕГОРОВ, П.В.ЛЕРХ

При эксплуатации электротехнических контактных выводов, изготавливаемых из алюминия, происходит интенсивное выгорание контактной поверхности из-за электроэррозии, нагрева и окисления при больших значениях плотности тока в контакте. Для устранения этих явлений и повышения стабильности контактного электросопротивления применяют алюминий, плакированный медью [1,2]. Наряду с обычными методами изготовления контактных слоев (гальванический, пластирование прокаткой и др.) в последнее время интенсивно развиваются методы напыления покрытий [3,4]. В статье впервые исследуются свойства покрытий меди на алюминии, нанесенных плазменным напылением.

В экспериментах использовали электротехнический алюминий. Напыление порошка меди (фракции +0,05 –0,10) производили на установке плазменного напыления УПУ-3Д при токе 300 А и напряжении дуги 50 В, дистанции напыления 120–150 мм, плазмообразующем газе — смеси аргона с азотом (30% по объему). Прочность соединения покрытия с основой (адгезионную прочность покрытий) определяли по клеевой методике [5]. Для этого медные покрытия толщиной 0,3 мм напыляли на алюминиевые подложки, поверхность которых подготовливали различными способами: полировкой с последующим травлением царской водкой, дробеструйной обработкой и зачисткой грубой шкуркой. Полученные значения адгезионной прочности покрытий: 33,0; 32,5 и 38,5 МПа, соответственно, превышают в 30–40 раз аналогичные данные для плакирования прокаткой [1].

На рис.1 представлена типичная структура плазменных покрытий. Видно, что при выбранных режимах напыления практически все частицы порошка меди достигают поверхности алюминия в расплавленном состоянии и, растекаясь, образуют плотный контакт между собой и подложкой.

Сравнительные испытания износостойкости (схема измерения "диск-диск", диаметр 50 мм, 3000 оборотов с нагрузкой 100 Н) показали, что линейный износ ($\Delta r/r$) медных покрытий составляет $1,6 \cdot 10^{-3}$, что меньше, чем у литой меди — $2,0 \cdot 10^{-3}$. Твердость по Виккерсу HV составила 56,8 и 42,9 Па для напыленной и литой меди, соответ-

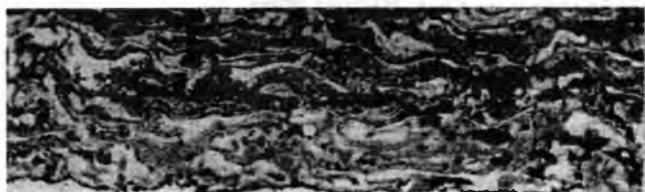


Рис. 1. Структура медных плазменных покрытий ($\times 200$)

ственno. Полученные значения позволяют предполагать возможность применения плазменных медных покрытий не только в болтовых соединениях, но и при изготовлении разрывных и скользящих контактов (например, полюсов разъединителя).

Исследование переходной зоны между медным покрытием и алюминиевой основой методом рентгеноспектрального микронализма на комплексе "Comebach" показало, что при плазменном напылении не образуется хрупких интерметаллических соединений, которые отрицательно влияют на прочность сцепления и контактное электросопротивление.

Контактное электросопротивление между алюминиевой основой и медным покрытием измеряли двухзондовым методом на малом постоянном токе с использованием прибора "Solartron 7081", обеспечивающего точность измерений не менее 0,1 мкОм. Схема ячейки приведена на рис.2. Токовый 1 и потенциальный 3 выводы закрепляли на алюминиевой подложке с помощью винтовых соединений. Для исключения краевого эффекта (различие теплофизических условий при напылении на краю образца и вдали от него) в покрытии электроэррозионным способом вырезался участок площадью 1 см². Потенциальный вывод 4 накладывали на выделенный участок покрытия и закрепляли плазменным напылением медного порошка. После этого напыляли слой меди, толщиной в несколько раз большей расстояния между потенциальным выводом 4 и подложкой, и аналогичным образом закрепляли токовый вывод 2. Такая схема измерения позволяет исследовать изменение контактного электросопротивления при нагреве образцов в естественных условиях (свободное развитие термоупругих напряжений в контактной зоне) в отличие от схемы, предложенной в [6], где токовые электроды присоединяют к образцу сжатием винтовой струбциной. Для исключения влияния термо-ЭДС измерения проводили при прямом и обратном направлениях тока.

Как показали результаты измерений, при ком-

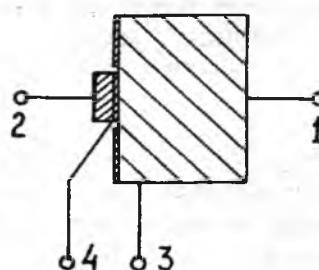


Рис. 2. Схема ячейки для измерения контактного электросопротивления

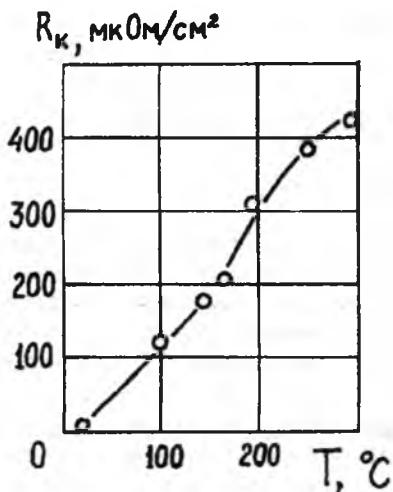


Рис. 3. Влияние температуры нагрева на контактное электросопротивление между медным покрытием и алюминиевой подложкой

натной температуре электросопротивление образцов составляет $10\text{--}16\text{ мкОм}$. Это электросопротивление складывается из сопротивления основы R_a , медного покрытия R_m и сопротивления контактной области между покрытием и основой R_k :

$$R = R_a + R_m + R_k. \quad (1)$$

В результате расчета с использованием справочных данных [7,8] получили значение R_a (при расстоянии потенциального зонда от границы с покрытием 4 мм) порядка $1,1\text{ мкОм}$, а медного покрытия (при соответствующем расстоянии $0,1\text{--}0,3\text{ мм}$) на два порядка меньше. Таким образом, сопротивления образцов зависят в основном от контактного электросопротивления между покрытием и основой R_k (порядка $9\text{--}15\text{ мкОм}$ на квадратный сантиметр поверхности контактной области). При повышении температуры относительный вклад суммы сопротивлений R_a и R_m еще более уменьшается (до 1% при 200°C). На рис. 3 приведена зависимость контактного электросопротивления между алюминиевой основой и медным плазменным покрытием от температуры. Увеличение электросопротивления с ростом температуры может быть связано с релаксацией термоупругих напряжений и, как следствие, частичным разрывом связей между покрытием и подложкой, а также с окислением поверхности алюминия кислородом воздуха, попавшим в поры контактной области.

На рис. 4 приведена зависимость отношения электрического сопротивления болтового контактного соединения из алюминия с медным плазменным покрытием к электросопротивлению участка алюминиевого проводника такой же длины от температуры нагрева (исследования проводились в соответствии с требованиями ГОСТ [9,10]). Видно что до температур порядка 250°C отношение электросопротивлений не превышает 1,5, что удовлетворяет требованиям [9].

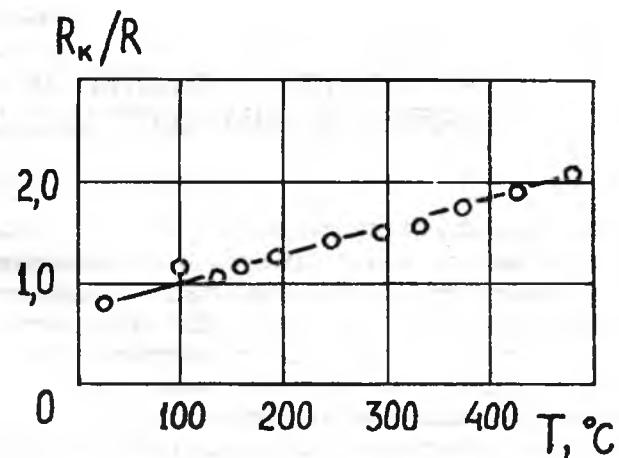


Рис. 4. Зависимость относительного электросопротивления болтового контактного соединения от температуры

Таким образом, проведенные исследования показывают перспективность использования плазменного напыления медных покрытий на выводы электрических контактных соединений из алюминия. Этот способ позволяет получать слой от 0,1 до 1,0 мм и более на деталях сложной формы при их изготовлении, а также восстанавливать поверхности контактных соединений, пришедших в негодность. Методом плазменного напыления были нанесены медные покрытия на кабельные наконечники различных размеров, а также на детали сложной формы: контакты-охладители частотных преобразователей для управления двигателями повышенной мощности, которые прошли испытания в ПО "Уралэнергоцветмет".

Список литературы

1. Волков В.А., Фоминых Ю.А. Результаты исследования биметалла медь-алюминий, изготовленного по разработанной технологии//Электротехника. 1993. №3. С. 45–48.
2. Abdul-Kadir Nabil M., Othman Hassan V., Ezzaden Manar A. Loss density distribution in Bi-metal joinis//Modell Simul and Contr.B. 1988.Vol 16.№3.P.1–14.
3. Ohmi Tadahiro, Tsubouchi Kazuo. Advenced copper metallization technology for ULSI interconnects//Solid State Technol. 1992.Vol.35.№4.P. 47–52.
4. Kontaktwerkstoffe und ihr Anwendungsverhalten//Elek.-Anz.1991.Vol.44. №5.P.41–42.
5. Тушинский Л.И., Плохов А.В. Исследование структуры и физико-механических свойств покрытий. Новосибирск: Наука, 1986.
6. Копылов В.И. Метод оценки сцепления подложки с покрытием//Физ.-хим.механика материалов. 1973. № 5. С. 79–81.
7. Смитлиз К.Дж. Металлы: Справочник. М.: Металлургия, 1980.
8. Газотермические покрытия из порошковых материалов: Справочник//Ю.С.Борисов, Ю.А.Харламов, С.Л.Сидоренко, Е.Н.Ардатовская. Киев: Наукова думка, 1987.
9. ГОСТ 10434-82. Соединения контактные электрические. Классификация. Общие технические требования. М.: Изд-во стандартов, 1986.
10. ГОСТ 17441-84. Соединения контактные электрические. Правила приемки и методы испытаний. М.: Изд-во стандартов, 1986.

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ АККУМУЛЯТОРОВ

Н.В.КОРОВИН, доктор хим.наук, проф.

МЭИ

Потребители постоянно выдвигают требования улучшения параметров аккумуляторных батарей (АБ): повышения удельных энергии и мощности, сохраняемости и ресурса, ускорения заряда, снижения стоимости, расширения диапазона рабочих температур, а также создания АБ без обслуживания. Эти требования особенно актуальны при создании АБ для электромобилей, для выравнивания графика нагрузок в энергосетях и аккумулирования энергии солнца и ветра. Удовлетворение этих требований обеспечивается как развитием традиционных, так и разработкой новых АБ.

Совершенствование традиционных АБ. Основные направления совершенствования АБ:

повышение чистоты реагентов, например, железа в никель-железном аккумуляторе, гидроксида никеля, цинка, электролитов и растворителей [1,2];

использование многокомпонентных активных материалов, содержащих кроме основного компонента диспергирующие вещества и стабилизаторы поверхности (поверхностно активные вещества, добавки $\text{Ca}(\text{OH})_2$ в Zn , Li^+ , Ba^{2+} , Ca^{2+} в $\text{Ni}(\text{OH})_2$, $\text{Mg}(\text{OH})_2$, Sb и $\text{Ni}(\text{OH})_2$ в Cd), ингибиторы коррозии (Pb , In , Tl , Sn , Ga в Zn), а также связующие добавки (полимеры) [1,3–5];

применение высокопористых основ, например волоночных, объемно-ячеистых, волокнистых, пенообразных с пористостью до 90% [1,6–8]; модификация состава основ [1,6–8]; введение добавок в электролит, например K_2CO_3 и KF в электролит никель-цинковых аккумуляторов [9];

использование тонких устойчивых сепараторов, например, полиэтиленовых и полипропиленовых сеток, многослойных сепараторов, а также сепараторов, нанесенных на электроды;

применение спиральных и биполярных электродов [1,4];

оптимизация состава электролита, структуры электродов ХИТ [10], режимов заряда и разряда;

терморегулирование ХИТ и циркуляция электролита [11];

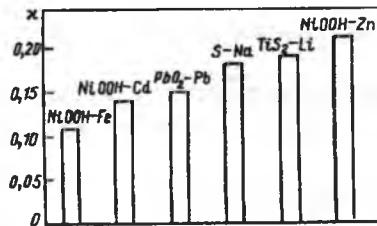


Рис. 1. Отношение практической $W_{\text{пр}}$ к теоретической $W_{\text{теор}}$ энергии, $\chi = W_{\text{пр}}/W_{\text{теор}}$ для разных типов аккумуляторов

применение облегченных корпусов.

Увеличение удельной энергии. Необходимость повышения удельной энергии обусловлена не только требованиями компактности и малой массы АБ, но и требованиями экономии природных ресурсов. Не случайно производство АБ с высокими удельными энергиями расширяется более быстрыми темпами, чем АБ с худшими параметрами, хотя и более дешевых. Как видно из рис. 1, практически достигнутая удельная энергия АБ составляет от 10 до 30% теоретической энергии, отнесенной к единице массы активных материалов. Это обусловлено не только необходимостью применения токоотводов, сепараторов, корпусов и т.д., но и диссипацией энергии за счет поляризации электродов, неполного использования реагентов и омических потерь.

Как следует из рис. 2,а, доля активных веществ в свинцовых аккумуляторах старых конструкций составляла 48%, в том числе теоретически необходимых — 23%. После усовершенствования этих аккумуляторов доля активных веществ возросла до 55%, а теоретически необходимых — до 37% (рис. 2,б). Благодаря этим усовершенствованиям удельная энергия АБ непременно увеличивается.

Удельная энергия свинцового аккумулятора за последние годы возросла в 1,5 раза (рис. 3). Можно ожидать, что к 2000 г. она достигнет 30–35 Вт·ч/кг для стационарных, 45 Вт·ч/кг — для стартерных и тяговых АБ. Переход от ламельного к безламельному никелевому электроду, применение спеченного железного электрода позволили увеличить удельную энергию никель-железных АБ за последние 30 лет более чем в 2 раза. Можно ожидать, что применение электрода из чистого железа, оптимизированных никелевых электролов и электролитов, использование новых сепараторов и облегченных корпусов позволит к 2000 г. увеличить удельную энергию этих

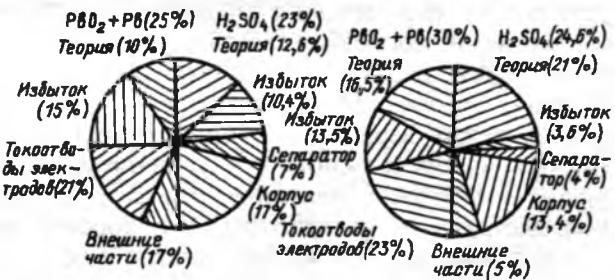


Рис. 2. Доля различных компонентов в свинцовых аккумуляторах старой и новой конструкций

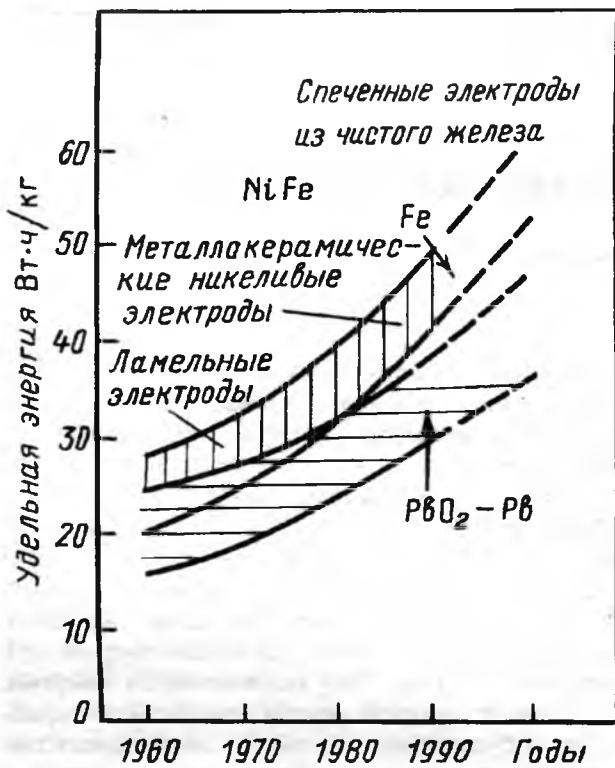


Рис. 3. Удельные характеристики никель-железных и стартерных свинцовых аккумуляторов

АБ до 60 Вт·ч/кг.

Применением усовершенствованных никелевых и кадмийевых электродов, новых стойких сепараторов, улучшением конструкции удалось повысить удельную энергию тяговых никель-кадмийевых аккумуляторов (НКА) до 50—55 Вт·ч/кг [12], ресурс — до 1500 циклов. Новые НКА могут заряжаться за очень короткое время (30 мин и менее).

Однако с учетом высокой токсичности кадмия ведется разработка АБ, способных заменить никель-кадмийевые аккумуляторы, например, никель-водородными и никель-гидридными АБ.

Некоторые потребители заинтересованы в высокой удельной мощности ХИТ. в этом случае необходим компромисс между удельной энергией и мощностью. К основным путям увеличения мощности относятся использование электролитов, основ и токоотводов электродов с высокой проводимостью, применение электродов рулонной (спиральной) конструкции, а также биполярных электродов. Эти же меры обеспечивают уменьшение времени заряда аккумуляторов.

Увеличение ресурса АБ. Деградация и ухудшение их параметров вызываются различными причинами: коррозией основ, дентритообразованием, перемещением активной массы по объему электрода, пассивацией электродов, ухудшением контакта между зернами частиц и между активным материалом и основой, ухудшением проводимости электродов, механическим разрушением основ, деструкцией сепараторов. На скорость деградации аккумуляторов влияют многие факторы и прежде всего глубина разряда θ_p , увеличение плотности тока J_p , температуры, концентрации

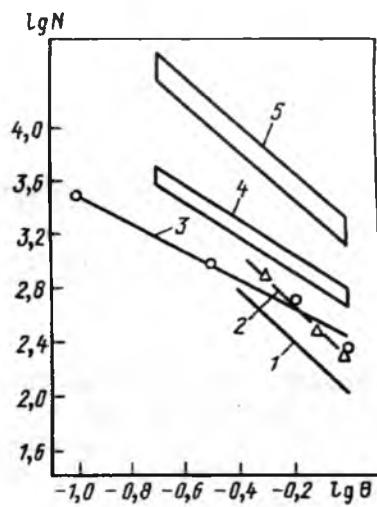


Рис. 4. Зависимость циклического ресурса от глубины разряда для разных видов аккумуляторов:

1 — Ni-Zn; 2 — Ag-Cd; 3 — полиацетилен — Li; 4 — Ni-Cd; 5 — Ni-H₂

электролита. Как видно из рис. 4, полученного обработкой литературных данных [13—15] и результатов экспериментов, зависимость циклического ресурса N от глубины разряда выражается уравнением

$$N = N_{\theta=1} / \theta_p^\gamma \quad (1)$$

где $N_{\theta=1}$ — циклический ресурс при $\theta_p=1$; γ — показатель степени, значение которого находится в пределах от 1,3 до 2,3.

Ресурс аккумулятора уменьшается с увеличением плотности тока разряда, температуры и концентрации электролита. Например, срок службы герметизированных свинцовых аккумуляторов составляет 10 лет при 20°C, 5 лет — при 30°C и 2,5 года — при 40°C [16]. Ресурс никель-водородного аккумулятора при увеличении концентрации KOH с 26 до 36%-масс. снизился с 10000 до 1800 циклов [17].

В результате анализа экспериментальных данных для циклического ресурса аккумулятора можно написать следующее уравнение:

$$\lg N = A_N - \gamma \lg \theta_p - b_N \lg J_p + f(T) + f(C_s), \quad (2)$$

где A_N , γ , b_N — постоянные; J_p — плотность тока разряда; $f(T)$, $f(C_s)$ — функции температуры и концентрации электролита.

Для температуры выше 293 К для многих аккумуляторов (никель-водородных, никель-кадмийевых, свинцовых и др.) уравнение (2) принимает вид:

$$\lg N = A_N - \gamma \lg \theta_p - b_N \lg J_p + W_A / 2,3RT + f(C_s), \quad (2a)$$

где W_A — энергия активации процессов деградации АБ.

Для щелочных аккумуляторов при концентрации щелочи выше 26%-масс. уравнение (2a) принимает вид

$$\begin{aligned} \lg N = & A_N - \gamma \lg \theta_p - b_N \lg J_p + \\ & + W_A / 2,3RT - m \lg a_{OH^-}, \end{aligned} \quad (2b)$$

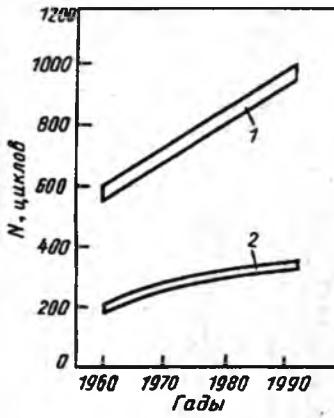


Рис. 5. Повышение циклического ресурса никель-железных тяговых (1) и свинцовых стартерных (2) аккумуляторов

где t — константа; a_{OH^-} — активность ионов OH^- .

Для обеспечения приемлемого ресурса выбирают компромиссные значения рабочей температуры, концентрации электролита и плотности тока, а для некоторых электродов, например оксидно-никелевых, и компромиссное количество активных материалов (не выше 2,0 г/см³).

Использование рассмотренных способов позволило повысить ресурс аккумуляторов за последние 30 лет в 1,5–2 раза (рис. 5). Электрохимическая компания разработала никель-цинковые аккумуляторы с ресурсом 600 циклов и выше [7].

Большой интерес представляет новый параметр — интегральная удельная энергия, характеризующая суммарную удельную энергию за весь срок службы аккумулятора [4,18]. Возможно использование двух показателей: ΣW_0 и ΣW . Для сравнения различных АБ удобно применять интегральную удельную энергию ΣW_0 , достигаемую при одинаковой глубине разряда θ_p :

$$\Sigma W_0 = W_0 N_0, \quad (3)$$

где W_0 — удельная энергия при глубине разряда θ_p ; N_0 — циклический ресурс при глубине разряда θ_p .

Значения ΣW_0 АБ различаются в широких пределах от 10 до 100 кВт·ч/кг.

Интегральная удельная энергия ΣW зависит от глубины разряда или соответственно циклического ресурса, так как ресурс зависит от глубины разряда:

$$\Sigma W = W_1 N_{\theta=1} \theta_p \quad (4a)$$

или

$$\Sigma W = W_1 N_{\theta=1}^{1/\gamma} N_0^{(1-1/\gamma)}, \quad (4b)$$

где W_1 — удельная энергия при $\theta_p=1$; $N_{\theta=1}$ — число циклов при $\theta_p=1$, N_0 — число циклов при глубине разряда θ_p .

На рис. 6 приведены кривые, рассчитанные по уравнениям (4a) и (4b) для никель-цинковых, никель-кадмиевых, никель-водородных аккумуляторов по известным значениям $W_{1,m}$, $N_{\theta=1}$ и γ . Наибольшее значение кумулятивной энергии можно получить при работе АБ в условиях неглубокого разряда. Как видно из рис. 6,7, интегральная энергия АБ различается в очень широких пределах.

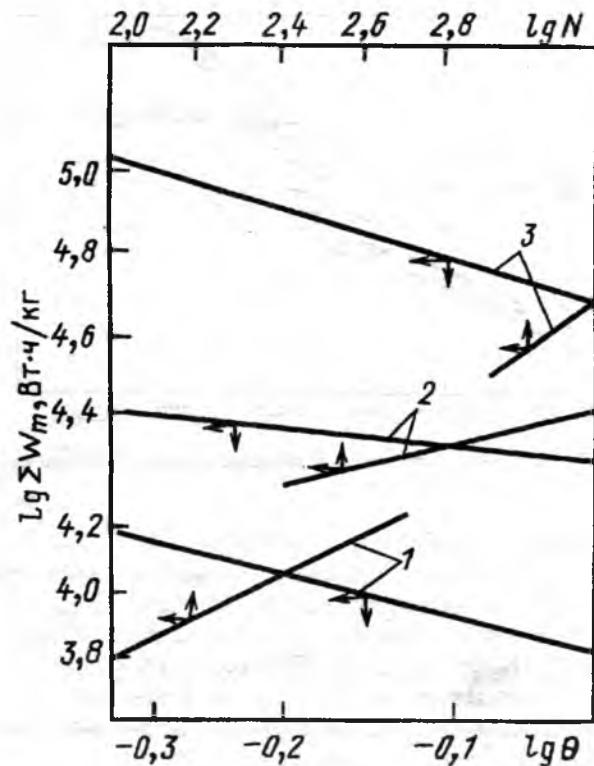


Рис. 6. Зависимость интегральной удельной массовой энергии никель-цинковых (1), никель-кадмиевых (2) и никель-водородных (3) аккумуляторов от глубины разряда и циклического ресурса

Упрощение обслуживания АБ. Наиболее заметным достижением последнего времени в области свинцовых аккумуляторов является разработка малообслуживаемых и герметизированных аккумуляторов [1,13,16,19,20]. Этого удалось добиться путем снижения содержания сурьмы в токоведущих частях или замены свинцово-сурьмяного сплава свинцово-кальциевым, применением матричного или гелеобразного (с силикагелем) электролита, устройств рекомбинации H_2 и O_2 , использованием кислородного цикла при более высокой емкости отрицательного электрода и других конструктивных и технологических приемов. Новые АБ либо вообще не требуют периодической доливки воды (герметизированные АБ), либо заливка воды в них проводится очень редко (малообслуживаемые стартерные АБ).

Тенденция упрощения обслуживания, создания герметизированных или герметичных АБ проявляется и для других АБ: никель-кадмиевых, никель-цинковых и, особенно, для вновь разрабатываемых.

Разработка новых АБ. Благодаря достижениям электрохимии и смежных наук разрабатывается большое число новых АБ, некоторые из них уже производятся. Количество новых электрохимических систем, используемых в АБ, возрастает по экспоненте.

Литийевые аккумуляторы. Большое внимание уделяется разработке литийевых аккумуляторов с неводными растворами электролитов [1,4,10,21,22]. Выпускаются аккумуляторы систем TiS_2-Li , $\text{MoOx}-\text{Li}$, $\text{MoSi}-\text{Li}$, SO_2-Li , $\text{VxOy}-\text{Li}$ [1,4,10,22,23]. Они имеют высокую удельную энергию, 80–120 Вт·ч/кг (рис. 8), сохраняемость,

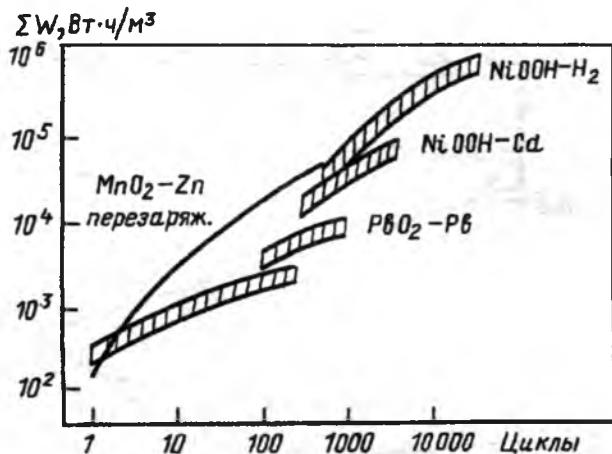


Рис. 7. Изменение интегральной удельной объемной энергии аккумуляторов от числа циклов

способность работать в большом диапазоне температур. Однако широкому их применению препятствуют невысокий ресурс (50–200 циклов) и соответственно невысокая интегральная энергия (рис. 7). Наметилось несколько путей увеличения ресурса литиевых аккумуляторов, в том числе:

интеркалляция лития в углеродистые материалы $Li_xCn \rightleftharpoons XLi^+ + C_n + xe$ [23];

покрытие лития или сплава алюминия с литием твердым электролитом, имеющим проводимость по ионам лития;

применение катодов с высоким окислительным потенциалом, например Li_xCoO_2 , Li_xNiO_2 , [24] в паре с углеродистым катодом, имеющим более положительный, по сравнению с литием, потенциал.

Следует отметить, что литий и некоторые другие компоненты литиевых аккумуляторов весьма токсичны и проблема безопасности этих АБ еще полностью не решена.

Весьма перспективным направлением улучшения ресурса является применение твердополимерных электролитов на основе смеси солей лития с полизэфиром (полиэтиленоксидом, полипропиленоксидом, поливинилкарбазолом, полидиметакрилполиэтиленгликолем) [25]. Для увеличения ионной проводимости предложено вводить пластификаторы, например пропиленкарбонат, предложены также гелеобразные матрицы, пропитанные жидким электролитом. Однако пластификаторы и жидкие электролиты могут вызывать пассивацию лития.

Никель – водородные АБ. Для космических целей разработаны никель-водородные аккумуляторы, у которых отрицательным электродом служит обратимый водородный электрод с платиновым катализатором [1, 10, 26]. Удельная их энергия в 1,5 раза выше удельной энергии НКА (рис. 8), ресурс достигает 15 тыс. ч при глубине разряда 80%. Поэтому очень высока интегральная удельная энергия (рис. 6,7). Однако они характеризуются высокими саморазрядом и стоимостью.

В последние годы широким фронтом ведутся разработки никель-гидридных аккумуляторов

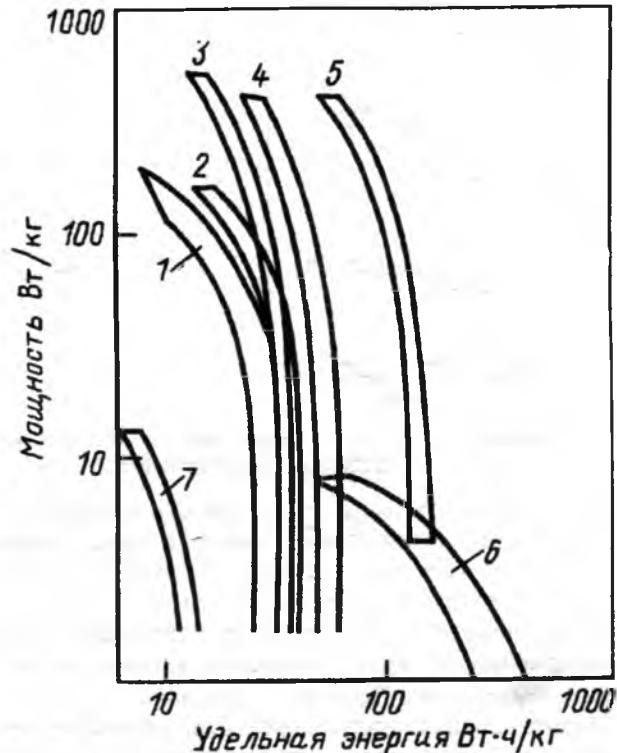


Рис. 8. Соотношение между удельными энергии и мощностью АБ:
свинцовых (1), никель-железных (2), никель-кадмевых (3), никель-водородных, никель-цинковых (4), сернокатриевых (5), ли-тиевых с неводными растворами электролитов (6) и редокс-установок (7)

(НГА) [27]. Имеется большое число интерметаллидов, обратимо сорбирующих водород, однако ресурс катодов на основе большинства из них невелик из-за коррозии и диспергирования порошков или образования пассивной пленки на поверхности этих частиц. Применением двух и многокомпонентных сплавов $ZrNi_{1,6}$; $ZrMn_{0,6}$; $Cr_{0,2}Ni_{1,2}$; $V-Ti-Cr-Ni$ (53–17–16–14%-масс. $LaNi_{5-x-y}Co_xAl_y$, $Mm_{(1-x)}Al_xNi_{5-y}Mn_y$, $Mm_{(1-x)}Zr_xNi_{5-x}Al_y$) пористых покрытий и микрокапсулирования удается повысить ресурс НГА (до 500 циклов). В настоящее время ряд фирм в Германии ("Варта"), Японии ("Тошиба", "Матсусита", "Санье"), США ("Овоник"), Франции (САФТ), России ("Источник", "Сатурн" и др.), либо выпускают, либо готовили к выпуску НГА. Параметры НГА близки к параметрам НКА, однако удельные емкость и энергия НГА в 1,3–1,5 раза выше. Кроме того, они не содержат токсичного кадмия. Однако НГА дороже НКА, а их саморазряд при повышенных температурах значительно выше саморазряда НКА.

Мощные АБ. Уже давно во многих странах мира разрабатываются мощные аккумуляторы, предназначенные для выравнивания графика нагрузок в электросетях, для электромобиля и аккумулирования энергии возобновляемых источников. К ним предъявляются требования высокой удельной энергии, ресурса (до 10 лет) и КПД (70–80%), низкой стоимости (≤ 150 долл./(кВт·ч)).

Разработаны бромно-цинковые, серно-натриевые, хлоридно-натриевые и редокс-аккумуляторы [1,10,12,28].

Бромно-цинковые АБ $\text{Br}_2/\text{ZnBr}_2/\text{Zn}$ имеют высокую удельную энергию (50–70 Вт·ч/кг, рис. 8), КПД (65–75%) и невысокую стоимость. Для снижения саморазряда и токсичности брома его связывают в комплексные соединения. Эти АБ находятся на стадии длительных испытаний на стационарных стендах (4 МВт·ч — Япония) [1] и в электромобилях (до 100 кВт·ч — Австрия) [28].

В качестве накопителей энергии возобновляемых источников рассматриваются редокс-аккумуляторы. На первом этапе в основном разрабатывались железохромовые аккумуляторы. Созданы новые недорогие мембранные, активные углеродистые биполярные электроды, АБ и энергоустановки [1]. В Японии созданы энергоустановки мощностью до 60 кВт, имеющие высокие КПД (75%) и ресурс (до 1000 циклов) и невысокую стоимость. К недостаткам редокс-аккумуляторов относятся низкие удельные энергии (20 Вт·ч/кг) и мощность (до 30 Вт/кг) (рис. 8).

В Австралии [29] были предложены и разработаны ванадиевые редокс-аккумуляторы, состоящие из пар $\text{V(V)}/\text{V(IV)}-\text{V(II)}/\text{V(III)}$ и обладающие более высокими напряжением, удельной энергией и мощностью, чем железохромовые аккумуляторы. Однако они дороже железохромовых редокс-аккумуляторов. В Японии проводится работа по извлечению ванадия из шлаков ТЭС, нефтехимических и других предприятий для использования полученных соединений ванадия в редокс-аккумуляторах.

Длительные разработки по серно-натриевому аккумулятору привели к созданию энергоустановок мощностью от нескольких киловатт до мегаватт [1,10,30]. Удельная энергия их достигает 100–120 Вт·ч/кг (рис. 8), КПД — более 70%. В значительной мере удалось решить проблему смягчения электролита, повысить ресурс аккумуляторов и АБ. Однако для широкого их применения необходимо снизить их стоимость и повысить безопасность в работе.

Новым шагом в развитии высокотемпературных ХИТ стало создание хлоридно-натриевых [31] АБ с твердым электролитом со стороны натрия или лития и расплавленным электролитом со стороны хлорида никеля. Хотя удельные энергия (80–90 Вт·ч/кг) и мощность (100–300 Вт/кг) хлоридно-никелево-натриевых АБ ниже, чем у серно-натриевых АБ, однако они более безопасны в работе. Рабочая температура их на 50°C ниже рабочей температуры серно-натриевого аккумулятора. Введение серы в хлоридный электрод повышает ресурс аккумулятора.

Таким образом, за последние десятилетия достигнуты заметные успехи в улучшении параметров традиционных и создании новых АБ. Учитывая большой интерес к АБ, значительный объем научных исследований в этой области, в том числе по государственным и международным програм-

мам и проектам, можно ожидать дальнейшего развития АБ.

Список литературы

1. Коровин Н.В. Электрохимическая энергетика. М.: Энергоатомиздат, 1991.
2. Новаковский А.М., Ужинов Б.И. Источники тока на основе систем оксид никеля-железо. Исследования и разработки//Тезисы доклада III Всесоюзной конференции по электрохимической энергетике (ВКЭЭ). М.: МЭИ. 1989. С.93—94.
3. Казаринов И.А., Львов А.Л. Разработка принципов подбора комбинированных активирующих добавок на основе гидроксида никеля (II) в активную массу кадмievого электрода//Тезисы доклада III Всесоюзной конференции по электрохимической энергетике (ВКЭЭ). М.: МЭИ. 1989. С.95—96.
4. Kordesch K. New materials and processes in power sources and power storage development//Proc. UNESCO Expert Workshop. Dresden. DTU. 1989. P.41—60
5. Gagnon F. Effect of ten weight percent KOH electrolyte on the durability of zinc/nickel oxide cells, containing Zn electrodes with calcium hydroxide//J. Electrochem. Soc. 1991. 138. №11. P.3173—3176.
6. Лихоносов С.Д., Кулыга В.П., Митрохин А.Л. Развитие оксидно-никелевого электрода для никельводородного аккумулятора наземного применения//Тезисы доклада ВКЭЭ. М.: МЭИ. 1989. С.101.
7. Eisenberg M. High energy stabilized nickel-zinc batteries with new composite nickel electrodes//Proc. 34 Intern. Power Sources Symp. (IPSS). Cherry Hill.N.Y. 1990. P.232—234
8. Bronoel G., Rouget R., Tassin N. Ni—H₂ improvements by use of fibrous nickel electrodes//Proc. 34 IPSS. Cherry Hill.N.Y. 1990. P.229—231.
9. Adler T.C., McLaren F.R., Cairns E.J. Low-zinc-solubility electrolytes for use zinc/nickel oxide cells//J.Electrochem. Soc. 1993. 140 №2. P.289—294.
10. Коровин Н.В. Некоторые проблемы развития химических источников тока//Электротехника. 1990. № 11. С.72—75.
11. Свинцовые аккумуляторы с терморегулированием /С.С.Никулин, А.И.Русин, Ю.А.Мартынов, Е.В.Никулина //Тезисы доклада ВКЭЭ. М.: МЭИ. 1989. С.93—94.
12. Oman H. 7th annual batteries conference 92. Long Beach//IEEE Aerosp. and Electron Syst. Mag. 1992. 7. №4. P.2—5.
13. Кромптон Т. Вторичные источники тока. М.: Мир, 1985.
14. Lim H.S., Verzwyvelt S.A. Long life nickel electrodes for nickel-hydrogen cells//Proc. 19th Intersociety Energy Convers. Eng. Conf. (IECEC), San.Fransisko. 1984. Vol. 1. P.312—318;
15. Mc.Dermott P.P. Analysis of nickel electrode behaviour in an accelerated test//Proc. Symp. Nickel Electrode, Denver. 1981. P.224—236.
16. Harrison A.I. Low-maintenance lead acid batteries//Eur. Power News. 1992. 17.№2. P.16,18.
17. Reid M.O., Loysell P.L. Impedance of nickel-electrodes cycled in various KOH concentration//J.Power Sources. 1991. 36. №3. P.285—298.
18. Коровин Н.В., Лапшин В.Ю., Галкин В.В. К вопросу о выборе накопителя для автономных наземных электросистем//Тезисы докладов 3-й ВКЭЭ. М.:МЭИ, 1989. С.74.
19. Варыпаев В.Н., Дасоян М.А., Никольский В.А. Химические источники тока. М.: Высшая школа, 1990.
20. Русин А.И. Основы технологий свинцовых аккумуляторов. Л.: Энергоатомиздат. Ленинград, 1987.
21. Кедринский И.А., Дмитриенко В.Е., Грудянов И.И. Литиевые источники тока. М.: Энергоатомиздат, 1992.
22. Pistoia G. Lithium batteries applications — the present and the future.//Bull. Electrochem. 1991. 7. №11. P.524—528.
23. High voltage rechargeable lithium battery using new developed carbon for negativ electrode material/J.Jamaura, Y.Ozaki, A.Morita, A.Ohta //6th Inter.Meet Lithium Batteries (IMLB). Munster. 1992. P.103—107.
24. Lithium-ion rechargeable cells with LiCoO₂ and carbon electrode./K.Sekai, H.Azuma, A.Omarua a.o./6th IMLB. Munster. 1992. P.108—110.

25. Crose F., Scrosati B. Interfacial phenomena polymer electrolyte cells.//6th IBML. Munster. 1992. P.3—4.
26. Центр Б.И., Лызлов Н.Ю. Металл-водородные электрорхимические системы. Л.: Химия, 1989.
27. Fetchenko M.A., Ventatesan S., Ovshinsky S.R. Advances in Ni-MH battery performance//Proc. 34th IPSS. Cherry Hill. N.Y. 1990. P.305—311.
28. Fabjan Ch. High temperature sodium/metal chloride batteries and the zinc-bromine system.//Proc. UNESCO expert workshop. Dresden. DTU. 1989. P.61—89.
29. Characteristics and performance of 1 kW UNSW vanadium redox battery/M.Skylas-Kazacos, D.Kasherman, D.R.Hong, M.Kazacos//J.Power Sources. 1991. 35. №4 P.399—400
30. Fischer W. Sodium-Sulfur battery accomplishments and remaining problems//Solid State Ionics. Symp.Boston. 1988. Pittsburg 1989. P.541—551.
31. Bohm H. Natrium-nickel chloride batteries fur statioare and mobile Bereiche//Elek.Energy-Techn.1991. 36.№1 P.26—29.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

УДК 621.313.3.045.001.24

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КОМПЕНСАЦИОННЫХ ОБМОТОК, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ПОМЕХОНЕСУЩЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ, СОЗДАВАЕМОГО ОСНОВНЫМИ ОБМОТКАМИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

В.В.ИВАНОВ, канд.техн.наук

Обмотки (катушки, электрические контуры), широко используемые в электротехнических устройствах, являются типичными источниками внешнего помехонесущего магнитного поля (МП). Для снижения уровня этого поля часто применяют компенсационные обмотки (КО), которые располагают снаружи основных — рабочих обмоток (РО) и подключают к ним встречно создаваемому магнитному потоку.

Параметры КО (геометрические размеры, ампервитки) можно оптимизировать с точки зрения повышения эффективности КО снижения уровня внешнего МП, использовав для этого известную мультипольную концепцию представления поля реальных его источников полем эквивалентных точечных источников [1,2]. Примем, что РО и КО являются осесимметричными, имеют равномерную плотность распределения витков как по длине, так и в радиальном направлении и располагаются симметрично относительно друг друга. В этом случае внешнее поле обмоток будет определяться мультиполями только нечетного порядка n ($n=1,3,5,\dots$).

Покажем на простом примере принципиальную возможность компенсации поля мультиполей РО 1-го и 3-го порядка, благодаря чему внешнее МП обмоток будет обусловливаться только мультиполями порядка $n \geq 5$, поле которых с увеличением расстояния от обмоток затухает с большей скоростью, чем поле мультиполей порядка $n = 1,3$.

Скалярные потенциалы внешнего МП ϕ_0^e и ϕ_k^e соответственно РО и КО, выполненных в форме круговых катушек, можно представить следующими суммами потенциалов мультиполей при разложении поля обмоток относительно их общего геометрического центра:

$$\phi_0^e = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{n0}^e F_n^e; \quad \phi_k^e = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{nk}^e F_n^e, \quad (1)$$

где M_{n0}^e, M_{nk}^e — постоянные коэффициенты n -го порядка, зависящие от геометрических параметров и МДС (ампер-витков) обмоток; F_n^e — функции n -го порядка, зависящие от координат точек наблюдения во внешнем пространстве, одинаковые для РО и КО.

Напишем на основании (1) условие равенства нулю потенциалов мультиполей 1-го и 3-го порядка обеих обмоток:

$$M_{10}^e F_1^e \left(1 + \frac{M_{30}^e}{M_{10}^e} \frac{F_3^e}{F_1^e} \right) + M_{1k}^e F_1^e \left(1 + \frac{M_{3k}^e}{M_{1k}^e} \frac{F_3^e}{F_1^e} \right) = 0. \quad (2)$$

Выражение (2) будет равно нулю при любых значениях функций F_1^e, F_3^e , если

$$\frac{M_{3k}^e}{M_{1k}^e} = \frac{M_{30}^e}{M_{10}^e}; \quad M_{1k}^e = -M_{10}^e. \quad (3)$$

Первое выражение в (3) не зависит от ампервитков обмоток и устанавливает только требуемое соотношение между их геометрическими параметрами, а из второго следует необходимость обеспечения равенства по абсолютной величине дипольных моментов обмоток.

При применении многослойных обмоток с различными ампер-витками в слоях существует принципиальная возможность компенсации поля, обусловленного мультиполем порядка $n \geq 5$. Однако такие системы компенсации оказываются практически трудно реализуемыми и на них останавливаются не будем.

Компенсационные обмотки обычно располагают вблизи от рабочих, поэтому они могут значительно изменить собственное поле последних. В ряде случаев необходимо, чтобы это изменение было соответствующим образом учтено. Будем

находить для РО с ее ампер-витками AW_o , выбранными без учета КО, дополнительно такое число ампер-витков ΔAW_o , чтобы при $AW_o + \Delta AW_o$, при включенной КО с ампер-витками AW_k в центре обеих обмоток индукции МП была такой же, как в центре РО без КО.

Ниже рассмотрены некоторые варианты конструктивного исполнения РО и КО. Для всех вариантов римской цифрой I обозначены оптимальные соотношения между геометрическими параметрами обмоток, а цифрой II — системы из двух уравнений, на основании решения которых определяются ампер-витки ΔAW_o , AW_k . Если нет необходимости в учете изменения собственного поля РО при включенной КО, то в приведенных системах все вторые уравнения исключаются, а в первых принимается $\Delta AW_o = 0$.

При всех вариантах плоскости витков обмоток перпендикулярны оси X. Геометрические размеры обмоток обозначены на рис. 1—12.

Вариант 1. РО и КО в форме круговых катушек с произвольной толщиной намотки (рис. 1).

$$I. \quad l_k^2 = l_o^2 + 0,45(f_{k1} - f_{o1}), \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} f_{k1} &= R_{k2}^2 + \frac{(R_{k1} + R_{k2})R_{k1}^3}{R_{k1}^2 + R_{k1}R_{k2} + R_{k2}^2}; \\ f_{o1} &= R_{o2}^2 + \frac{(R_{o1} + R_{o2})R_{o1}^3}{R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o2} + R_{o2}^2}; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$II. \quad \left. \begin{aligned} (AW_o + \Delta AW_o)(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o2} + R_{o2}^2) + \\ + AW_k(R_{k1}^2 + R_{k1}R_{k2} + R_{k2}^2) = 0; \\ \Delta AW_o f_{o2} + AW_k f_{k2} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} f_{o2} &= \frac{1}{R_{o1} - R_{o2}} \ln \frac{R_{o1} + \sqrt{R_{o1}^2 + l_o^2}}{R_{o2} + \sqrt{R_{o2}^2 + l_o^2}}; \\ f_{k2} &= \frac{1}{R_{k1} - R_{k2}} \ln \frac{R_{k1} + \sqrt{R_{k1}^2 + l_k^2}}{R_{k2} + \sqrt{R_{k2}^2 + l_k^2}}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Вариант 1а. РО и КО в форме круговых соленоидов (в выражениях (4) — (7) $R_{k1}=R_{k2}=R_k$; $R_{o1}=R_{o2}=R_o$).

$$I. \quad l_k^2 = l_o^2 + 0,75(R_k^2 - R_o^2). \quad (8)$$

$$II. \quad (AW_o + \Delta AW_o)R_o^2 + AW_k R_k^2 = 0;$$

$$\frac{\Delta AW_o}{\sqrt{R_o^2 + l_o^2}} + \frac{AW_k}{\sqrt{R_k^2 + l_k^2}} = 0. \quad (9)$$

Вариант 2. РО в форме круговой катушки с произвольной толщиной намотки, КО — в виде двух ветвей круговых контуров (рис. 2)

$$I. \quad l_k^2 = \frac{1}{3}l_o^2 + 0,25R_k^2 - 0,15f_{o1}. \quad (10)$$

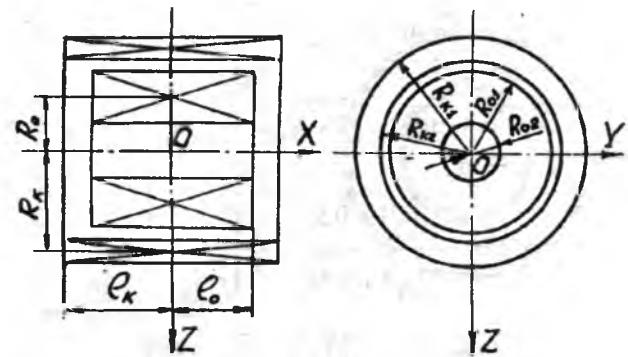


Рис. 1.

$$II. \quad \frac{1}{3}(AW_o + \Delta AW_o)(R_{o1}^2 + R_{o1}R_{o2} + R_{o2}^2) + \\ + AW_k R_k^2 = 0; \quad \Delta AW_o f_{o2} + AW_k R_k^2 = 0. \quad (11)$$

Вариант 2а. РО в форме кругового соленоида, КО — в виде двух ветвей круговых контуров (в выражениях (10), (11) $R_{o1}=R_{o2}=R_o$).

$$I. \quad l_k^2 = \frac{1}{3}l_o^2 + 0,25(R_k^2 - R_o^2). \quad (12)$$

$$II. \quad (AW_o + \Delta AW_o)R_o^2 + AW_k R_k^2 = 0;$$

$$\frac{\Delta AW_o}{\sqrt{R_o^2 + l_o^2}} + \frac{AW_k R_k^2}{(\sqrt{R_k^2 + l_k^2})^3} = 0. \quad (13)$$

Вариант 3. РО и КО в форме квадратных катушек с произвольной толщиной намотки (рис. 3).

$$I. \quad l_k^2 = l_o^2 + \frac{1}{3}(f_{k3} - f_{o3}), \quad (14)$$

где

$$f_{k3} = b_{k1}^2 + b_{k1}b_{k2} + b_{k2}^2; \quad (15)$$

$$f_{o3} = b_{o1}^2 + b_{o1}b_{o2} + b_{o2}^2.$$

$$II. \quad (AW_o + \Delta AW_o)f_{o4} + AW_k f_{k4} = 0;$$

$$\frac{\Delta AW_o f_{o4}}{b_{o1} - b_{o2}} + \frac{AW_k f_{k4}}{b_{k1} - b_{k2}} = 0, \quad (16)$$

где

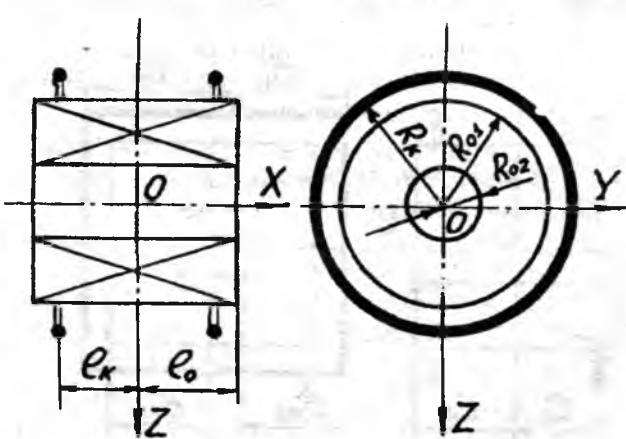


Рис. 2

$$\begin{aligned}
f_{o4} = & \frac{1}{\lambda_{o1}} \operatorname{arctg} \lambda_{o1} \sqrt{2 + \lambda_{o1}^2} - \\
& - \frac{1}{\lambda_{o2}} \operatorname{arctg} \lambda_{o2} \sqrt{2 + \lambda_{o2}^2} + \\
& + \sqrt{2} \ln \frac{\lambda_{o2} (\sqrt{1 + 0,5 \lambda_{o1}^2} + 1)}{\lambda_{o1} (\sqrt{1 + 0,5 \lambda_{o2}^2} + 1)} - \\
& - \ln \frac{(\sqrt{2 + \lambda_{o1}^2} + 1) (\sqrt{2 + \lambda_{o2}^2} - 1)}{(\sqrt{2 + \lambda_{o2}^2} + 1) (\sqrt{2 + \lambda_{o1}^2} - 1)}; \quad (17)
\end{aligned}$$

f_{k4} определяется по формуле (17) при замене λ_{o1} на λ_{k1} , λ_{o2} на λ_{k2} , $\lambda_{o1} = \frac{l_o}{b_{o1}}$; $\lambda_{o2} = \frac{l_o}{b_{o2}}$; $\lambda_{k1} = \frac{l_k}{b_{k1}}$; $\lambda_{k2} = \frac{l_k}{b_{k2}}$.

Вариант 4. РО в форме квадратной катушки с произвольной толщиной намотки, КО — в виде двух ветвей квадратных контуров (рис. 4)

$$I. \quad l_k^2 = \frac{1}{3} \left(l_o^2 + b_k^2 - \frac{1}{3} f_{o3} \right). \quad (18)$$

$$\begin{aligned}
II. \quad (AW_o + \Delta AW_o) f_{o3} + 3AW_k b_k^2 = 0; \\
\frac{\Delta AW_o f_{o4}}{b_{o1} - b_{o2}} + \frac{2AW_k b_k^2}{(b_k^2 + l_k^2) \sqrt{2b_k^2 + l_k^2}} = 0. \quad (19)
\end{aligned}$$

Вариант 5. РО и КО в форме прямоугольных соленоидов (рис. 5).

$$I. \quad l_k^2 = l_o^2 + b_k^2 - b_o^2; \quad a_k^2 - b_k^2 = a_o^2 - b_o^2. \quad (20)$$

$$II. \quad (AW_o + \Delta AW_o) a_o b_o + AW_k a_k b_k = 0;$$

$$\Delta AW_o f_{o5} + AW_k f_{k5} = 0,$$

где

$$f_{o5} = \frac{1}{l_o} \operatorname{arctg} \frac{l_o}{a_o b_o} \sqrt{a_o^2 + b_o^2 + l_o^2};$$

$$f_{k5} = \frac{1}{l_k} \operatorname{arctg} \frac{l_k}{a_k b_k} \sqrt{a_k^2 + b_k^2 + l_k^2}. \quad (22)$$

Вариант 6. РО в форме прямоугольного соленоида

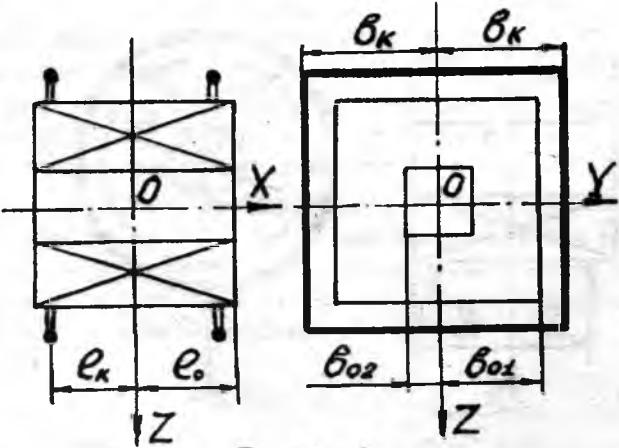


Рис. 4

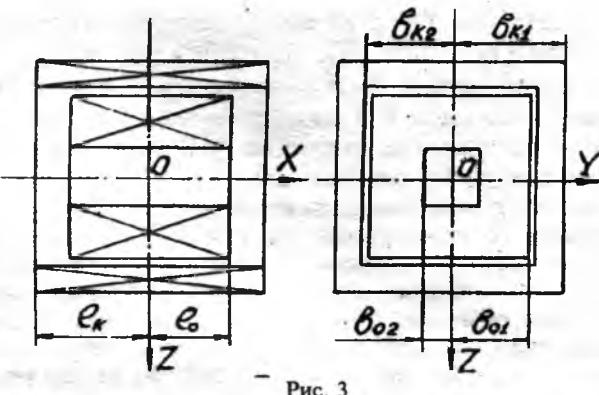


Рис. 3

ноида, КО — в виде двух ветвей прямоугольных контуров (рис. 6).

$$I. \quad l_k^2 = \frac{1}{3} (l_o^2 + b_k^2 - b_o^2); \quad a_k^2 - b_k^2 = a_o^2 - b_o^2. \quad (23)$$

$$II. \quad (AW_o + \Delta AW_o) a_o b_o + AW_k a_k b_k = 0;$$

$$\Delta AW_o f_{o5} + AW_k f_{k6} = 0, \quad (24)$$

где

$$f_{k6} = \frac{a_k b_k}{\sqrt{a_k^2 + b_k^2 + l_k^2}} \left(\frac{1}{b_k^2 + l_k^2} + \frac{1}{a_k^2 + l_k^2} \right) \quad (25)$$

Вариант 7. РО и КО (каждая из них) в виде двух ветвей круговых контуров (рис. 7)

$$I. \quad l_k^2 = l_o^2 + 0,25 (R_k^2 - R_o^2). \quad (26)$$

$$II. \quad (AW_o + \Delta AW_o) R_o^2 + AW_k R_k^2 = 0;$$

$$\frac{\Delta AW_o R_o^2}{\sqrt{(R_o^2 + l_o^2)^3}} + \frac{AW_k R_k^2}{\left(\sqrt{R_k^2 + l_k^2} \right)^3} = 0. \quad (27)$$

Вариант 8. РО и КО (каждая из них) в виде двух ветвей прямоугольных контуров (рис. 8)

$$I. \quad l_k^2 = l_o^2 + \frac{1}{3} (b_k^2 - b_o^2); \quad a_k^2 - b_k^2 = a_o^2 - b_o^2. \quad (28)$$

$$\begin{aligned}
II. \quad (AW_o + \Delta AW_o) a_o b_o + AW_k a_k b_k = 0; \\
\frac{\Delta AW_o a_o b_o}{\sqrt{a_o^2 + b_o^2 + l_o^2}} \left(\frac{1}{a_o^2 + l_o^2} + \frac{1}{b_o^2 + l_o^2} \right) + AW_k f_{k6} = 0. \quad (29)
\end{aligned}$$

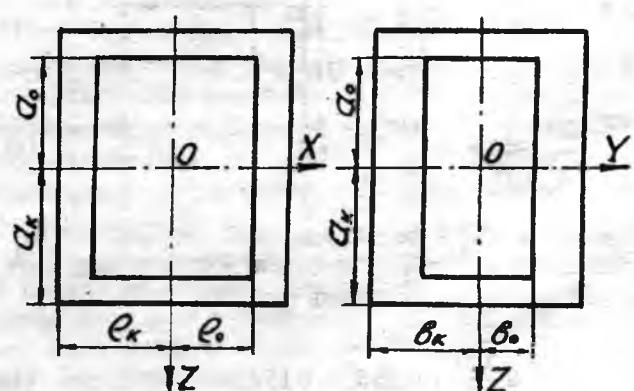


Рис. 5

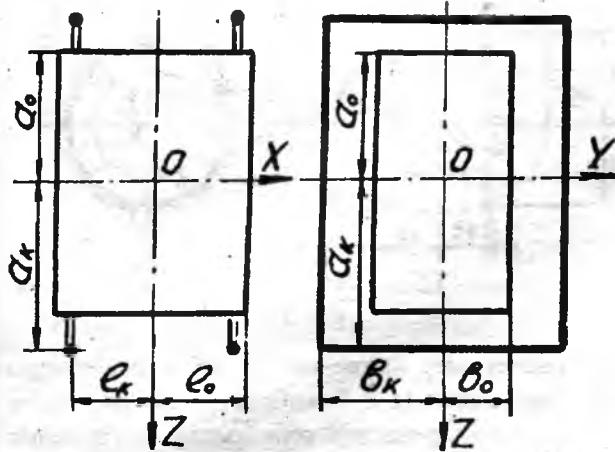


Рис. 6

Вариант 9. РО и КО — соленоиды в форме усеченных софокусных сфероидов вращения (рис. 9).

$$I. \frac{b_{k1}^4}{2b_k^2 + b_{k1}^2} = f_7; \quad l_k = \frac{a_k}{b_k} \sqrt{b_k^2 - b_{k1}^2}; \\ a_k^2 - b_k^2 = a_o^2 - b_o^2 = c^2,$$

(30)

где

$$f_7 = \frac{b_k^2 b_{o1}^4 (4a_o^2 + b_o^2)}{b_o^2 (2b_o^2 + b_{o1}^2) (4a_k^2 + b_k^2)}. \quad (31)$$

$$II. \left. \begin{aligned} & (AW_o + \Delta AW_o)(2b_o^2 + b_{o1}^2) + \\ & AW_k(2b_k^2 + b_{k1}^2) = 0; \\ & \Delta AW_o b_o^2 \sum_{(n)} \frac{2n+1}{n(n+1)} P'_n(0) Q'_n\left(\frac{a_o}{c}\right) S_{no} + \\ & + AW_k b_k^2 \sum_{(n)} \frac{2n+1}{n(n+1)} P'_n(0) Q'_n\left(\frac{a_k}{c}\right) S_{nk} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

где P'_n , Q'_n — символы, обозначающие производные функций Лежандра соответственно первого и второго рода; $n = 1, 3, 5, \dots$

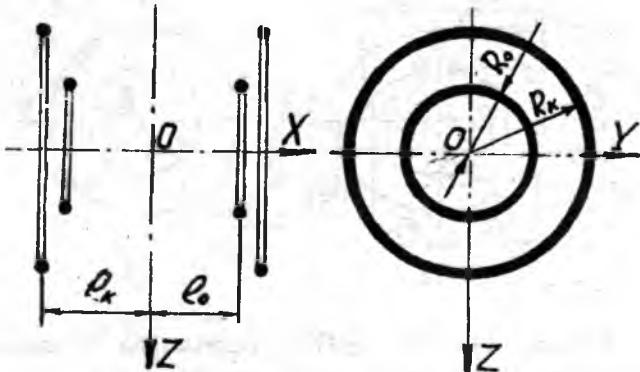


Рис. 7

$$S_{no} = 2 \sum_{(k)} (-1)^{\frac{k+2}{2}} \frac{(2n-k-1)!! n(n+1)}{k!! (n+2-k)!} \eta_{o1}^{(n+1-k)}, \quad (33)$$

$$k = 0, 2, 4, \dots; 0 \leq k \leq n+1; \eta_{o1} = b_o^{-1} \sqrt{b_o^2 - b_{o1}^2};$$

S_{nk} определяется согласно (33) при замене η_{o1} на η_{k1} , где

$$\eta_{k1} = b_k^{-1} \sqrt{b_k^2 - b_{k1}^2}.$$

Из (30) с учетом (31) следует, что при $b_{o1}=0$ (когда $l_o=a_o$) имеют место: $b_{k1}=0$; $l_k=a_k$, т.е. РО и КО принимают форму полных эллиптических сфероидов вращения. В этом случае $\eta_{o1}=\eta_{k1}=1$, суммы S_{no} , S_{nk} оказываются отличными от нуля только при $n=1$ (при этом $S_{1o} = S_{1k} = \frac{4}{3}$) и выражения (32) приводятся к виду:

$$\left. \begin{aligned} & (AW_o + \Delta AW_o) b_o^2 + AW_k b_k^2 = 0; \\ & \Delta AW_o b_o^2 Q'_1\left(\frac{a_o}{c}\right) + AW_k b_k^2 Q'_1\left(\frac{a_k}{c}\right) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Вариант 10. РО — соленоид в форме усеченного сфероида вращения, КО — в виде двух ветвей круговых контуров (рис. 10).

$$I. \quad b_{k1}^2 = 0,8b_k^2 + 0,6f_7; \quad l_k = \frac{a_k}{b_k} \sqrt{b_k^2 - b_{k1}^2}; \\ a_k^2 - b_k^2 = a_o^2 - b_o^2 = c^2. \quad (35)$$

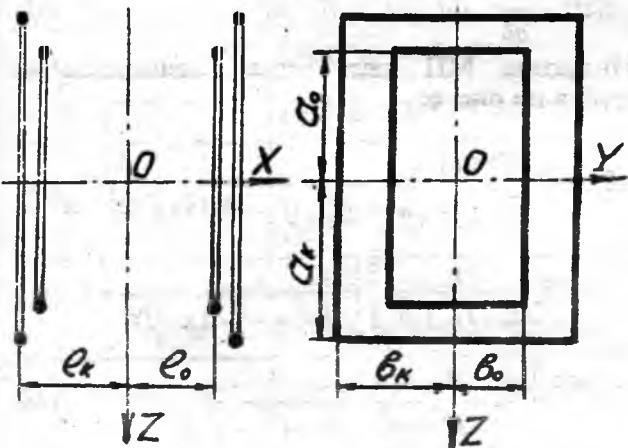


Рис. 8

$$II. \left. \begin{aligned} & (AW_o + \Delta AW_o)(2b_o^2 + b_{o1}^2) + AW_k b_{k1}^2 = 0; \\ & - \frac{\Delta AW_o b_o^2}{2c^3} \sum_{(n)} \frac{2n+1}{n(n+1)} P'_n(0) Q'_n\left(\frac{a_o}{c}\right) S_{no} + \\ & + \frac{AW_k R_k^2}{(\sqrt{R_k^2 + l_k^2})^3} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

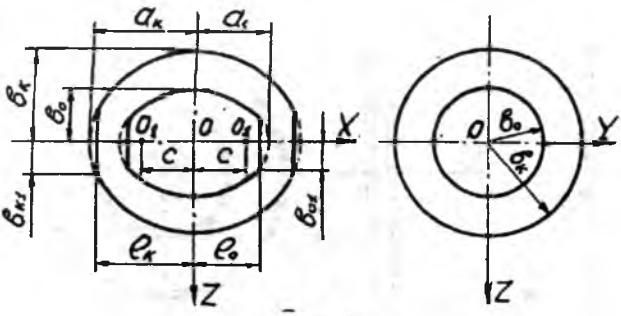


Рис. 9

Вариант 11. РО и КО — соленоиды в форме усеченных концентрических сфер (рис. 11)

$$I. \quad R_{k1}^4 (2R_k^2 + R_{k1}^2)^{-1} = R_{o1}^4 (2R_o^2 + R_{o1}^2)^{-1}; \\ l_k = \sqrt{R_k^2 - R_{k1}^2}. \quad (37)$$

$$II. \quad \left. \begin{aligned} & (AW_o + \Delta AW_o)(2R_o^2 + R_{o1}^2) + \\ & + AW_k(2R_k^2 + R_{k1}^2) = 0; \\ & \Delta AW_o(2R_o^2 + R_{o1}^2)R_o^{-3} + \\ & + AW_k(2R_k^2 + R_{k1}^2)R_k^{-3} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

При $R_{o1} = 0$, $l_o = R_o$ вместо (37), (38) получим:

$$I. \quad R_{k1} = 0; \quad l_k = R_k \quad (39)$$

(т.е. обмотки принимают форму концентрических сфер).

$$II. \quad \left. \begin{aligned} & (AW_o + \Delta AW_o)R_o^2 + AW_k R_k^2 = 0; \\ & \Delta AW_o R_o^{-1} + AW_k R_k^{-1} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

Вариант 12. РО — соленоид в форме усеченной сферы, КО — в виде двух ветвей круговых контуров (рис. 12).

$$I. \quad R_{k1}^2 = 0,8R_k^2 + 0,6R_{o1}^4 (2R_o^2 + R_{o1}^2)^{-1}; \\ l_k = \sqrt{R_k^2 - R_{k1}^2}. \quad (41)$$

$$II. \quad \left. \begin{aligned} & \frac{1}{3}(AW_o + \Delta AW_o)(2R_o^2 + R_{o1}^2) + AW_k R_k^2 = 0; \\ & \frac{1}{3}\Delta AW_o(2R_o^2 + R_{o1}^2)R_o^{-3} + \\ & + AW_k R_{k1}^2 (\sqrt{R_{k1}^2 + l_k^2})^{-3} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Произведем некоторые численные расчеты. Оценим индукцию внешнего МП при вариантах исполнения РО и КО, указанных в табл. 1.

При вариантах 1^I, 1^{II} в отличие от 1-го длина КО принята неоптимальной. Все геометрические параметры обмоток, выбранные в качестве исход-

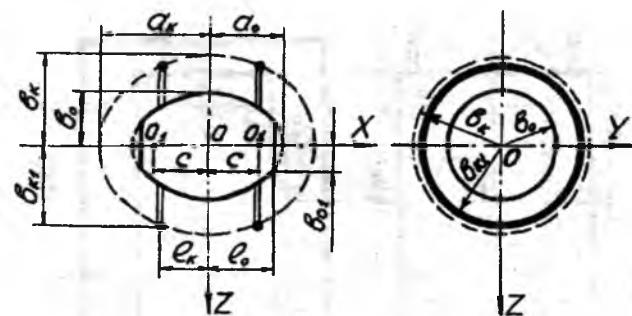


Рис. 10

ных, и расчетные, приведены в табл. 1. Размеры РО при вариантах 1а и 9 выбраны такими, чтобы при равных ампер-витках они имели одинаковые дипольные моменты. Размеры РО при варианте 11 принятые, исходя из того, чтобы она имела примерно такой же объем, как РО при варианте 1а. Расстояние между КО и РО при всех вариантах выбрано одинаковым по параметру h , указанному в табл. 1.

Расчеты индукции МП произведем по оси X обмоток, где она имеет наибольшие значения. Обозначения линейных параметров, ампер-витков, принятые в формулах, могут быть в равной мере отнесены к РО или КО.

Индукция (в теслах) МП обмоток по рис. 1:

$$B_x = \frac{\mu_0 AW}{4l(R_1 + R_2)} \left[(x + l) \ln \frac{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (x + l)^2}}{R^2 + \sqrt{R_2^2 + (x + l)^2}} - (x - l) \ln \frac{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (x - l)^2}}{R^2 + \sqrt{R_2^2 + (x - l)^2}} \right], \quad (43)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$; x — расстояние от центра обмотки до расчетной точки на оси X , м.

Индукция МП кругового соленоида радиуса R

$$B_x = \frac{\mu_0 AW}{4l} \left[\frac{(x + l)}{\sqrt{R^2 + (x + l)^2}} - \frac{(x - l)}{\sqrt{R^2 + (x - l)^2}} \right]. \quad (44)$$

Индукция МП соленоидов по рис. 5

$$B_x = \frac{\mu_0 AW}{2\pi l} \left[\arctg \frac{(l + x)}{ab} \sqrt{a^2 + b^2 + (l + x)^2} + \arctg \frac{(l - x)}{ab} \sqrt{a^2 + b^2 + (l - x)^2} \right]. \quad (45)$$

Индукция МП двух ветвей прямоугольных контуров по рис. 6:

$$B_x = \frac{\mu_0 Awab}{2\pi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2 + (l - x)^2}} \left[\frac{1}{(x - l)^2 + a^2} + \frac{1}{(x - l)^2 + b^2} \right] + \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2 + (x + l)^2}} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{1}{(x + l)^2 + a^2} + \frac{1}{(x + l)^2 + b^2} \right] \right\}. \quad (46)$$

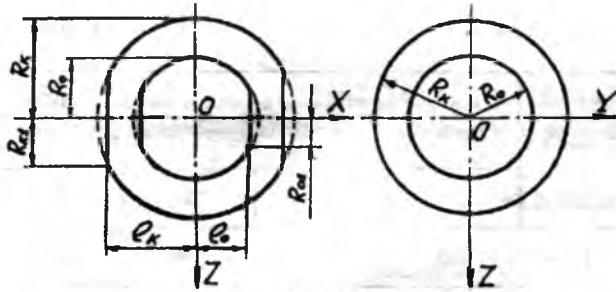


Рис. 11

Индукция МП соленоидов по рис. 9:
в области $0 \leq x \leq a$

$$B_x^i = -\frac{\mu_0 AWb^2}{4c^3} \sum_{(n)} \frac{2n+1}{n(n+1)} S_n Q'_n\left(\frac{a}{c}\right) P_n\left(\frac{x}{c}\right). \quad (47)$$

В области $a \leq x \leq \infty$

$$B_x^e = -\frac{\mu_0 AWb^2}{4c^3} \sum_{(n)} \frac{2n+1}{n(n+1)} S_n P'_n\left(\frac{a}{c}\right) Q'_n\left(\frac{x}{c}\right). \quad (48)$$

Индукция МП соленоидов по рис. 11:
в области $0 \leq x \leq R$

$$B_x^i = \frac{\mu_0 AW}{4l} \sum_{(n)} S_n \left(\frac{x}{R}\right)^{n-1}; \quad (49)$$

в области $R \leq x \leq \infty$

$$B_x^e = \frac{\mu_0 AW}{4l} \sum_{(n)} S_n \left(\frac{R}{x}\right)^{n+2}, \quad (50)$$

где S_n определяется согласно (33) при параметре $n_{o1} = R_o^{-1} \sqrt{R_o^2 - R_{o1}^2}$ для РО и параметре

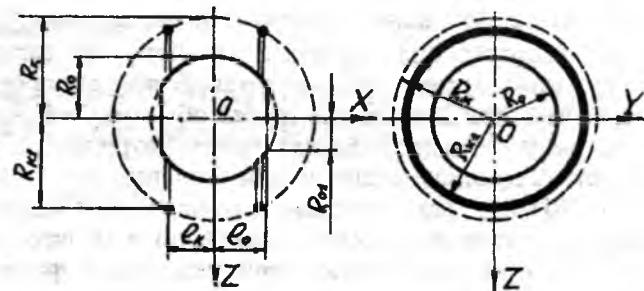


Рис. 12

$$\eta_{k1} = R_k^{-1} \sqrt{R_k^2 - R_{k1}^2} \text{ для КО.}$$

Результирующее значение индукции МП ΔB_x определяется суммированием значений B_x , обусловленных РО и КО в расчетных точках.

Примем индукцию МП в центре обмоток равной 1Т. Ампер-витки AW_o рассчитываются согласно формулам (43)–(47), (49) при $X = 0$, а ΔAW_o , AW_k — на основании решения систем уравнений, соответствующих выбранным вариантам обмоток.

Найденные значения ампер-витков представлены в табл. 1, а результаты расчета индукции МП ΔB_x — в табл. 2.

Из данных табл. 2 следует, что при вариантах I^I, I^{II} уровень индукции МП существенно выше, чем при варианте 1 с оптимальными параметрами КО. Индукция МП при вариантах 1, 1a имеет примерно одинаковый уровень. При большем по перечному сечению обмоток имеют место большие значения ΔB_x , что видно из сравнения данных по вариантам 5, 1a.

Значения ΔB_x при варианте 6 больше, чем при

Таблица 1

Варианты обмоток	Геометрические параметры обмоток, м		$AW_o \times 10^6$	$\Delta AW_o \times 10^6$	$AW_k \times 10^6$
	Исходные	Расчетные			
1	$l_o=0,6; R_{o1}=0,6; R_{o2}=0,2;$ $R_{k1}=0,835; R_{k2}=0,635;$ $h=0,5[(R_{k1}+R_{k2})-(R_{o1}+R_{o2})]=0,335$	$l_k=0,781$	1,1493	0,3145	-0,4668
I ^I		$l_k^I = l_k + 0,2 = 0,981$	1,1493	0,2659	-0,4513
I ^{II}		$l_k^{II} = l_k - 0,2 = 0,581$	1,1493	0,3753	-0,4862
1a	$l_o=0,6; R_o=0,4; R_k=0,735; h=R_k-R_o=0,335$	$l_k=0,803$	1,1477	0,2801	-0,4229
5	$l_o=0,6; a_o=0,8; b_o=0,4;$ $b_k=0,735; h=b_k-b_o=0,335$	$a_k=1,01; l_k=0,86$	1,35	0,5385	-0,814
6		$a_k=1,01; l_k=0,497$	1,35	0,4861	-0,7914
9	$l_o=0,6; a_o=0,663; b_o=0,469 (c=0,469);$ $b_{o1}=0,2; a_k=0,931; b_k=0,804 h=b_k-b_o=0,335$	$b_{k1}=0,284; l_k=0,871$	1,2726	0,3693	-0,5737
11	$l_o=0,485; R_o=0,525; R_{o1}=0,2; R_{o2}=0,86;$ $h=R_k-R_o=0,335$	$R_{k1}=0,254; l_k=0,822$	1,1685	0,3441	-0,5793

Таблица 2

варианте 5. Меньший уровень ΔB_x обеспечивается при вариантах 9,11. Заметим, что при этих вариантах поле внутри РО является более однородным, чем при других вариантах обмоток; т.е. варианты 9,11 целесообразно предусматривать для обмоток, предназначенных для создания однородного МП при одновременном обеспечении минимального уровня помехонесущего поля. Известно [3], что при выполнении двух обмоток в форме полных софокусных сфериодов вращения или концентрических сфер можно обеспечить при определенном соотношении ампер-витков обмоток однородность поля с заданной напряженностью (или индукцией) во всем объеме, ограниченном внутренней обмоткой, при этом за пределами наружной обмотки поле будет отсутствовать. Для обмоток в форме полных софокусных сфериодов вращения с заданной индукцией однородного МП B_0 необходимые для этого ампер-витки могут быть найдены на основании формулы (47) при $n=1$ и формул (34). Представленные через коэффициенты размагничивания формы [4] основной и компенсационной обмоток соответственно N_{x_0} и N_{x_k} выражения для ампер-витков можно записать в общем виде, справедливом для обмоток в форме трехосных эллипсоидов и их модификаций — сжатых вытянутых сфериодов вращения, сфер:

$$AW_0 + \Delta AW_0 = \frac{1,5 B_0}{\mu_0 S_0 \left[\frac{(1 - N_{x_0})}{V_0} - \frac{(1 - N_{x_k})}{V_k} \right]},$$

$$AW_k = -(AW_0 + \Delta AW_0) \frac{S_0}{S_k}, \quad (51)$$

где S_0 , V_0 , S_k , V_k — площадь наибольшего попечерного сечения, м^2 , и объем, м^3 , соответственно основной и компенсационной обмоток.

В частных случаях, рассмотренных в [3]: для обмоток в форме вытянутых софокусных сфериодов вращения

$$AW_0 + \Delta AW_0 = \frac{2c^2 B_0}{\mu_0 b_0^2 \left[\frac{a_0}{b_0^2} - \frac{a_k}{b_k^2} + \frac{1}{c} \ln \frac{b_0(a_k + c)}{b_k(a_0 + c)} \right]},$$

$$AW_k = -(AW_0 + \Delta AW_0) \frac{b_0^2}{b_k^2}, \quad (52)$$

для обмоток в форме концентрических сфер

Выражения (51)–(53) здесь приведены постолку, поскольку в представленных в [3] аналогичных зависимостях имеются неточности.

Варианты обмоток	Индукция МП ΔB_x по оси X обмоток, мкТ			
	Расстояние x от центра обмоток до расчетной точки, м			
	2	3	5	7
1	953	55	1,49	0,13
1'	-2118	-392	-33,5	-6,36
1''	3172	397	29,6	5,43
1a	1023	58	1,52	0,13
5	4308	296	9,43	1,01
6	4477	365	12,3	1,3
9	56	2,6	$9 \cdot 10^{-2}$	$1,5 \cdot 10^{-2}$
11	29	1,7	0,11	$3,3 \cdot 10^{-2}$

$$AW_0 + \Delta AW_0 = \frac{3B_0 R_o R_k^3}{\mu_0 (R_k^3 - R_o^3)},$$

$$AW_k = -(AW_0 + \Delta AW_0) \frac{R_o^2}{R_k^2} = -\frac{3B_0 R_k R_o^3}{\mu_0 (R_k^3 - R_o^3)}. \quad (53)$$

Выводы

1. Параметры компенсационных обмоток (их геометрические размеры, ампер-витки) могут быть оптимизированы с точки зрения обеспечения минимального уровня помехонесущего поля, создаваемого основными обмотками, при расчете параметров КО в соответствии с изложенными рекомендациями.

2. Выбор конструктивного выполнения компенсационных обмоток целесообразно производить в зависимости от назначения основных обмоток и допустимого уровня помехонесущего поля.

Список литературы

- Стреттон Дж. Теория электромагнетизма. М.: Госиздат, 1948.
- Френкель Я.И. Электродинамика. Т.1. М.-Л.: Изд-во АН СССР, 1956.
- Цейтлин Л.А. Об одной возможности получения однородного магнитного поля//ЖТФ 1957. Т.27. № 12. С.2792—2793.
- Иванов В.В. О расчете статических индуктивностей электрических катушек со стержневыми сердечниками //Электротехника. 1992. № 12. С.58—64.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС КАМАК-ПЭВМ ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Ю.Б.КАЗАКОВ, А.И.ТИХОНОВ

Ивановский государственный энергетический университет

Возрастающая сложность экспериментальных исследований вместе с повышением требований к точности получаемых результатов приводит к необходимости применения вычислительной техники для их автоматизации. В автоматизированной системе экспериментальных исследований (АСЭИ) на ЭВМ перекладывается работа, связанная с обработкой результатов, поддержанием параметров рабочего режима, управлением нагрузкой и регулирующими устройствами в соответствии с программой эксперимента. Преимуществом применения ЭВМ является возможность быстрого перепрограммирования исследования. Хорошие возможности персональных ЭВМ в области быстродействия, сервисного обслуживания, диалога, широкая распространенность и доступность позволяют создавать более эффективные, чем на базе микроЭВМ [1], автоматизированные комплексы.

Автоматизированная система экспериментальных исследований двигателя постоянного тока была построена на базе ПЭВМ IBM PC/AT и аппаратно-программного интерфейса IBM PC — КАМАК [2]. Аппаратная часть интерфейса состоит из блоков КАМАК одинарной ширины С-111 и С-111-1, размещаемых в крейте в качестве контроллера крейта; печатной платы W-111, которая помещается на разъеме внутри компьютера IBM PC и двух соединительных кабелей K-111 и K-111-1 для сопряжения этих электронных блоков. Модули С-111 и С-111-1 размещаются в 24 и 25 станциях крейта и могут работать в качестве главного и вспомогательного контроллеров. Интерфейс вырабатывает сигналы состояния крейта и сигналы общего управления, приспособлен к генерации произвольной команды КАМАК (N, A, F, Cr). Операция записи выполняется в область памяти DF800-DFFFF. Программная часть строится на базе библиотеки стандартных фортрановских или паскалевских подпрограмм, вызывающих процедуры обслуживания КАМАК на ассемблере. В библиотеку подпрограмм входят процедуры генерирования функций КАМАК, определения регистров КАМАК, обслуживания запросов LAM1—LAM24, считывания регистров крейта, обработки прерываний по таймеру и другие.

Созданная АСЭИ неявнополюсного двигателя постоянного тока позволяет регистрировать следующие параметры: ток двигателя 0—5 А; ток возбуждения 0—0,6 А; напряжение 0—220 В; частоту вращения 0—4000 об/мин; температурный перегрев обмотки статора 0—115°С; момент на валу 0—2,5 Н·м. Используются три канала управления

установкой: включение и отключение двигателя с пульта ЭВМ; регулирование напряжения питания электромагнитного тормоза 0—220 В; регулирование напряжения питания обмотки возбуждения двигателя 0—220 В. Программируемое время задержки сигналов синхронизатора может достигать до 16,78 с.

В настоящее время выпускается широкий ассортимент функциональных модулей в стандарте КАМАК, позволяющих комплектовать АСЭИ. В АСЭИ неявнополюсного двигателя постоянного тока задействованы типовые модули: аналого-цифровые преобразователи АЦП-14 для каналов измерения момента и перегрева обмотки; быстро действующие восьмиразрядные АЦП типа АК-К3 для измерения тока возбуждения, тока якоря и напряжения на двигателе; счетчик импульсов Сч 6 2/10И в канале измерения частоты вращения; переключатель МК-1 для коммутации измерительных каналов на входе АК-К3; цифроаналоговый преобразователь типа 2ЦАП-10 для управления током возбуждения и нагрузкой. Этот же модуль позволяет, используя выход L, управлять включением и отключением двигателя на сеть с клавиатуры ПЭВМ.

Информация о работе двигателя снимается системой датчиков, установленной непосредственно на двигателе и стенде (рис. 1). Сигналы с датчиков с помощью нормирующих устройств преобразуются в унифицированные сигналы постоянного тока, подаваемые на входы измерительных модулей.

Для измерения тока якоря используется преобразователь постоянного тока Е856/1, работающий по принципу амплитудно-импульсной модуляции входного сигнала с последующей трансформацией

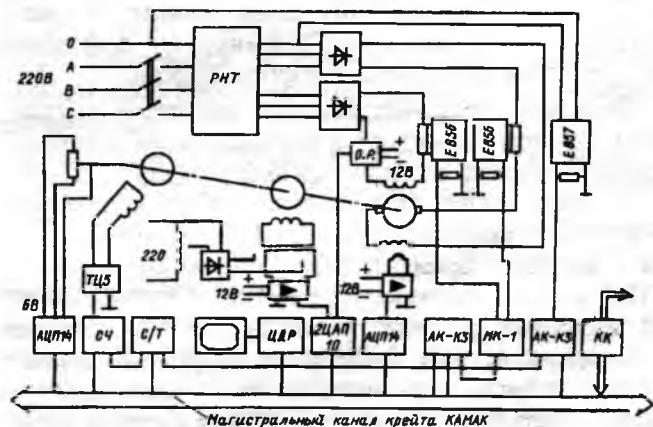


Рис. 1. Принципиальная схема автоматизированной системы экспериментальных исследований двигателей постоянного тока

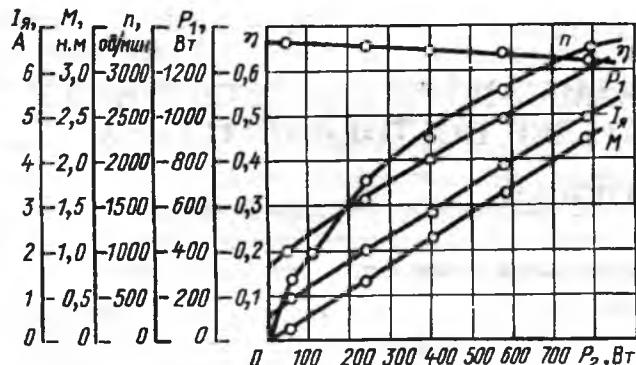


Рис. 2. Рабочие характеристики двигателя постоянного тока

и демодуляцией. Это обеспечивает гальваническую развязку входной и выходной цепей. На его вход подается сигнал со стандартного шунта 75ШСУЗ (5 А, 75 мВ). Ток якоря 5 А шунт изменяет в сигнал 75 мВ, который преобразуется в выходной ток 5 мА. При нагрузочном сопротивлении 1 кОм создается выходной сигнал 5 В, подаваемый на вход соответствующего измерительного модуля. Так как в канале измерения установлен АЦП с максимальным входным сигналом 5 В, то формируется максимальный код и он связан со значением тока якоря линейным соотношением.

В канале измерения тока возбуждения также установлен преобразователь Е856/1. Параметры шунта и нагрузочного сопротивления подобраны согласно для измерения тока не более 0,6 А ($I_{\text{ш}} = 1 \text{ А}$, $R_{\text{н}} = 1,569 \text{ кОм}$).

Для измерения напряжения на двигателе служит преобразователь типа Е857/1, отличающийся тем, что на вход подается напряжение переменного тока до 125 В. При 125 В преобразователь обеспечивает на выходе постоянный ток, равный 5 мА. Этот датчик подключается на фазное напряжение перед трехфазным двухполупериодным выпрямителем, через который подается питание на двигатель. Напряжение постоянного тока на выходе выпрямителя определяется путем пересчета с учетом схемы выпрямления. Нагрузочное сопротивление $R_{\text{н}}=1 \text{ кОм}$.

Момент на валу двигателя определяется по углу поворота движка потенциометра, связанного с валом электромагнитного тормоза, на крайние зажимы которого подается напряжение $\pm 6 \text{ В}$. Снимаемый с движка потенциал подается на вход АЦП, на выходе которого формируется цифровой код, связанный с углом поворота движка.

Перегрев статорных обмоток двигателя измеряется термопарой, сигнал с которой через нормирующий усилитель подается на вход модуля АЦП-14.

Частота вращения определяется по количеству импульсов, поступивших с индукционного датчика в единицу времени через цифровой тахометр ТЦ-5 на вход счетчика Сч 6 2/10И. Счетчик имеет 24 двоичных разряда; в каждые четыре разряда записывается одна десятичная цифра. В первые четыре разряда записывается число единиц количества импульсов, во вторые четыре разряда записывается число десятков, в третьи четыре разряда

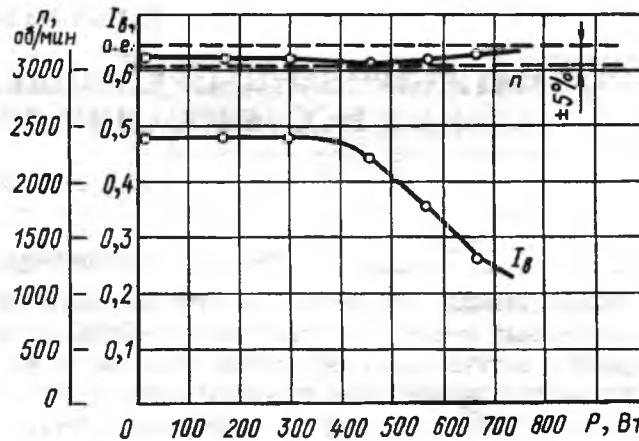


Рис. 3. Регулирование скорости

— сотни и так далее. Расшифровка двоичного кода, поступающего в ЭВМ из счетчика, производится в следующем порядке. Сначала очищаем биты с 4-го по 23-й разряд, т.е. оставляем информацию в первых четырех разрядах и запоминаем число единиц. Далее очищаем биты с нулевого по 3-й и с 8-го по 23-й, т.е. оставляем вторые четыре разряда, сдвигаем их на четыре бита вправо и запоминаем полученное число десятков. Затем очищаем биты с нулевого по 7-й и с 12-го по 23-й, т.е. оставляем третий четыре разряда, сдвигаем их на восемь битов вправо. Запоминаем полученное значение сотен. И так далее.

Реализация программы эксперимента часто требует не только фиксации нужных параметров, но и осуществления внешнего воздействия на исследуемый объект. В данной АСЭИ таким устройством является электромагнитный тормоз, на который с выхода 2ЦАП-10 через нормирующий усилитель подается напряжение, пропорциональное цифровому коду, посыпаемому в модуль. Алгоритм формирования кода определяется программой эксперимента. Второй канал 2ЦАП-10 задействован для регулирования тока возбуждения через оптронный нормирующий усилитель.

Работа с системой ведется в режиме диалога. Система позволяет снимать рабочие характеристики, исследовать регулировочные свойства и отслеживать пуск двигателя. При снятии рабочих характеристик на каждом шаге система устанавливает определенный момент на валу двигателя, контролируя результат по показаниям датчика момента. После этого фиксируются значения параметров и рассчитываются потребляемая и полезная мощности, КПД двигателя. Затем система переходит к следующему шагу. Результаты могут быть представлены в табличном и графическом виде, выданы на печать. После анализа результатов и корректировки данных можно повторить эксперимент, например, для другого диапазона изменения нагрузок, других приращений мощности. Снятие регулировочных характеристик отличается тем, что для каждой нагрузки система дополнительного изменяет ток возбуждения двигателя, поддерживая неизменной скорость вращения. При снятии пусковых характеристик за время разгона двигателя

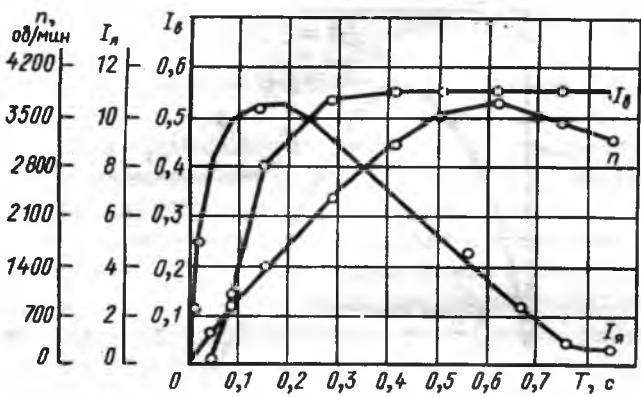


Рис. 4. Пусковые характеристики двигателя постоянного тока

система делает до 1200 замеров всех регистрируемых параметров, фиксируя их мгновенные значения и рассчитывая недостающие.

В качестве исследуемого выбран двигатель 4ПО-80 АгУХЛ4 мощностью 0,75 кВт, $U = 220\text{ В}$,

$n = 3000$ об/мин. Результаты экспериментальных исследований приведены на рис. 2—4. Расхождения в результатах, полученных с помощью АСЭИ и ручным путем, не превышают 4%.

Таким образом, создан автоматизированный комплекс экспериментальных исследований двигателя постоянного тока, позволяющий снимать рабочие, регулировочные и пусковые характеристики.

Список литературы

1. Казаков Ю.Б., Королев С.А., Рябов С.Н. Автоматизированная система испытаний асинхронного конденсаторного двигателя на базе микроЭВМ//Изв.вузов Электромеханика. 1987. № 5. С.33—35.

2. Казаков Ю.Б., Тихонов А.И. Аппаратно-программный интерфейс для автоматизации исследований двигателей постоянного тока на базе стандарта КАМАК и IBM PC//Планирование и автоматизация эксперимента в научных исследованиях. Тезисы докладов X научн.-техн.конф. М.: МЭИ, 1992, С.80—81.

УДК [621.31:618.9.658.2.697.92].001.24

РАСЧЕТ НЕОБХОДИМОЙ ВЕНТИЛЯЦИИ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПОМЕЩЕНИЙ ЭЛЕГАЗОВЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

В.Г.АРАКЕЛЯН, канд.хим.наук

ВЭИ

Использование зданий значительных объемов для размещения элегазовых комплектных распределительных устройств и необходимость применения принятых значений кратности вентиляции приводят к неоправданно большой устанавливаемой мощности вентиляционных установок и, как следствие, к повышенному расходу электроэнергии. В ряде случаев с целью снижения мощности вентиляции при проектировании для расчета используется не полный объем помещения, а его приземная часть: шестиметровый слой. Этим достигается искусственное занижение производительности вентиляционных установок при неизменности плановой величины кратности обмена, которая воспринимается как норматив. Под кратностью обмена понимают отношение производительности вентиляции в кубометрах на час к объему вентилируемого помещения в кубометрах. Значение кратности предписывается производителем элегазового электротехнического оборудования, находящимся в полном отрыве от проекта, где это оборудование используется, а проектировщики воспринимают эти указания, не ставя вопроса, почему предложены эти нормы кратности. Фактически сложилось так, что кратность обмена предписывается равной 2—3 в нормальном режиме, а в аварийном — 8—10. И если эти значения воспринимаются как обычные для сравнительно небольших и плотно заполненных техноло-

гическим оборудованием (к тому же выделяющим токсичные вещества, как, например, химическом производстве) помещений, то для подстанционных залов с электротехническим газоплотным оборудованием с нетоксичным элегазом эти нормируемые значения совершенно неприемлемы.

Тем не менее, имеются простые пути определения достаточности проектируемой вентиляции, исходя из конкретных санитарно-гигиенических требований. В качестве таковых должны выступать предельно допустимые концентрации в атмосфере рабочей зоны ПДК_{р.з.} ПДК_{р.з.} — это такая концентрация вещества в атмосфере производственного помещения, в которой персонал может находиться в течение полного рабочего времени весь производственный цикл без ущерба для здоровья.

Концентрация элегаза в помещении (в граммах на кубический метр), обусловленная постоянной потерей элегаза из оборудования, называемой утечкой, зависит не от объема помещения, а только от общей вентиляции

$$C = \frac{10^3 u t}{100 F 8765,83} = 1,14 \cdot 10^{-3} \frac{u t}{F},$$

где u — утечка, %/год; t — масса элегаза в оборудовании, кг; F — производительность вентиляции, м³/ч.

Утечка из элегазового электротехнического оборудования в настоящее время принимается в пределах 1%/год. При этом концентрация элегаза в помещении оказывается ничтожно малой, в то время как ПДК_{рз} элегаза равна 5 г/м³. В связи с этим нормальный режим вентиляции выбирается не из требований, определяемых элегазом, а из общих санитарно-гигиенических требований к производственному помещению (в частности, по тепловыделению).

При технологическом или аварийном выбросе элегаза в производственное помещение может произойти превышение значения ПДК_{рз} как в отдельных его частях, так и повсеместно. Задача вентиляции, в данном случае работающей в аварийном режиме, за определенный промежуток времени снизить концентрацию выброса до ПДК_{рз}, и в это время запрещается входить в производственное помещение без соответствующих средств защиты. При этом выхлоп за пределы производственного помещения должен быть организован так, чтобы в приземном слое воздуха за пределами санитарной зоны предприятия не возникла концентрация загрязнителя больше максимальной разовой предельно допустимой концентрации (ПДК_{м.р.}).

Снижение концентрации от залпового выброса в производственное помещение под действием вентиляции протекает в соответствии с экспоненциальным законом

$$C' = C_0 e^{-\frac{F}{V} t},$$

где

В соответствии с определением отношение F/V – это есть значение кратности обмена K . Расчетное значение начальной концентрации (в граммах на кубометр) определяется как отношение массы выброса m (в килограммах) к объему помещения

$$C_0 = \frac{10^3 m}{V}.$$

Таким образом,

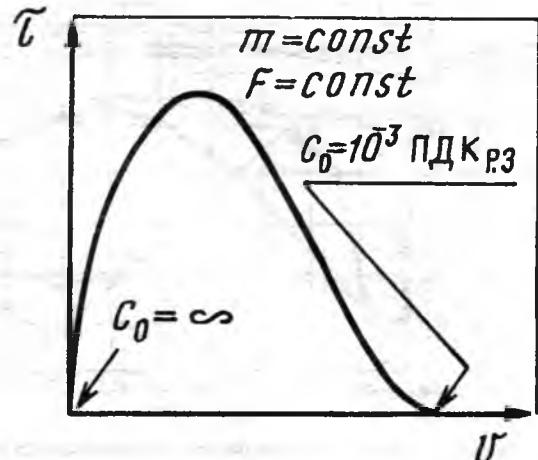
$$C' = \frac{10^3 m}{V} e^{-\frac{F}{V} t}. \quad (1)$$

Из этого уравнения можно определить необходимую кратность при заданном интервале времени осуществления вентиляции τ , за который в производственном помещении будет достигнуто значение текущей концентрации, равной ПДК_{рз},

$$\frac{m}{V} e^{-K\tau} = 10^{-6} \text{ ПДК}_{\text{рз}}, \quad (2)$$

где ПДК_{рз} в миллиграммах на кубический метр.

В процессе эксплуатации или при аварии элегаз может разложиться с образованием ядовитых соединений, ПДК которых намного меньше, чем у элегаза. Маловероятный, но возможный процесс



Зависимость времени вентилирования, необходимого для снижения концентрации загрязнителя до ПДК_{рз}, от объема вентилируемого помещения

прожога оболочки герметизированного оборудования с выбросом как элегаза, так и продуктов его разложения следует учитывать при расчете вентиляции с целью обеспечения в этом случае норм как внутри, так и за пределами производственного помещения. Эти расчеты выполняются по уравнениям (1) и (2), или в более общей форме

$$\tau = \ln \frac{C_0}{10^{-3} \text{ ПДК}_{\text{рз}}}. \quad (3)$$

С увеличением объема здания эффективность вентиляции при той же производительности падает, и потребуется большее время, чтобы снизить концентрацию до заданного уровня. Однако использование зданий большого объема снижает возможность достижения при аварии концентрации, превышающей ПДК_{рз}, и, несмотря на малую эффективность вентиляции, время осуществления вентиляции уменьшается. Зависимость времени вентиляции от объема здания при постоянной величине выброса загрязнителя в этот объем и постоянной производительности вентиляции выражается уравнением

$$\tau = \frac{V}{F} \ln \frac{m}{10^{-6} V \cdot \text{ПДК}_{\text{рз}}} = \frac{V}{F} \ln \frac{C_0}{10^{-3} \text{ ПДК}_{\text{рз}}}$$

и имеет максимум (рисунок), характеризуемый значениями

$$\tau_{\max} = \frac{me^{-1}}{F \cdot 10^{-6} \text{ ПДК}_{\text{рз}}}; V = \frac{me^{-1}}{10^{-6} \text{ ПДК}_{\text{рз}}};$$

$$C_0 = 10^{-3} \text{ ПДК}_{\text{рз}} \cdot e.$$

Очевидно, что увеличение объема здания при постоянной производительности вентиляции, приводящее к уменьшению времени вентиляции (вплоть до нуля – к отсутствию необходимости включения аварийной вентиляции), связано с увеличением затрат на сооружение здания. С другой стороны, можно добиться снижения времени вентилирования помещения, использовав

малые объемы здания. При этом затраты на строительство сократятся, но возникнет проблема значительного превышения ПДК_{p,3}.

Экономическую целесообразность выбора таким путем соотношения F/V можно рассматривать на основе стоимостных характеристик элементов (здания, вентиляционного оборудования, электроэнергии) при заданной вероятности того или иного выброса. Если объемы здания выбраны из других требований, то расчет необходимой вентиляции может быть решен, исходя из стоимостных характеристик вентиляционного оборудования и электроэнергии. Однако следует помнить, что на правой ветви кривой (рисунок) при $C_0/10^{-3}\text{ПДК}_{p,3} = e + 1$ снижаются не только требования к вентиляции, но и требования к выбросу за пределы производственного помещения.

При расчете аварийной вентиляции следует ориентироваться на самый сложный случай. Таковым в эксплуатации КРУЭ может явиться взрыв самого большого аппарата (или их сборки) в результате прожога оболочки. Этот случай характеризуется самым большим выбросом как элегаза, так и продуктов его разложения. Объем (в кубических метрах), который займет элегаз при его концентрации, равной ПДК_{p,3}

$$V_{\text{SF}_6} = \frac{10^6 m_a}{\text{ПДК}_{p,3}^{\text{SF}_6}},$$

где m_a — масса выброса — масса элегаза в самом большом аппарате, кг.

Пробой на оболочку, который, как предполагается, приводит к прожогу, можно определить следующими характеристиками:

I_{K3} — ток короткого замыкания, кА; 0,1 с — время горения дуги; 400 В — напряжение на дуге; 15 мл/кДж — уровень разложения элегаза на единицу энергии.

Принимая, что основным первичным продуктом разложения будет четырехфтористая сера (молекулярная масса 108), получаем значение ее начальной концентрации (в граммах на кубический метр) сразу после выброса

$$C_{\text{SF}_4} = \frac{I_{K3} 0,1 \cdot 400 \cdot 15 \cdot 108}{22400 V_{\text{SF}_4}} = 2,89 \frac{I_{K3}}{V_{\text{SF}_4}},$$

где V_{SF_4} — объем, занятый четырехфтористой серой с концентрацией C_{SF_4} .

Воздействие четырехфтористой серы на живые организмы следует рассматривать через продукты ее гидролиза во влажной атмосфере и на слизистых оболочках, который приводит к образованию четырех молей фтористого водорода (молекулярная масса 20) и одного моля сернистого ангидрида (молекулярная масса 64) на моль четырехфтористой серы. Поэтому начальная концентрация (в граммах на кубический метр) конечных загрязнителей сразу после выброса

$$C_{\text{HF}} = \frac{I_{K3} 0,1 \cdot 400 \cdot 15 \cdot 4 \cdot 20}{22400 V_{\text{HF}}} = 2,14 \frac{I_{K3}}{V_{\text{HF}}},$$

$$C_{\text{SO}_2} = \frac{I_{K3} 0,1 \cdot 400 \cdot 15 \cdot 64}{22400 V_{\text{SO}_2}} = 17,1 \frac{I_{K3}}{V_{\text{SO}_2}},$$

где V_{HF} и V_{SO_2} — объем, занимаемый загрязнителями при концентрации C_{HF} и C_{SO_2} .

Образовавшиеся фтористый водород и сернистый ангидрид обладают суммарным действием и их следует рассматривать вместе. Чтобы значение концентрации загрязнителей не превышало их ПДК_{p,3}, выброс должен занять объем

$$V_{\text{HF}} = \frac{2,14 I_{K3}}{10^{-3} \text{ПДК}_{p,3}^{\text{HF}}};$$

$$V_{\text{SO}_2} = \frac{1,71 I_{K3}}{10^{-3} \text{ПДК}_{p,3}^{\text{SO}_2}}.$$

Значения предельно допустимых концентраций приведены в таблице. И поскольку эти загрязнители обладают суммарным эффектом, общий объем, в котором будет достигнуто ПДК_{p,3}, выражается их суммой

$$V_{\text{сумм}} = \frac{2,14 I_{K3}}{0,05 \cdot 10^{-3}} + \frac{1,71 I_{K3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 43 \cdot 10^3 I_{K3},$$

где $V_{\text{сумм}}$ — в м³; I_{K3} — в кА.

Если расчетное значение $V_{\text{сумм}}$ меньше объема здания, то применение аварийной вентиляции станет ненужным, а выбросы за пределы санитарной зоны предприятия вероятнее всего — безопасными. В противном случае расчет производительности аварийной вентиляции (в кубометрах на час) сводится к решению уравнения (1) в форме:

$$\text{для } \text{SF}_6 \quad F = \frac{V}{\tau} \ln \frac{10^6 m_a}{V \cdot \text{ПДК}_{p,3}^{\text{SF}_6}},$$

а с учетом данных таблицы

$$F = \frac{V}{\tau} \ln \frac{200 m_a}{V};$$

$$\text{для HF + SO}_2 \quad F = \frac{V}{\tau} \ln \frac{43 \cdot 10^3 I_{K3}}{V},$$

где под знаком логарифма — превышение ПДК_{p,3} в производственном помещении за счет выброса.

К выбросам за пределы рабочих помещений предъявляются строгие требования: концентрация вредных веществ не должна превышать максимальные разовые предельно допустимые концентрации для населенных мест ПДК_{м,р} за пределами санитарной зоны предприятия. На этой основе устанавливаются предельно допустимые выбросы (ПДВ) для предприятия по каждому загрязнителю. Расчет ПДВ выполняется в соответствии с ОНД-86 Госкомгидромет.

Установление ПДВ фактически может ограничивать принятие малого объема здания для реализации проекта.

Максимальная мощность выброса M (в граммах на секунду) может быть определена через начальную концентрацию загрязнителя в рабочей зоне C (в граммах на кубический метр) и производительность вентиляции F (в кубических метрах на час)

$$M = \frac{SF}{3600}.$$

Если мощность выброса принимается равной ПДВ (с учетом составляющих, обусловленных нормальной работой предприятия, и фона), определенному из условия достижения $\text{ПДК}_{\text{м.р}}$ на местности, то начальная концентрация в помещении приобретает максимально допустимое значение для заданной производительности вентиляции

$$\frac{C^{\max} F}{3600} = \text{ПДВ}.$$

Используя уравнение (3), получаем выражение

$$K_t \leq \ln \frac{3,6 \cdot 10^6 \text{ ПДВ}}{F \cdot \text{ПДК}_{\text{р.з}}}$$

или

$$\frac{1}{V} \leq \frac{1}{F_t} \ln \frac{3,6 \cdot 10^6 \text{ ПДВ}}{F \cdot \text{ПДК}_{\text{р.з}}},$$

Предельно допустимые концентрации загрязнителей элегазовых энергетических производств

Вещество	В атмосферном воздухе населенных мест за пределами санитарной зоны ПДК _{м.р.} , мг/м ³	В воздухе рабочей зоны ПДК _{р.з.} , мг/м ³
Элегаз	—	5000
Фтористый водород	0,02	0,05
Сернистый ангидрид	0,5	10
Фтористый алюминий	0,2	0,5

которое позволяет проверить соответствие внешних ограничений условиям обеспечения безопасности внутри рабочего помещения — выбранный объем здания должен быть больше рассчитанного по этому уравнению. Если условие не выполняется, то необходимо рассмотреть, обеспечит ли предполагаемое техническое решение по организации выброса (диаметр и высота трубы) достаточное рассеяние выброса, чтобы не создать условия превышения $\text{ПДК}_{\text{м.р}}$ на населенной местности. Если $\text{ПДК}_{\text{м.р}}$ превышается, то необходимо либо увеличить объем здания, либо изменить технические условия выброса.

УДК 621.315.615.2.001.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ГАЗОПЛОТНОСТИ МЕДИЦИНСКИХ ШПРИЦЕВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ОТБОРА ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛА

В.Г.АРАКАЕЛЯН, канд.хим.наук, В.Н.ДЕМИНА

ВЭИ

Одним из основных методов контроля состояния крупных трансформаторов, реакторов и другого маслонаполненного оборудования является газохроматографический метод анализа газов, растворенных в масле. Для обеспечения достоверности результатов и надежности диагностического заключения необходимо соблюдение определенных условий отбора и транспортировки проб масла, которые бы обеспечивали представительность проб масла.

Как отмечалось в [1], требованиям, предъявляемым к транспортировке проб масла, хорошо отвечают полностью стеклянные шприцы на 10 и 20 мл. Тем не менее, в последнее время пробы масла доставляются на анализ в шприцах самой разнообразной конструкции. Возникает задача установления газоплотности шприцев с целью учета потери растворенных газов во время транспортировки к месту анализа. Установлено, что изменение концентрации характерно, главным образом, для водорода.

Цель статьи — выявление закономерности потери водорода из шприцев различной конструкции, что имеет практическое значение, поскольку между отбором пробы масла и анализом может лежать промежуток времени в несколько суток.

Экспериментальная часть.

Исследованные типы медицинских шприцев.

Тип 1. Шприц на 10 мл с металлическим торцом на свинцовом уплотнении с широким металлическим притертым поршнем с кольцевой тормозящей пружиной. Производство МИЗ, г.Ворсма.

Тип 2. Полностью стеклянный шприц на 10 мл со стеклянным шлифованным поршнем и шлифом под иглу. Производство Клинского стекольного завода.

Тип 3. Шприц на 10 мл с металлическим kleenным носиком под иглу и со стеклянным шлифованным поршнем. Производство МИЗ, г.Ворсма.

Тип 4. Шприц на 10 и 20 мл с металлическим торцом на свинцовом уплотнении со стеклянным шлифованным поршнем. Производство Клинского стекольного завода.

Тип 5. Шприц на 10 и 20 мл с разборным металлическим торцом на силиконовой прокладке со стеклянным шлифованным поршнем. Производство Клинского стекольного завода.

Тип 6. Шприц на 20 мл с металлическим торцом на свинцовом уплотнении с широким непришлифованным металлическим поршнем на силиконовом уплотняющем кольце. Производство МИЗ, г. Ворсма.

Тип 7. Шприц на 10 и 20 мл с разборным металлическим торцом на силиконовой прокладке с широким непришлифованным металлическим поршнем на силиконовом уплотняющем кольце. Производство Клинского стекольного завода.

Тип 8. Шприц ветеринарный на 10 мл с разборным металлическим торцом на силиконовой прокладке и тонким непришлифованным металлическим поршнем на силиконовом уплотняющем кольце. Производство Лебедянского инструментального завода.

Тип 9. Шприц на 20 мл со съемным металлическим торцом на пластиковой прокладке большого диаметра с тонким непришлифованным металлическим поршнем на силиконовом уплотняющем кольце.

Методика исследования.

Трансформаторное масло (2–5 мл), насыщенное водородом, выливают в герметичную банку с чистым трансформаторным маслом (500 мл). Тщательно перемешивают и оставляют в закрытом состоянии на 1,5–2 ч, для более полного распределения водорода, перемешивая содержимое закрытой банки каждые 0,5 ч. После этого выполняют анализ масла по методике, описанной в [1] и, убедившись, что концентрация водорода достаточна для исследования (например, более 200 мкл/л), приступают к заполнению шприцев трансформаторным маслом, которое необходимо провести оперативно, но не допустив образования пузырьков. Заполненные маслом шприцы сохраняют в темном месте, выполняя анализы из них через заданные интервалы времени. Результаты анализа на содержание водорода в трансформаторном масле при его хранении исследованных шприцев приведены в табл. 1.

Обработка экспериментальных данных

Потеря водорода из шприцев во времени подчиняется экспоненциальному уравнению

$$C = C_0 e^{-bt}, \quad (1)$$

где C_0 — концентрация водорода в начальный момент; C — концентрация водорода через интервал времени; b — коэффициент, характеризующий газоплотность данного типа шприцев.

Обработка экспериментальных данных выполнялась по уравнению (1) на программируемом калькуляторе НР-67. Для каждого типа шприцев

был получен коэффициент b , характеризующий скорость потери водорода. Результаты расчета представлены в табл. 1.

Результаты исследования. Шприцы на 10 мл имеют диаметр в 1,2–1,3 раза меньше, чем шприцы одной и той же конструкции на 20 мл. Таким образом, сечение, по которому происходит диффузионная утечка, уменьшается в 1,2–1,3 раза, а объем (а следовательно, и запас диффузанта) — вдвое. Отсюда следует ожидать, что газоплотность шприцев на 10 мл будет составлять 0,6–0,65 газоплотности шприцев на 20 мл той же конструкции. Экспериментальные данные хорошо подтверждают это положение: для шприцев *типа 4* соотношение составляет $0,74 \cdot 10^{-3} / 1,22 \cdot 10^{-3} = 0,61$; для *типа 5* — $0,87 \cdot 10^{-3} / 1,3 \cdot 10^{-3} = 0,67$; для *типа 7* — $2,98 \cdot 10^{-3} / 4,25 \cdot 10^{-3} = 0,7$. Исходя из этого, можно

Таблица 1

Экспериментальные данные и коэффициент b , характеризующий газоплотность по водороду для различных типов шприцев

Тип шприца	Объем шприца, мл	Интервал времени, ч	Концентрация водорода, мкл/л	Коэффициент b
1	10	48,5	194,5	$0,20 \cdot 10^{-3}$
		120	188,1	
		293	184,2	
2	10	47,7	181,45	$0,60 \cdot 10^{-3}$
		121	183,4	
		292	158,8	
3	10	0	441	$0,99 \cdot 10^{-3}$
		48	437,7	
		120	393,6	
4	10	0	441	$1,22 \cdot 10^{-3}$
		49	411,8	
		120	389,3	
		192	345,3	
4	20	0	441	$0,74 \cdot 10^{-3}$
		46	401,4	
		505	295,2	
5	10	48	170,2	$1,3 \cdot 10^{-3}$
		120	157,2	
		292,5	124,8	
		4,5	370,4	
		94	306,0	
5	20	94,5	315,7	$0,87 \cdot 10^{-3}$
		189	299,8	
		264	292,9	
		284	270,6	
		46	403,8	
		189,5	261,3	
6	20	285	206,9	$2,94 \cdot 10^{-3}$
		333	166,7	
		49	349,4	
7	10	121	281,8	$4,25 \cdot 10^{-3}$
		333,5	151,3	
		0	441	
		47,5	347,7	
7	20	118,5	221,8	$2,98 \cdot 10^{-3}$
		190	204,3	
		46	403,8	
		189,5	261,3	
		285	206,9	
8	10	333	166,7	$7,7 \cdot 10^{-3}$
		70	625,1	
		165	249,6	
9	20	242	167,7	$6,5 \cdot 10^{-3}$
		0	246,8	
		143	94,9	
		192	70,9	

Таблица 2

Коэффициент газоплотности медицинских шприцев по водороду b для использования в уравнении (2)

Тип шприца	Объем шприца	
	10 мл	20 мл
1	$0,20 \cdot 10^{-3}$	$0,13 \cdot 10^{-3}^*$
2	$0,60 \cdot 10^{-3}$	$0,39 \cdot 10^{-3}^*$
3	$0,99 \cdot 10^{-3}$	$0,64 \cdot 10^{-3}^*$
4	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$0,75 \cdot 10^{-3}$
5	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$0,85 \cdot 10^{-3}$
3а**	$3,7 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}^*$
6	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$
7	$4,6 \cdot 10^{-3}$	$3,0 \cdot 10^{-3}$
8	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$5,0 \cdot 10^{-3}^*$
9	$10 \cdot 10^{-3}^*$	$6,5 \cdot 10^{-3}$

* Предположительные значения.

** То же, что и 3, но с широким непришлифованным металлическим поршнем на силиконовом уплотняющем кольце (МИЗ, г. Ворсма).

ввести корректировку в полученные экспериментальные результаты и дополнить таблицу коэффициентов недостающими значениями (табл.2).

Из данных табл.2 можно видеть, что конструкция торца для типов 4, 5 и 6, 7 оказывает небольшое влияние на газоплотность. Основное влияние падает на исполнение поршня. Газоплотность уменьшается в ряду металлический шлифованный поршень (тип 1) — стеклянный шлифованный поршень (4) — металлический поршень с уплотнительным кольцом (6), причем переход от шлифованного металлического поршня к стеклянному приводит к шестикратному увеличению коэффициента b , а переход от стеклянного поршня к металлическому с кольцом — в 3,75 раза. Полученные соотношения дают возможность оце-

нивать коэффициенты b для шприцев близких типов (например, 3а в табл.2). Применение тонких поршней (типы 8 и 9), так же как и уплотнения большого диаметра под разборный металлический торец (тип 9), приводят к снижению газоплотности шприцев.

Испытаниям на газоплотность были подвергнуты и пластмассовые одноразовые шприцы. Но данные по ним не приводятся, так как водород из них улетучивается в течение дня, что определяет их полную непригодность для транспортировки проб масла.

Приведенные в табл.2 коэффициенты используются для корректировки концентрации водорода, полученной в результате анализа, в зависимости от типа шприца и времени транспортировки пробы масла в нем в пределах трех недель по уравнению

$$\ln C_0 = \ln C + b\tau, \quad (2)$$

где τ — в часах.

Выводы

Из приведенных в табл.2 данных следует, что самыми газоплотными шприцами и, следовательно, наиболее пригодными для транспортировки масла являются шприцы с металлическими или стеклянными притертными поршнями без прокладок в торце. Самыми плохими в отношении газоплотности являются шприцы типов 8 и 9 с двумя прокладками, одна из которых установлена в тонком металлическом поршне.

Список литературы

- Аракелян В.Г., Сенкевич Е.Д. Ранняя диагностика маслонаполненного оборудования //Электрические станции. 1985. № 6. С.50.

УДК [621.373.32:621.913.3]001.24

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

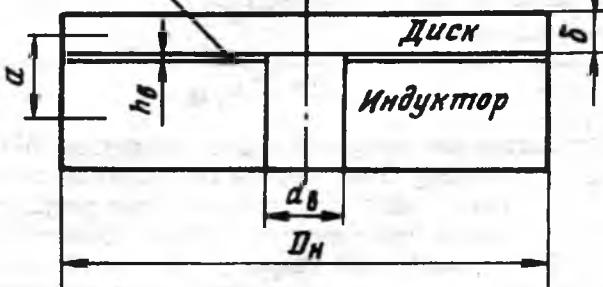
В.А.СТАРОДУБОВ, канд.техн.наук

Электрические сети с высокой скоростью отдачи энергии широко применяются в промышленных магнитно-импульсных установках для разрушения и обработки материалов. Разрушительная сила электроимпульсных средств с короткими по длительности ударами превосходит на 2–3 порядка силу ударов обычных электромагнитных и электромеханических средств с той же энергией.

Энергия, скорость и сила удара диска по препятствию в магнитно-импульсной системе (МИС) зависят от ее основных параметров: габаритных

размеров и числа витков индуктора, емкости конденсатора, разрядного напряжения, а также от металла диска и размеров шин коммутации разрядного контура. В статье рассматривается в соответствии с существующей теорией [1–5] упрощенный метод расчета и выбора этих параметров по заданной энергии удара, допустимому разрядному напряжению и возможным габаритным размерам индуктора. При расчете исходят из принятого в теории положения, что начало движения диска относительно индуктора в момент разряда

Смола (магнитный зазор)



конденсатора соответствует началу изменения сопротивления контура в связи с изменением воздушного промежутка между диском и индуктором и сопровождающимся изменением частоты тока в элементах контура (рисунок).

Из механики известно, что мощность удара (в ваттах)

$$N = W/t, \quad (1)$$

где W — энергия удара, Дж; t — длительность удара, с.

Чем меньше время при той же энергии, тем больше мощность удара, а следовательно, и сила удара F (Н):

$$F = N/v, \quad (2)$$

где v — скорость диска в момент удара, м/с.

Подставив (1) в (2), получим:

$$F = W/vt. \quad (3)$$

В [2] приведено выражение для расчета хода диска x (пути движения)

$$x = \frac{\mu_0 d_{cp} w^2 k u^2 C}{8amL} \left(t^2 - LC \sin^2 \frac{t}{\sqrt{LC}} \right)$$

где t — время разряда; L — индуктивность контура; w — число витков индуктора; a , d_{cp} — размеры индуктора; u — напряжение разряда; C — емкость конденсатора; m — масса перемещаемого ударом груза; μ_0 — магнитная проницаемость воздуха; k — коэффициент пропорциональности разрядного тока силе удара.

Продифференцировав, получим скорость перемещения диска

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\mu_0 d_{cp} w^2 k u^2 C}{8amL} \left(2t - \sqrt{LC} \sin \frac{2t}{\sqrt{LC}} \right) = v.$$

Ток разряда достигает своего максимального значения в момент $t = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC}$ [2].

Тогда

$$\sin \frac{2t}{\sqrt{LC}} = 0.$$

Отсюда

$$v = \frac{\mu_0 d_{cp} w^2 k u^2 C}{4amL} \quad (4)$$

или $v = Mt$,

где $M = \frac{\mu_0 d_{cp} w^2 k u C}{4amL}$ — постоянная контура в

конце разряда в течение предельно малого промежутка времени, когда индуктивность L можно считать постоянной величиной.

В итоге

$$F = W/Mt^2, \quad (5)$$

т.е. сила удара обратно пропорциональна квадрату времени удара.

Формула (5) справедлива только в предельно малом промежутке времени разряда с коротким по длительности переходным процессом. Условие предельно малого промежутка времени, с одной стороны, определяет точность формулы (5), а с другой стороны, резко ограничивает пределы действия ее. Чем меньше промежуток и время разряда, тем справедливее формула (5). Этой формулой в значительной степени объясняется высокая эффективность работы МИС. Если время включения быстродействующего аппарата обычной электрической схемы составляет 10^{-2} с, а время включения искрового промежутка МИС — 10^{-4} с, то сила удара одинаковой энергии в последнем случае превосходит силу удара первого случая в 10^4 раз. Коммутирующие аппараты электродинамических приводов МИС, подобные искровым промежуткам, являются средствами, обеспечивающими "детонацию" этих систем, одинаковую с детонаторами взрывчатых веществ.

При расчете параметров магнитно-импульсной системы будем считать переменными параметрами — силу удара F , Н; наружный диаметр индуктора D_h , м; диаметр отверстия индуктора d_b , м, и коэффициент пропорциональности разрядного тока силе удара k . Постоянные параметры — напряжение разряда конденсатора $u = 5000$ В; коэффициент, учитывающий краевой эффект магнитного потока $\eta_u = 0,9$; индуктивность шин коммутации (коаксиального кабеля) $L_k = 440 \cdot 10^{-9}$ Гн; воздушный зазор между диском и индуктором $h_b = 2$ мм; коэффициент связи $\beta = 0,03$; плотность материала диска (Al) $\rho = 2700$ кг/м³; коэффициент, характеризующий долю магнитной энергии, передаваемой в систему "индуктор—диск" $\eta_m = 0,9$; электропроводность материала диска $\gamma = 3,7 \cdot 10^7$ См; магнитная проницаемость воздуха $\mu_0 = 12,57 \cdot 10^{-7}$ Гн/м; толщина изоляции обмоточной шины индуктора $\Delta = 1$ мм; предварительное значение индуктивности конденсатора и коаксиального кабеля $L_c' = (1000-1200) \cdot 10^{-9}$ Гн (указанного предела изменения достаточно для практических расчетов МИС с энергией удара от 6 до 15 кДж). Тип импульсного конденсатора — ИС-5-200 (5 кВ, 200 мкФ, собственная индуктивность $L_c'' = 600 \cdot 10^{-9}$ Гн).

Вначале определим полезную энергию удара (в джоулях),

$$W = \sqrt[3]{\frac{L_c' F^4 \pi^4}{2 k^4 \mu_0^2 \gamma^2 (1 - \eta_m) u^2}}, \quad (6)$$

коэффициент, учитывающий отведение магнитной энергии на рабочую торцевую зону,

$$\eta_t = \frac{1}{1 + \frac{D_h - d_b}{4\pi h_b} \left(\lg 4 \frac{D_h + d_b}{D_h - d_b} - 0,5 \right)}; \quad (7)$$

энергию накопителя (в джоулях)

$$W_n = \frac{W}{\eta_u (1 - \eta_t) \eta_m}. \quad (8)$$

Затем рассчитываем предварительное значение емкости

$$C_1 = 2W_h / u^2 \quad (9)$$

и число банок конденсаторов ИС-5-200

$$n = C_1 / 200 \cdot 10^{-6} \quad (10)$$

(n округлим до ближайшего большего целого числа).

Далее находим полную емкость конденсаторов системы

$$C = 200 \cdot 10^{-6} n, \quad (11)$$

а также индуктивность коаксиального кабеля и конденсаторов

$$L_c = \frac{L''_c}{n} + L_k. \quad (12)$$

Индуктивность L_c должна иметь значение в пределах предварительно принятой индуктивности $L'_c = (1000 \div 1200) \cdot 10^{-9}$ Гн, в противном случае следует сделать перерасчет по новому значениюю L'_c . Затем вычислим частоту разрядного тока системы контура ω_c (рад/с) и рабочие частоты разрядного тока ω_p (рад/с) и f_p (Гц):

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_c C}}; \quad (13)$$

$$\omega_p = \omega_c \sqrt{1 - \eta_m}; \quad (14)$$

$$f_p = \omega_p / 2\pi. \quad (15)$$

Остальные параметры МИС определяем в следующем порядке:

эквивалентная индуктивность диска и индуктора L_3 (Гн)

$$L_3 = \frac{1}{\omega_p^2 C} - L_c; \quad (16)$$

толщина диска δ (м)

$$\delta = \sqrt{\pi / f_p \gamma \mu_0}; \quad (17)$$

число витков катушки индуктора

$$W = \sqrt{\frac{L_3 (D_h - d_b)}{\pi \mu_0 h_b (D_h + d_b)}}; \quad (18)$$

амплитуда ударного тока I_m (А)

$$I_m = \sqrt{\frac{2W_h'}{L_3}}, \quad (19)$$

где

$$W_h' = Cu^2 / 2;$$

толщина обмоточной шины катушки индуктора b (м)

$$b = \frac{D_h - d_b}{2w} - 2\Delta; \quad (20)$$

длительность удара t_0 (с)

$$t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_3 C}; \quad (21)$$

расстояние от средней линии высоты индуктора до средней линии высоты диска a (мм)

$$a = \frac{\delta}{2} + h_b + \frac{H_1}{2}, \quad (22)$$

где H_1 — высота медной шины катушки индуктора, обычно выбираем $H_1=10 \div 30$ мм, фактическая сила удара F_Φ (Н)

$$F_\Phi = \frac{\mu_0 d_{cp} \beta u^2 C W^2}{2aL_3}, \quad (23)$$

где

$$d_{cp} = \frac{D_h + d_b}{2}, \text{ м.}$$

Результаты расчетов двенадцати вариантов МИС сведены в таблицу. Расчет велся по заданной энергии удара и силе удара, но в обоих случаях результаты определяются через энергию удара и проверяются по фактической силе удара F_Φ . Бессспорно, правильнее было бы определить поверхностный слой (скин-слой) не только в материале диска, но и в материале индуктора и по суммарному значению вести дальнейший расчет системы. Но в этом случае необходимо учитывать ряд дополнительных величин, коэффициентов и зависимостей, что усложняет расчет, точность же при этом изменится незначительно, всего на 2 — 3%.

Анализ данных таблицы, расчетных формул и результатов испытаний индукторов [7] позволяет сделать следующие выводы и дать некоторые рекомендации.

1. Сила удара достигает наибольшего значения, когда ход диска становится равным высоте диска при минимальном первоначальном зазоре между диском и индуктором.

2. Наибольшая нагрузка при ударах действует на первые внутренние витки индуктора [7].

3. Прочность индуктора определяется не столько действием радиальных сил между витками, сколько действием сил между диском и индуктором, которые вызывают разрушение изоляции и увеличение первоначального зазора между диском и индуктором.

4. Уменьшение активных потерь в разрядном контуре способствует увеличению КПД установки, но в меньшей степени, чем уменьшение паразитной индуктивности конденсаторов и шин коммутации [7].

5. Диск должен полностью экранировать магнитное поле индуктора, поэтому внешний диаметр диска должен быть на 5—10% больше внешнего диаметра индуктора.

6. Толщину изоляции обмоточных шин не следует увеличивать свыше 1,5—2 мм, так как это приводит к ослаблению электромагнитного поля при ударах вследствие утечки магнитного потока через межвитковые зазоры [7].

7. Из-за близости ферромагнитных материалов к разрядному контуру увеличиваются индуктивность системы и время разряда и снижается сила удара. Близость немагнитных электропроводных материалов уменьшает индуктивность, увеличивает активное сопротивление и снижает КПД.

По сравнению с существующими методами расчета подобных систем данный способ более прост, не требует предварительных экспериментальных данных и доступен любому конструктору-производственнику. Предлагаемый метод расчета позволяет с достаточной точностью определить основные характеристики МИС на основе наиболее распространенных исходных данных (силы или энергии, напряжения, габаритных размеров индуктора) с использованием минимального числа экспериментальных коэффициентов, эмпирических формул, графических данных. Унифициро-

Параметры	Варианты расчета по											
	силе удара						энергии удара					
Заданные значения												
F , кН	600	600	900	500	600	800	—	—	—	—	—	—
D_h , мм	250	250	350	250	350	350	250	250	250	250	250	350
d_b , мм	50	50	30	30	30	30	50	50	50	50	50	30
κ	0,2	0,15	0,2	0,15	0,2	0,2	—	—	—	—	—	—
W , кДж	—	—	—	—	—	—	10	10	10	6	6	6
Расчетные значения												
W , кДж	7,5	11,0	13,5	19,0	7,5	10,8	—	—	—	—	—	—
η_T	0,09	0,09	0,07	0,09	0,07	0,07	0,08	0,10	0,09	0,10	0,10	0,07
W_h , кДж	9,2	13,2	16,0	23,4	9,0	13,0	12,2	12,5	12,5	7,5	7,5	7,2
C_1 , мкФ	660	860	1080	1620	620	864	880	880	880	480	480	480
n	4	5	6	9	4	5	5	5	5	3	3	3
$L_c \cdot 10^{-9}$, Гн	590	560	540	506	590	560	560	780	120	860	860	640
C , мкФ	800	1000	1200	1800	800	1000	1000	1000	1000	600	600	600
$\omega_c \cdot 10^3$, с ⁻¹	45	41	40	33	46	42	42	35,7	90	44	90	52
$\omega_p \cdot 10^3$, с ⁻¹	15	13,8	12,8	10,5	14,7	13,4	13	11,8	29,7	14,7	29,7	17,3
f_p , кГц	2,4	2,1	2,0	1,7	2,3	2,1	2,1	1,9	4,7	2,3	4,7	2,7
$L_s \cdot 10^{-9}$, Гн	4410	5440	4460	4460	5210	5040	5440	6220	320	7140	1040	5360
δ , мм	5,5	5,7	5,8	6,3	5,5	5,7	6,0	6,0	3,7	5,5	3,7	5,0
w	24	23	29	19	38	32	25	30	7	40	14	37
I_m , кА	59	63	78	93	51	63	69	58	150	43	90	52
b , мм	2,1	2,3	3,5	3,3	2,2	3,0	2,0	1,3	14,1	0,5	5,1	2,3
$t_0 \cdot 10^{-5}$, с	0,4	11,3	3,3	14,0	10,1	11,1	11,6	13,3	5,3	10,5	5,3	9,9
a , мм	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20
F_ϕ , кН	300*	380*	1020	510	900	830	410	440	160	430	210	680

* Фактическая сила удара оказалась меньше заданной; в таких случаях необходим перерасчет на индуктор больших размеров.

ванный ряд расчетных данных полностью согласуется с теорией построения магнитно-импульсных систем [3,4,6] и подтверждается результатами производственных испытаний [7].

Список литературы

- Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. Харьков: ХГУ, 1977.
- Карпенко Л.Н. Быстро действующие электродинамические отключающие устройства. Л.: Энергия. Ленингр.отд-ние, 1991.
- Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. Л.: Энергия. Ленингр.отд-ние, 1981.
- Монтгомери Д. Получение сильных магнитных полей с помощью соленоидов. М.: Мир, 1971.
- Шнеерсон Г.А. Расчет параметров цепей разряда емкостных накопителей энергии. Л.: ЛПИ, 1980.
- Ракошиц Г.С. Электроимпульсная штамповка. М.: Высшая школа, 1984.
- Стародубов В.А. Малогабаритная магнитно-импульсная установка. //Кузнечно-штамповочное производство. 1991. № 12. С.25–26.

УСТРОЙСТВА ДИНАМИЧЕСКОГО НАГРУЖЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ

В.М.ДАВИДКОВИЧ, инж.,Д.И.РОДЬКИН, канд.техн.наук

Криворожский горнорудный институт

Возрастающие требования к качеству отремонтированных электродвигателей требуют проведения испытаний, позволяющих достоверно оценить состояние машины и дать заключение о возможности ее дальнейшей эксплуатации на производстве. Традиционные способы нагрузочных испытаний, в том числе и по методу взаимной нагрузки, сопряжены со значительными технологическими трудностями и производственными затратами (необходимость агрегирования испытуемой машины и нагрузочного устройства, выбор мощности которого производится исходя из максимальной возможной мощности отремонтированного двигателя, значительные монтажно-демонтажные затраты и т.д.). Кроме того, существенным недостатком является невозможность выявления таких типичных механических дефектов, как дисбаланс ротора, несоосность ротора и статора, перекос подшипников в подшипниковых узлах, ненадежность крепления обмоток и др. Это явилось причиной разработки принципиально новых систем нагружения электродвигателей, позволяющих без дополнительных нагрузочных устройств, сочлененных с валом, достигать знакопеременного момента нагрузки с амплитудой, соответствующей номинальному моменту машины. Такие системы, получившие название систем динамического нагружения, формируют периодические энергообменные процессы между испытуемым двигателем и питающей сетью.

Непрерывное следование процессов преобразования электрической энергии в кинетическую энергию вращающихся масс или энергию магнитного поля, кинетической энергии в электрическую и т.п. адекватно непрерывному процессу нагружения. При этом в качестве накопителей энергии выступают вращающийся ротор и система обмоток с соответствующими индуктивностями. С помощью определенным образом сформированных воздействий на силовые цепи изменяют суммарную энергию электрической машины [1,2]:

$$W_{\Sigma} = W_k + W_m + W_t, \quad (1)$$

где W_k — кинетическая энергия вращающегося ротора;

$$W_k = J \frac{\omega^2(t)}{2};$$

W_m — запасенная энергия в индуктивностях n фаз статора и ротора двигателя;

$$W_m = \sum_{m=1}^n L_m \frac{I_m^2(t)}{2};$$

W_t — тепловая энергия активных частей электродвигателя; J — момент инерции двигателя; L_m —

индуктивность m -й фазы двигателя; I_m — ток m -й фазы двигателя; $\omega(t) = \omega_c + \sum_{k=1}^{\infty} \omega_k$ — постоянная составляющая скорости; ω_k — k -я гармоническая скорость двигателя, вызванная периодическим воздействием со стороны цепей питания двигателя.

Формирование режимов динамического нагружения (ДН) фактически осуществляется двумя первыми составляющими суммарной энергии (1), так как воздействие на цепи управления является причиной изменения скорости двигателя; тепловая энергия, выделяющаяся в конструкции машины, представляет собой следствие процессов преобразования разных видов энергии [3—5].

Мгновенная мощность питающей сети при формировании режима динамического нагружения

$$P(t) = \frac{d}{dt} W_{\Sigma} = \frac{d}{dt} W_k + \frac{d}{dt} W_m. \quad (2)$$

Очевидно, что задача получения реальных нагрузочных режимов электрических машин методом ДН формулируется как достижение максимума dW_{Σ}/dt при минимальных затратах.

Важно для практики определить характер электромеханических процессов в системе управляемый источник питания — нагружаемый двигатель и воздействие, с помощью которых реализуется тот или иной режим ДН. Применительно к трехфазной асинхронной машине сделаем следующие допущения: скорость двигателя пропорциональна частоте питания, индуктивности рассеивания ввиду их малости по сравнению с индуктивностью контура намагничивания не учитываются. Последнее позволяет, в частности, анализировать энергию магнитного поля в зазоре нагружаемой машины.

С учетом этого можно записать:

$$\omega t \equiv \frac{2\pi f(t)}{p}; \quad I_m(t) = \frac{U_{\Phi}(t)}{L_m 2\pi f(t)},$$

где $f(t)$ — зависимость частоты питания от времени; $U_{\Phi}(t)$ — зависимость действующего значения фазного напряжения от времени; p — число пар полюсов двигателя.

После несложных преобразований запишем выражение для мощности трехфазного асинхронного двигателя (АД):

$$P(t) = J \frac{2\pi^2}{p^2} \frac{d}{dt} f^2(t) + \frac{1}{8\pi^2 L_m} \times \times \frac{d}{dt} \frac{U_A^2(t) + U_B^2(t) + U_C^2(t)}{f^2(t)}. \quad (3)$$

где $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$ — зависимости фазных напряжений питания от времени.

Из (3) следуют возможные пути формирования воздействий для создания режима нагружения: воздействие на частоту питания (модуляция частоты), на форму напряжения питания (модуляция амплитуды), на фазу составляющих напряжения питания.

Теоретически можно рассматривать упомянутые воздействия независимо друг от друга, хотя существуют достаточно сложные зависимости, связывающие амплитуду, частоту и фазу при реальных параметрах преобразовательных систем, реализующих тот или иной режим [6].

Цель статьи — анализ устройств динамического нагружения асинхронных двигателей с амплитудной модуляцией питающего напряжения.

Практическая реализация модуляции трехфазного статорного напряжения может быть выполнена различными способами с использованием статических преобразователей. Известны системы формирования модулированного напряжения с помощью преобразователей частоты. Однако в силу своей сложности и высокой стоимости по сравнению с другими возможными решениями они не могут считаться приемлемыми и здесь не рассматриваются.

Использование силовых незапираемых тиристоров позволяет создать простые, надежные и эффективные схемы формирования модулированного напряжения. В первую очередь следует упомянуть тиристорный регулятор напряжения (ТРН) с раздельным управлением по каждой фазе (рис.1,а). Включенные в каждую фазу статора используемого АД тиристорные ключи управляются с помощью трех задающих устройств для каждого из каналов импульсно-фазового управления (СИФУ), формирующих заданные воздействия со сдвигом $\frac{2}{3}T_3$ (T_3 — период задающего напряжения). Процесс формирования достигается путем подачи на СИФУ управляющего напряжения:

$$U_y = U_0 + \beta \sin(\Omega t + \Psi), \quad (4)$$

где Ω — круговая частота переменной составляющей; ψ — угол сдвига управляющего напряжения каждой фазы ($\psi_A=0$; $\psi_B=-\frac{2}{3}\pi$; $\psi_C=-\frac{4}{3}\pi$; U_0 — коэффициент, имеющий размерность напряжения и характеризующий постоянную составляющую; β — коэффициент, имеющий размерность напряжения и характеризующий глубину модуляции.

Для получения равномерной нагрузки всех фаз необходимо выбирать Ω из соотношения $\Omega \ll \omega$ (ω — круговая частота сетевого напряжения). Обычно $f_3=5+15$ Гц. Существенным недостатком такой схемы является сложность поддержания постоянства углов сдвига управляющего напряжения для каждой фазы.

Указанные недостатки отсутствуют в схеме динамического нагружения АД с использованием

ТРН с одним, общим для трех каналов системы импульсно-фазового управления задающим устройством (рис.1,б. выключатель SA на схеме разомкнут). Сдвиг фаз ψ в выражении (4) для этого случая равен нулю.

На рис.2,а представлены линейные диаграммы управления при наличии опорного напряжения СИФУ U_{op} , представляющего собой периодическую функцию $U_{op}=k\omega t$ при $0 < \omega t < \pi$, и переменной составляющей напряжения управления соответствующей частоты. Расчетные кривые углов управления ТРН при гармоническом управляющем сигнале различной частоты приведены на рис.2,б. Как видно из рис.2,б, при частоте управляющего сигнала, близкой к сетевой $\Omega \approx \omega$, наблюдается "разделение фаз", т.е. на выходе СИФУ при одном задающем напряжении образуются три, сдвинутые друг относительно друга на угол, близкий к $\frac{2}{3}\pi$, периодические зависимости изменения углов управления. При этом частота повторения кривой $\alpha(t)$ определяется как разность частот

$$f_a = f_c - f_3, \quad (5)$$

где f_c , f_3 — частоты сетевого напряжения и напряжения задания соответственно.

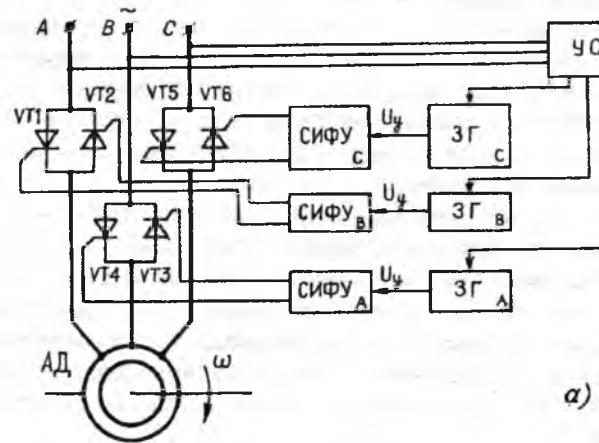
Необходимо отметить, что в случае равенства частот сети и модуляции $f_c = f_3$ вместе с режимом ДН реализуется режим динамического торможения АД, так как в этом случае для каждой фазы статора асинхронного двигателя устанавливается неизменное значение угла открытия тиристоров, и, следовательно, в статорных обмотках присутствуют постоянные составляющие напряжения питания. При дальнейшем повышении частоты f_3 также возможна реализация режима ДН (т.е. при $\Omega > \omega$), однако порядок чередования кривых углов управления α_A , α_B и α_C является при этом обратным по отношению к порядку чередования фаз исходного немодулированного сетевого напряжения.

Эффективность способа осуществления динамического нагружения АД подтверждена моделированием и в ходе экспериментальных исследований [7]. На рис.3 приведены кривые фазного статорного тока (а) и момента (б) асинхронного двигателя 4А132М4 ($P_n=11$ кВт, $I_n=21,5$ А) при моделировании системы ТРН-АД на ЭВМ согласно [8,9]. Полученные результаты подтверждают равномерную токовую нагрузку всех фаз и требуемое электромеханическое нагружение двигателя знакопеременным моментом, позволяющим объективно оценить качество сборки и состояние механических узлов машины.

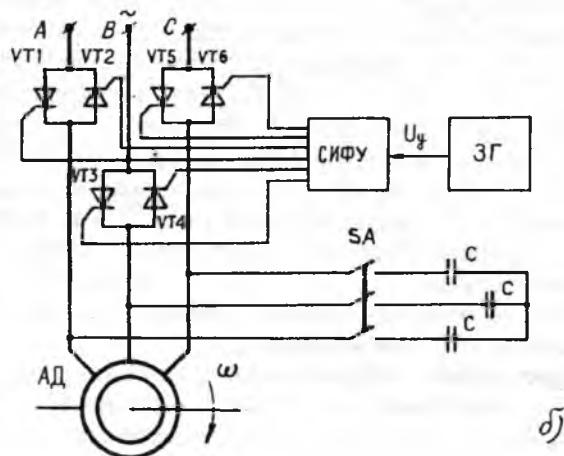
Эффективное динамическое нагружение асинхронного двигателя может быть получено также с использованием полностью управляемых (запираемых) тиристоров, включенных по схеме, аналогичной схеме, изображенной на рис.1,б. Поскольку в статье рассматриваются лишь основные принципы построения устройств динамического

нагружения АД, на схеме не показаны цепи гашения электромагнитной мощности при запирании тиристоров в произвольной момент времени. Как известно, силовые ключи этого класса позволяют подключать и отключать нагрузку независимо от ее энергетического состояния при соответствующей полярности питающего напряжения. Широкое внедрение запираемых тиристоры получили в последние годы в связи с успехами в развитии высокоточной полупроводниковой технологии и появлением специализированных микропроцессорных устройств, выполняющих функции системы управления ключами. Как указывается в [10,11], современные запираемые тиристоры позволяют коммутировать токи до 3,0–4,5 кА при напряжении 4–6 кВ. При этом время выключения наиболее мощных приборов составляет 10–25 мкс, частота работы в схемах 800–1200 Гц, причем при меньших коммутируемых мощностях эта частота может быть существенно увеличена.

Способ получения амплитудно-модулированного напряжения основывается на методе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) питающего напряжения [10]. Сигнал, обработанный таким способом, характеризуется скважностью



a)



б)

Рис. 1. Блок-схемы динамического нагружения АД с использованием ТРН:

а — с раздельным управлением для каждой фазы;
б — с общим задающим устройством СИФУ.

$$\gamma = \frac{t_n}{T}, \quad (6)$$

где t_n — интервал проводимости вентиля; T — период, определяемый несущей частотой ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$. При этом $f_{\text{ШИМ}} = \text{const}$, $T = \text{var}$.

Считая фазовые сдвиги равными нулю, амплитудно-модулированное напряжение описывается как

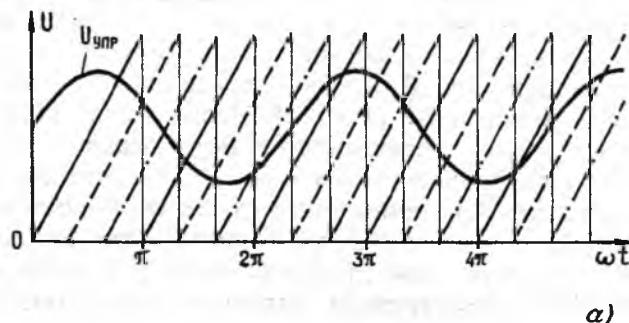
$$U = U_1 \sin \omega t (\alpha + \beta \sin \Omega t), \quad (7)$$

где ω , Ω — круговые частоты сетевого и модулирующего напряжений; α , β — коэффициенты, характеризующие глубину модуляции.

При ШИМ для получения амплитудно-модулированного сигнала скважность

$$\gamma = \alpha + \beta \sin \Omega t. \quad (8)$$

Очевидно, что $\alpha + \beta \leq 1$. Для каждого момента времени скважность γ принимает некоторое значение. Чем выше частота ШИМ, т.е. чем меньше T , тем точнее реализуется способ амплитудной модуляции питающего напряжения. При частоте сети, равной 50 Гц, $f_{\text{ШИМ}} = (800-1200)$ Гц, т.е. коммутация происходит 16–24 раза за период исходного сетевого напряжения, что позволяет добиться необходимой точности формирования модулированного напряжения.



а)

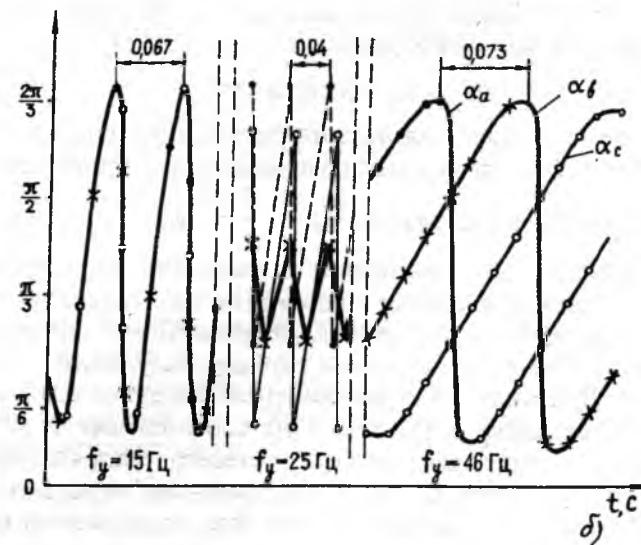


Рис. 2. Линейные диаграммы определения углов управления (а) и кривые углов управления ТРН при гармоническом управляющем сигнале различной частоты (б):

— $U_{\text{оп}A}$; - - - $U_{\text{оп}B}$; - · - $U_{\text{оп}C}$

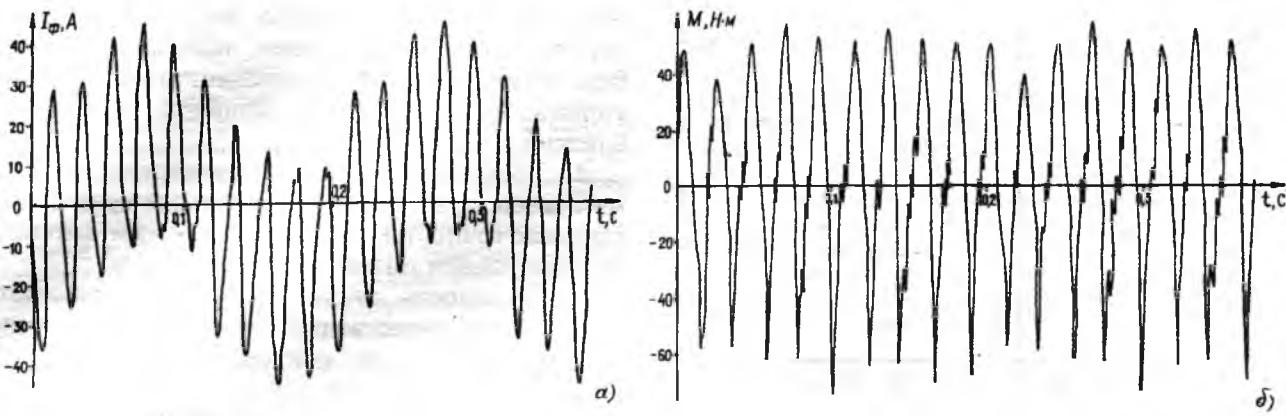


Рис. 3. Нагрузочные кривые АД при динамическом нагружении с использованием ТРН:
а — фазного статорного тока; б — момента двигателя

Полученный с помощью разложения в ряд Фурье на ЭВМ линейчатый спектр обработанного методом ШИМ исходного синусоидального напряжения показывает высокую точность реализации амплитудной модуляции. На рис.4 даны спектры напряжений при частоте ШИМ, равной 1000 Гц для двух случаев частоты модулирующего напряжения, равных 5 и 45 Гц. Глубина модуляции для обоих случаев равна 0,4 амплитуды немодулированного напряжения. Удельный вес "посторонних" гармоник с частотами, отличными от ω и $\omega \pm \Omega$, не превышает 3%, что вполне соответствует требуемой технической точности реализации амплитудно-модулированного напряжения.

Отсутствие узлов принудительной коммутации и, как следствие, приемлемые массогабаритные показатели преобразователей, возможность получения амплитудно-модулированного сигнала с заданной глубиной модуляции с высокой точностью открывают широкие перспективы для использования силовых преобразователей на полностью управляемых вентилях для практического осуществления динамического нагружения АД методом амплитудной модуляции питающего напряжения. В то же время высокая стоимость такого оборудования, в первую очередь быстродействующих микропроцессорных систем управления ключами, пока является сдерживающим фактором для его внедрения.

Общий недостаток рассмотренных устройств — расчетная мощность источника питания, представляющего собой наиболее дорогостоящий элемент системы нагружения, сравнима или превышает полную мощность наиболее мощного нагружаемого двигателя. В идеальном случае мощность источника питания должна быть равна мощности потерь нагружаемого двигателя, что составляет 7–20% его полной мощности. Этот режим может быть получен в случае, если знакопеременные составляющие мощности, определяющей нагрузку двигателя, замыкаются не через сеть и источник, а через вспомогательный блок, функции которого может выполнять, в частности, конденсаторная батарея. Блок-схема такого устройства приведена на рис.1,б при замкнутом выключателе SA. Особо-

бенность использования ее в том, что конденсатор и эквивалентные индуктивности двигателя образуют параллельную резонансную цепь. Так как при простейшем варианте амплитудной модуляции питающего напряжения (7) в его спектре присутствуют три составляющие с частотами ω , $\omega - \Omega$, $\omega + \Omega$ [6], то путем изменения частоты модуляции Ω имеется возможность добиваться резонанса тока на полосе частот от $\omega - \Omega$ до $\omega + \Omega$.

Если предположить, что индуктивность КЗ двигателя [12]

$$L_K = \frac{U_h}{\sqrt{3}\omega_c I_{1h} \lambda}, \quad (9)$$

где I_{1h} , U_h — номинальные значения тока и напряжения; ω_c — круговая частота сетевого напряжения; λ — кратность пускового тока, то емкость конденсаторной батареи на одну фазу

$$C_K = \frac{1}{L_K (\omega + \Omega)^2}. \quad (10)$$

Для двигателей с минимальным значением L_K (максимальной мощности) резонанс обеспечивается на частоте $\omega_p = \omega + \Omega$. При этом мощность конденсаторной батареи устройства

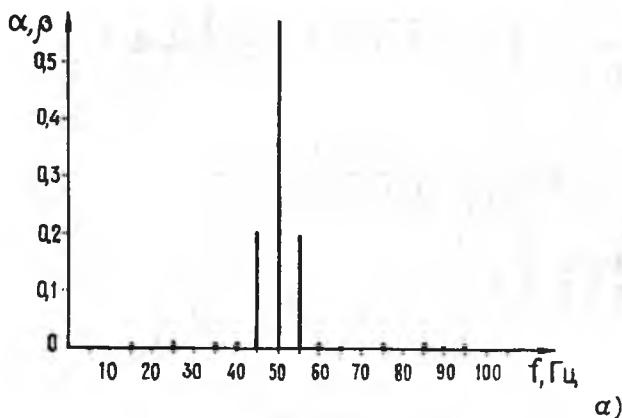
$$Q_K = S_{h, dv} \frac{\lambda}{\left(\frac{\omega + \Omega}{\omega}\right)^2}. \quad (11)$$

При $\Omega \approx \omega$ мощность Q_K достаточно близка к полной мощности двигателя. Для нагружения двигателей меньшей мощности резонанс возможен на других частотах, а для двигателя минимальной мощности — на частоте $\omega_p = \omega - \Omega$.

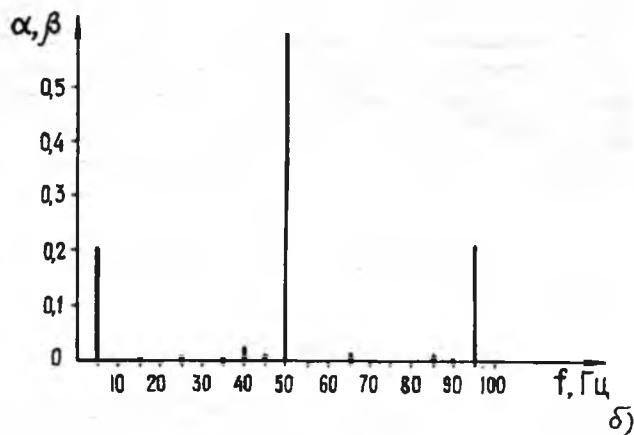
Соотношение мощностей нагружаемых АД

$$k_p = \left(\frac{\omega + \Omega}{\omega - \Omega} \right)^2. \quad (12)$$

Следует учесть, что фактически нет необходимости стремиться к достижению $k_p = 5 \div 7$. Это вызвано тем, что при нагружении двигателей минимальной мощности их полная мощность сравнима с мощностью потерь двигателей большей



а)



б)

Рис. 4. Линейные спектры амплитудно-модулированного напряжения, сформированного посредством ТРН на запираемых тиристорах:
а — при $f_3=5$ Гц; б — 45 Гц

нимимальной мощности их полная мощность сравнима с мощностью потерь двигателей большей мощности. Это обстоятельство делает возможным нагружение АД в схеме с накопителями—конденсаторами без переключения секций конденсаторной батареи.

Выводы

1. Для практической реализации систем динамического нагружения АД при АМ питающего

напряжения целесообразно использовать статические полупроводниковые преобразователи на базе силовых ключей с традиционной системой управления при частотах задающих воздействий, близких к частоте сети.

2. Применение ТРН на полностью управляемых тиристорах позволяет простыми средствами с высокой точностью реализовать режим амплитудной модуляции питающего напряжения.

3. Мощность тиристорного преобразователя может быть существенно снижена путем применения резонансного контура в статорной цепи испытуемого двигателя.

Список литературы

1. Коварский Б.М., Янко Ю.И. Испытание электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Родькин Д.И. Системы динамического нагружения и диагностики электродвигателей при послеремонтных испытаниях. М.: Недра, 1992.
3. Родькин Д.И., Максимов М.Н., Алистратов Ю.В. Новое поколение систем нагружения и диагностики электрических машин//Жизнь и компьютер. Харьков. 1991. С.18—22.
4. Родькин Д.И., Кочкин Г.И. Новые системы электромеханического нагружения электрических машин//Электротехника. 1992. №1. С.70—71.
5. Родькин Д.И. Перспективные системы электромеханического нагружения электрических машин при испытаниях//Изв.вузов. Горный журнал. 1992. № 8. С.111—115.
6. Винницкий А.С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ сигналов. М.: Советское радио, 1969.
7. Родькин Д.И., Давидович В.М., Алистратенко Ю.В. Оценка эффективности систем динамического нагружения асинхронных двигателей //Электротехника. 1994. № 1.
8. Кошлов И.П., Мамедов Ф.А., Беспалов В.Я. Математическое моделирование асинхронных машин. М.: Энергия, 1969.
9. Машинян Л.Х., Соколова Е.М. Метод исследования системы тиристорный регулятор напряжения — асинхронный двигатель с учетом электромагнитных процессов//Электротехническое. 1983. № 11. С.40—44.
10. Преобразователи на запираемых тиристорах для электропривода за рубежом. М.: Информэлектро, 1990.
11. Силовые запираемые тиристоры за рубежом. М.: Информэлектро, 1990.
12. Хализев Г.П., Серов В.И. Расчет пусковых, тормозных и регулировочных устройств для электродвигателей. М.: Высшая школа, 1986.

УДК 621.313.333.001.24

Работа линейного асинхронного двигателя (ЛАД) с катящимся ротором в импульсном режиме. В. И. Половский, И. В. Слободской. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.2

Рассмотрены особенности работы ЛАД с катящимся ротором при импульсном способе питания с частотой коммутации ниже частоты питающей сети. Показано, что в процессе импульсного питания работа двигателя не сопровождается бросками токов в обмотках индуктора и, как следствие, дополнительными потерями в переходных режимах, а наличие бестоковых пауз за период цикла (время перехода от одного положения в другое) позволяет снизить расход подводимой электроресурсии.

Ил. 4. Библ. 8 назв.

УДК 621.313-752.001.5

Исследование вибрации электрических машин с применением трехмерных копечно-элементных моделей. В. Б. Шимберев. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.5

Предлагается новый подход к решению проблемы анализа и синтеза малошумных электрических машин. В отличие от традиционных разработок новый подход включает трехмерные математические модели, уточненные по результатам макетного эксперимента. Приведены экспериментальные данные, показывающие повышенную погрешность традиционных расчетных методик. На основании результатов математического эксперимента определены рекомендации для снижения вибрации электрических машин.

Табл. 4. Библ. 4 назв.

УДК 621.313:621.63:628.517.2

Разработка малошумных вентиляторов наружного обдува электрических машин. М.П.Кухарский, Ю.М.Ковалев, Г.М.Ефимов. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.8

Выполнены обширные экспериментальные работы по определению оптимальной геометрии лопаток вентиляторов. Разработаны и испытаны вентиляторы с разным диаметром и разной формой лопаток, обеспечивающие существенное снижение уровня шума и потерь на вентиляцию.

Ил. 6. Табл. 3. Библ. 7 назв.

УДК 62-83:621.3.076.5

Прогнозирующий регулятор положения в следящем электроприводе. В. Г. Алферов, И. М. Хусаинов, Р. М. Хусаинов — Электротехника, 1994, № 5—6, с.13

Рассмотрены вопросы построения систем управления следящего электропривода с прогнозированием. Прогнозирование позволяет выявить тенденции в развитии событий на самой ранней их стадии, оценить темп изменения ошибок при слежении и тем самым упростить процесс управления с заданной по технологическим соображениям точностью.

Ил. 5.

УДК 621.313.333 076.5.001.8

Особенности квазичастотного управления асинхронного двигателя. Л. Б. Масандилов, Ю. И. Гетман, В. Л. Мелихов. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.16

Рассмотрены достоинства и недостатки квазичастотного регулирования асинхронного двигателя, описаны алгоритмы его управления и показаны целесообразные области применения. Приведены формулы для частот гармонических составляющих напряжения и момента.

Ил. 4. Библ. 6 назв.

УДК 621.316.93.027.5.001.5

Защита от перенапряжений в сетях 6-10 кВ. Ю.Ф.Васюра, В.А.Гамилько, Г.А.Евдокунин, Н.И.Утегулов. — Электротехника, 1994, №5—6, с.21

Рассмотрен вопрос защиты от перенапряжений в сетях 6—10 кВ при различных режимах работы нейтрали. Даны рекомендации по применению высокомного резистивного заземления нейтрали и нелинейных ограничителей перенапряжений.

Ил. 11. Библ. 9 назв.

УДК 621.313.25.001.24

Теоретические основы преобразования однофазного тока в трехфазный для питания асинхронного двигателя. Г.Н.Ворфоломеев. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.28

Рассмотрены электромагнитные процессы в цепи с трехфазным асинхронным двигателем и фазосмещающими элементами при питании от однофазной сети. Выведены формулы, которые могут быть использованы при расчете однофазно-трехфазных электрических цепей с трехфазным асинхронным двигателем в качестве нагрузки.

Ил. 2. Табл. 1. Библ. 2 назв.

УДК 621.365.001.5

Постоянная составляющая в фазном напряжении руднотермических печей для получения фосфора и карбида кальция. А. А. Педро, М. П. Арлиевский. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.30

На примере фосфорных и карбидных печей рассматриваются характер изменения и природа существования постоянной составляющей $U_{n.c}$ в фазном напряжении руднотермической печи с закрытым колошником. Значение и направление $U_{n.c}$ зависят от соотношения процессов химического взаимодействия электрода с компонентами реакционной зоны и степени развития и условий горения электрической дуги.

Ил. 3. Библ. 2 назв.

УДК 621.3.066.6.002.2

Плазменное напыление медных покрытий на выводы электрических контактных соединений из алюминия. С. А. Ревун, Е. Л. Муравьева, Н. Г. Егоров, П. В. Лерх — Электротехника, 1994, № 5—6, с.33

Приведены результаты исследования контактного электросопротивления между алюминиевой подложкой и плазменным покрытием из меди при комнатной и повышенных температурах. Определены прочность сцепления покрытия с подложкой, износостойкость и твердость покрытий. Показана перспективность использования плазменного напыления медных покрытий на выводы электрических контактных соединений из алюминия.

Ил. 4. Библ. 10 назв.

УДК 621.355.001.8

Основные направления развития аккумуляторов. Н. В. Коровин. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.35

Рассмотрены вопросы совершенствования параметров аккумуляторных батарей путем использования многокомпонентных активных материалов, содержащих диспергирующие вещества и стабилизаторы поверхности, повышения чистоты применяемых материалов, оптимизации состава электролита и др. Приведены результаты исследования аккумуляторов литиевых, никель-водородных, никель-гидридных и др.

Ил. 8. Библ. 31 назв.

УДК 621.313.3.045.001.24

Оптимизация параметров компенсационных обмоток, предназначенных для снижения помехонесущего магнитного поля, создаваемого основными обмотками электромеханических устройств. В.В.Иванов. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.40

Рассматриваются вопросы повышения эффективности снижения внешнего помехонесущего магнитного поля, созданного обмотками электротехнических устройств, путем оптимизации геометрических и электрических параметров применяемых для снижения внешнего поля компенсационных обмоток. Для конкретных примеров конструктивного исполнения основных и компенсационных обмоток приведены оптимальные соотношения между геометрическими размерами и ампер-витками обмоток, при которых обеспечивается наиболее низкий уровень результирующего внешнего поля обмоток.

Ил. 12. Табл. 2. Библ. 4 назв.

УДК 621.313.2.681.142-523.8.001.5

Автоматизированный комплекс КАМАК-ПЭВМ для экспериментальных исследований двигателей постоянного тока.
Ю. В. Казаков, А. И. Тихонов. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.47

Рассмотрены вопросы создания и применения автоматизированной системы экспериментальных исследований двигателей постоянного тока.

Ил. 4. Библ. 2 назв.

УДК [621.31:618.9.658.2.697.92].001.24

Расчет необходимой вентиляции производственных помещений элегазовых электротехнических устройств. В. Г. Аракелян. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.49

На основе простых теоретических представлений предлагается обоснование необходимых объемов помещения или производительности аварийной вентиляции зданий элегазовых комплектных распределительных устройств, исходя из конкретных сведений о выбросах элегаза и продуктов его разложения и санитарно-гигиенических норм. Используя предложенные выражения, представляется возможность экономического обоснования проекта в части вентиляционного обеспечения.

Ил. 1. Табл. 1.

УДК 621.315.615.2.001.5.

Исследование газоплотности медицинских шприцев, применяемых для отбора трансформаторного масла. В. Г. Аракелян, В. Н. Демина. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.53

Даны результаты исследования медицинских шприцев, используемых для доставки проб масла из работающих аппаратов к месту проведения газохроматографического анализа

газов, растворенных в трансформаторном масле. Полученные коэффициенты, характеризующие газоплотность шприцев по водороду, должны быть использованы для исправления результатов анализа с учетом времени доставки пробы масла к месту анализа.

Табл. 2. Библ. 1 назв.

УДК 621.373.32:621.913.3 001.24

Расчет параметров магнитно-импульсной системы.
В. А. Стародубов — Электротехника, 1994, №5—6, с.54

Описан метод расчета магнитно-импульсной системы, предназначенной для обработки и разрушения материалов. Приведены результаты 12 вариантов расчета. На основе их анализа даны рекомендации по проектированию таких установок.

Ил.1. Табл. 1. Библ. 7 назв.

УДК 621.313.333.001.4

Устройства динамического нагружения асинхронных двигателей при амплитудной модуляции напряжения. В. М. Давидович, Д. И. Родькин. — Электротехника, 1994, № 5—6, с.5 8

Рассматриваются актуальные вопросы построения устройств динамического нагружения АД при амплитудной модуляции питающего напряжения. Выполнен анализ систем ДН с использованием запираемых и незапираемых силовых тиристорных ключей в цепи статора испытуемого двигателя. Показана перспективная возможность построения систем динамического нагружения с резонансным контуром в статорной цепи для снижения мощности тиристорного регулятора напряжения.

Ил.4. Библ. 12 назв.

Научный редактор Н.С. Разумовская
Литературный редактор А.М. Мескина
Компьютерная верстка Е.Я. Силантьева

Сдано в набор 28.03.94. Подписано в печать 17.06.94. формат 60×88¹/8.
Бумага офсетная №2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8.
Тираж 1275 экз. Заказ 1099

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Компьютерная верстка НПО "Электропривод"
107078, г. Москва, Садово-Спасская ул., д 1/2, корп. 3
Типография №9 Комитета РФ по печати.
Москва 109033, Волочаевская ул., 40

Индекс 71111

ISSN 0013-5860. Электротехника. 1994. №5-6. 1—64.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru