

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1994

6

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Секция теоретических основ электротехники, преобразовательной техники, электротехнических материалов

Лабунцов В.А., главный редактор, председатель секции (Московский энергетический институт), Бутырин П.А. (Институт высоких температур Российской Академии наук, Москва), Иоссель Ю.Я. (Научно-исследовательский институт постоянного тока, Санкт-Петербург), Комельков В.С. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Негушил А.В. (Московская государственная академия тонкой химической технологии), Розанов Ю.К. (Московский энергетический институт), Пищиков В.И. (Московский энергетический институт), Тареев Б.М. (Всероссийский институт научной и технической информации, Москва), Толстов Ю.Г. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Чечурин В.Л. (Санкт-Петербургский государственный технический университет).

Научный редактор — Макашкин Б.Д.

Секция электроэнергетики

Мамиконянц Л.Г., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Будзко И.А. (Московский институт инженеров сельскохозяйственного производства), Гельфанд Я.С. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Ершевич В.В. (Проектный и научно-исследовательский институт «Энергосетьпроект», Москва), Митюшкин К.Г. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Морозкин В.П. (Московский энергетический институт), Семенов В.А. (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), Совалов С.А. (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), Строев В.А. (Московский энергетический институт).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция техники высоких напряжений, электрических аппаратов, трансформаторов

Ларионов В.П., председатель секции (Московский энергетический институт), Белкин Г.С. (Всероссийский электротехнический институт, Москва), Бортник И.М. (Министерство науки и технической политики России), Костенко М.В. (Санкт-Петербургский государственный технический университет), Лизунов С.Д. (Московский электротехнический завод), Шилин Н.В. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция электрических машин

Иванов-Смоленский А.В., председатель секции (Московский энергетический институт), Данилевич Я.Б. (Всероссийский институт электромашиностроения, Санкт-Петербург), Евсеев Б.Н., заместитель главного редактора журнала, Шакарян Ю.Г. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

Секция электропривода и автоматизации технологических процессов

Слежановский О.В., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт «Электропривод», Москва), Андерс В.И. (Московский энергетический институт), Борцов Ю.А. (Санкт-Петербургский электротехнический институт), Ильинский Н.Ф. (Московский энергетический институт), Шаталов А.С. (Научно-техническое объединение «Антей», Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

Электромагнитные процессы в мощных управляемых реакторах

БИКИ М.А., БРОВОЙ Е.Н., БРЯНЦЕВ А.М.,
ЛЕЙТЕС Л.В., ЛУРЬЕ А.И., ЧИЖЕВСКИЙ Ю.Л.

Получены наглядные выражения для магнитных индукций, потоков, токов и напряжений частей обмоток управляемых реакторов с учетом рассеяния. В режиме, названном «полупериодное насыщение», указанные параметры синусоидальны в течение каждого полупериода. Если номинальный режим реактора близок к такому режиму, то при проектировании удастся использовать методы и программы расчета обычных силовых двухобмоточных трансформаторов с синусоидальными токами. Надежный расчет позволяет повысить нагрузки (индукцию в стали — до 2,5 Тл) и уменьшить потери, размеры и массу реакторов до тех же параметров трансформаторов аналогичной мощности. Испытания первого однофазного реактора 60 Мвар 500 кВ на Запорожском трансформаторном заводе (ЗТЗ) и на подстанции «Белый Раст» подтвердили расчет.

В течение нескольких десятилетий в нашей стране и за рубежом проводились теоретические и экспериментальные работы по созданию реакторов, управляемых подмагничиванием (УР). Результаты этих исследований отражены в работах Либкинда М.С., Бамдаса А.М., Беккера Х., Фридендера Е.Д. и др. Однако несколько лет назад интерес к шунтирующим УР резко возрос, что обусловлено рядом причин. Во-первых, УР по сравнению со статическими тиристорными компенсаторами (СТК) реактивной мощности характеризуются меньшей ценой за единицу реактивной мощности, их эксплуатация более проста,

Expressive formulae for fluxes and flux densities in leakage channels, currents and voltages in the parts of windings are received. At the regime named half-period saturation all mentioned parameters are sinusoidal every half of the period. It is possible to use the methods and programs of the conventional 2-winding power transformers having sinusoidal currents for designing the reactor with the nominal regime close to that regime. The reliable designing enables us to use high flux density (up to 2,5 T) in steel. The dimensions, material consumption and losses of such reactor are practically similar to those of transformer of the same power. The method of calculation has been confirmed by testing of a single-phase controlled reactor rated at 60 Mvar 500 kv at the Zaporozhje transformer plant (ZTP) and at the substation «Belyi Rast».

возможно быстрое освоение на трансформаторных заводах. Во-вторых, предложены новые конструктивные решения, в том числе по резкому увеличению рабочей индукции, схемам соединения обмоток и т.д. Наконец, в-третьих, возникла повышенная потребность в регулируемых шунтирующих реакторах для ЛЭП, работающих в условиях частых недогрузок по мощности.

В последние годы в связи с потребностью электроэнергетики Московский электрозавод и Запорожский трансформаторный завод (ЗТЗ) стали разрабатывать шунтирующие УР мощностью 180 Мвар в трехфазной группе. Этими заводами была принята принципиальная схема реактора,

напряжение сетевой обмотки и т.д.) для реактора 525 кВ ЗТЗ использовал схему с отдельными рабочей (сетевой) обмоткой (СО) и обмоткой управления (ОУ). Во всех конструкциях УР использованы режимы намагничивания с сильным насыщением участков магнитной цепи [2].

В литературе по магнитным усилителям (дросселям насыщения, трансдукторам), например в [3, 4], рассмотрено множество различных сложных схем и режимов, но изложенные ниже подход и результаты не встречались. Известная теория магнитных усилителей учитывала прежде всего электрические сопротивления элементов цепи, для мощного шунтирующего реактора незначительные, и не учитывала магнитные потоки рассеяния между обмотками, в данном случае весьма существенные. Учет последнего фактора является одной из главных задач данной статьи.

Для промышленного проектирования реактора наряду с машинным расчетом, позволяющим учесть не только главные, но и второстепенные особенности схемы и конструкции, необходим простой и наглядный метод расчета [5], объясняющий электромагнитные процессы в реакторе и помогающий рационально применять расчетные методы и программы, разработанные для силовых трансформаторов и неуправляемых реакторов.

В режимах сильного насыщения достаточно точные результаты обеспечивает кусочно-линейное представление характеристики электротехнической стали. Это позволяет количественно оценивать степень подмагничивания, как долю периода частоты сети, в пределах которой мгновенное значение потока превышает поток насыщения намагничиваемого участка [6].

Принципиальная идеализированная схема соединения обмоток двух стержней однофазного УР совпадает с одной из распространенных схем магнитных усилителей (рис. 1). Имеются два замкнутых магнитопровода, каждый из которых охвачен частью (половиной) каждой из обмоток —

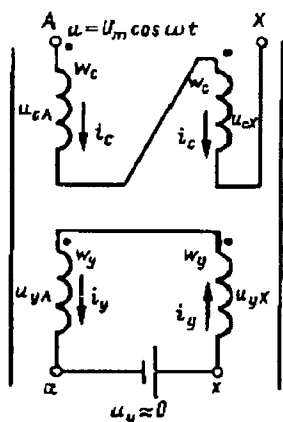


Рис. 1. Принципиальная схема УР с последовательным соединением частей СО и ОУ

СО и ОУ. Соответствующие части соединены последовательно, причем в одной из обмоток согласно, а в другой встречно. Например, на рис. 1 согласно соединены части СО (что эквивалентно по существу одной обмотке, охватывающей сразу два стержня), встречно — части ОУ. Электрические сопротивления обмоток очень малы по сравнению с индуктивными сопротивлениями, и требуемое в установившемся режиме напряжение питания ОУ мало.

Допущения. 1. Потери отсутствуют, т.е. в установившемся режиме напряжения на ОУ нет ($u_y = 0$).

2. Кривая индукции стали стержней магнитопровода кусочно-линейна (рис. 2):

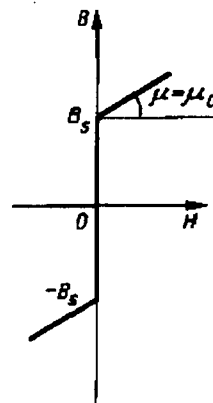


Рис. 2. Принятая аппроксимация кривой индукции стали

$$\left. \begin{aligned} H &= 0 \text{ при } |B| < B_s; \\ |H| &= (|B| - B_s)/\mu_0 \text{ при } |B| > B_s, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $|H|$ — модуль напряженности магнитного поля; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; $|B|$ — модуль магнитной индукции в стали; B_s — индукция насыщения стали; $B_s = 2,0 \div 2,1$ Тл.

3. Ярма магнитопровода не насыщаются, во всех рассматриваемых режимах их магнитная проницаемость бесконечна ($\mu = \infty$).

4. Магнитная индукция во всех точках стали стержня до его насыщения одинакова, т.е. весь стержень насыщается одновременно. Это предположение близко к реальности, так как обычно высота стержня и обмотки трансформатора гораздо больше их радиуса (подтверждено исследованиями стойкости трансформатора при КЗ).

5. Плоские поверхности широких ненасыщенных ярм прилегают к торцам стержней и концентрических равномерных равновысоких обмоток. Именно это допущение, включающее в себя также допущения 3 и 4, сводит полевою задачу к расчету цепи. Конечно, как и при составлении схем замещения многообмоточных трансформаторов [7], расчетные высоты окна и обмоток здесь

могут отличаться от фактической высоты обмоток. Длина стержня, принимаемая при расчете его магнитного сопротивления, может отличаться от фактической высоты окна. Промежутки между торцами обмоток и ярмами и неравномерность обмоток могут быть учтены при расчете магнитного поля в окне по программе РЭСТ [8] или другой программе. В случае тороидальной конструкции с обмотками, равномерно распределенными по окружности, допущения 3, 4 и 5 не требуются.

6. Все параметры обмоток двух стержней и самих стержней A и X одинаковы. Стержни магнитно независимы (в случае общей магнитной системы имеются ненасыщенные боковые ярма).

7. Обмотки тонкие. При расчете магнитных потоков и потокосцеплений учитывается одна и та же площадь, охваченная эквивалентным средним витком обмотки стержня. Влияние конечной толщины обмоток, как правило, несущественно. Оно может быть учтено по методу, изложенному в [9].

Для упрощения обозначений и формул, облегчения изложения и восприятия, а также для однозначности описания вводятся следующие условия:

8. Внутренней является ОУ, наружной — СО (рис. 3). При этом площадь, охваченная витком

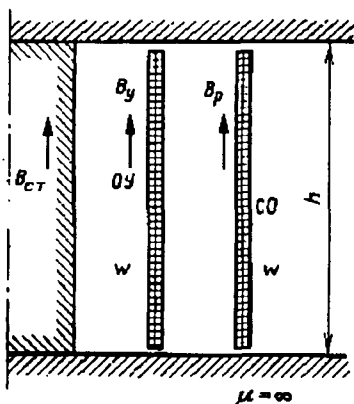


Рис. 3. Принятое расположение обмоток на стержне УР

СО (S_c), равна сумме площади канала рассеяния (S_p) и площади, охваченной витком ОУ (S_y), т.е. $S_c = S_y + S_p$. В [1, 2] рассматривался лишь частный случай, когда одни и те же обмотки используются в качестве СО и ОУ, т.е. обмотки совмещены. Совмещение позволяет снизить расход материалов и потери по сравнению с отдельными обмотками, но преобразователь оказывается под потенциалом середины сетевой обмотки. В этом частном случае нет канала рассеяния между обмотками ($S_p = 0$), охваченные витками СО и ОУ

площади одинаковы ($S_c = S_y$) и выражения для параметров реактора проще, чем полученные ниже общие формулы. Для возможного в реакторах небольшой мощности случая расположения СО внутри, у стержня, и ОУ снаружи соотношения могут быть получены аналогичным путем. Некоторые из них ниже приведены, но без вывода.

9. Числа витков обмоток одинаковы ($w_{CO} = w_{OY} = w$). При этом индуктивность рассеяния L_p пары обмоток стержня (СО и ОУ) и динамические индуктивности ($L = d\Psi/di$ — п. 126 ГОСТ 19880—74) сетевой обмотки стержня L_c и обмотки управления стержня L_y при насыщенном стержне имеют однотипные выражения, соответствующие при допущении 2 отсутствию стержня:

$$L_p = \mu_0 w^2 S_p / h, \quad L_c = \mu_0 w^2 S_c / h, \quad L_y = \mu_0 w^2 S_y / h, \quad (2)$$

причем из допущения 7 и условия 8 следует:

$$L_c = L_y + L_p \quad (3)$$

При неодинаковых числах витков полученные ниже токи и напряжения следует привести к реальному числу витков данной обмотки. Например, если обозначено $w = w_{CO}$, то ток ОУ следует умножить, а напряжение ОУ разделить на величину w_{CO}/w_{OY} .

10. Кривая напряжения сети u (на зажимах СО) синусоидальна:

$$u = U_m \cos \omega t.$$

Уравнения. При схеме и обозначениях по рис. 1 и 3, индексах A и X для левого и правого стержней, «р» для канала рассеяния, «с» для СО и «у» для ОУ можно записать следующие соотношения для напряжений u , токов i , магнитных индукций B и потоков Φ :

$$u_{cA} + u_{cX} = u_c; \quad i_{cA} = i_{cX} = i_c; \quad u_{yA} - u_{yX} = u_y; \quad i_{yA} = i_{yX} = i_y; \quad (4)$$

$$B_{pA} = \mu_0 i_{cA} w / h; \quad B_{pX} = \mu_0 i_{cX} w / h; \\ B_{pA} = B_{pX} = B_p = \mu_0 i_c w / h; \quad (5)$$

$$\Phi_{pA} = B_{pA} S_p = B_p S_p = \Phi_{pX} = \Phi_p; \\ \Phi_{cA} = \Phi_{yA} + \Phi_p; \quad \Phi_{cX} = \Phi_{yX} + \Phi_p; \quad (6)$$

$$u_{cA} = w \frac{d}{dt} \Phi_{cA} = w \frac{d}{dt} \Phi_{yA} + w \frac{d}{dt} \Phi_p = \\ u_{yA} + w \frac{d}{dt} \Phi_p; \quad u_{cX} = u_{yX} + w \frac{d}{dt} \Phi_p, \quad (7)$$

из которых при $u_y = 0$ (допущение 1) следует, что

$$u_{yA} = u_{yX}, \quad u_{cA} = u_{cX} = u_c / 2, \quad (8)$$

т.е. напряжение сети делится поровну между се-

тевыми обмотками двух стержней.

Основной особенностью данной работы является представление любого режима как чередования следующих возможных состояний стержней A и X :

оба стержня ненасыщены ($|B_{стA}| < B_s$ и $|B_{стX}| < B_s$), ниже обозначаем это состояние индексом 0;

один стержень ненасыщен, а другой насыщен ($|B_{стA}| < B_s$ и $|B_{стX}| > B_s$ или $|B_{стA}| > B_s$ и $|B_{стX}| < B_s$), т.е. относительное количество насыщенных стержней равно 0,5 — индекс 0,5;

оба стержня насыщены ($|B_{стA}| > B_s$ и $|B_{стX}| > B_s$) обозначение — индекс 1,0.

Если в течение всего периода рассматриваемого режима имеет место одно из этих состояний, то такой режим называем характерным и обозначаем соответствующим индексом.

Рассмотрим указанные состояния.

Из закона полного тока для ненасыщенного стержня A ($|B_{стA}| < B_s$) при допущении 2 следует $i_c w + i_y w = 0$, откуда

$$i_c = -i_y; \quad (9)$$

для ненасыщенного стержня X ($|B_{стX}| < B_s$) имеем $i_c w - i_y w = 0$, откуда

$$i_c = i_y. \quad (10)$$

Если одновременно не насыщены стержни A и X , то единственная возможность соблюдения уравнений (9) и (10) — отсутствие обоих токов, т.е. $i_c = 0$ и $i_y = 0$. Следовательно, токи в обмотках могут существовать только тогда, когда хотя бы один из стержней насыщен. Отсутствию тока CO соответствует бесконечно большая индуктивность этой обмотки, $L_0 = \infty$. Это состояние соответствует холостому ходу трансформатора.

Если один стержень насыщен, а другой нет, то магнитная индукция в канале между стержнем и обмоткой управления ненасыщенного стержня B_y равна нулю, а насыщенного — удвоенной индукции в канале рассеяния этого стержня

$$B_{y,нас} = \mu_0 \frac{i_c w + i_y w}{h} = 2B_p. \quad (11)$$

Магнитная индукция в стали насыщенного стержня больше индукции $B_{y,нас}$ на величину индукции насыщения стали B_s :

$$B_{ст,нас} = B_s + B_{y,нас} = B_s + 2B_p. \quad (12)$$

Когда насыщен один из двух стержней реактора (индекс 0,5), динамическая индуктивность CO ($L_{0,5}$) может быть определена, например, по энергии магнитного поля W при токе i_c :

$$L_{0,5} = \frac{2W_{м0,5}}{i_c^2} = \frac{2}{i_c^2} \frac{B_p^2 h}{2\mu_0} [S_p + S_p + 4S_y] = \mu_0 w^2 (2S_p + 4S_y)/h = 2L_p + 4L_y = 2(L_c + L_y). \quad (13)$$

По магнитному полю вне стали это состояние для обмоток ненасыщенного стержня соответствует трансформатору, вторичная обмотка которого (OY) нагружена на индуктивность, а для обмоток насыщенного стержня — ярмовому реактору с подразделенной обмоткой — двум соединенным последовательно согласно обмоткам (OY и CO) с прилегающими к их торцам ферромагнитными ярмами.

Когда насыщены оба стержня, изменение тока i_c вызывает одинаковое изменение индукции и магнитных потоков в сечениях двух стержней и, следовательно, наведенная ЭДС в контуре OY равна нулю, так как OY стержней A и X включены встречно. Следовательно, динамическая индуктивность CO при условии насыщения всех стержней (индекс 1,0) реактора

$$L_{1,0} = 2L_c. \quad (14)$$

Переменная составляющая магнитного поля вне стали при этом соответствует ярмовому реактору с одной обмоткой (CO). Ток OY при таком состоянии не изменяется, $i_y = \text{const}$. Характеристика всех рассмотренных выше возможных состояний реактора приведена в табл. 1.

Таблица 1

Возможные состояния реактора

Относительное число ненасыщенных стержней	μ_r стержней		Соотношение токов	Динамическая индуктивность
	A	X		
0	∞	∞	$i_c = i_y = 0$	∞
0,5	1 ∞	∞ 1	$i_c = i_y$ $i_c = -i_y$	$2(L_c + L_y)$
1,0	1	1	$i_y = \text{const}$	$2L_c$

Характерные установившиеся режимы. В случае, если весь период ни один из стержней реактора не насыщается, токи обеих обмоток равны нулю. Этот режим можно назвать режимом холостого хода (XX) или нулевым (индекс 0). Магнитная индукция вне стали равна нулю, а в стали стержней изменяется по синусоиде:

$$B_{ст} = B_m \sin \omega t + B_{ср0}, \quad (15)$$

где $B_m = U_m / (\omega w 2S_{ст})$; $B_{ср0}$ — произвольное (определяемое предысторией) значение средней за период индукции в пределах $\pm(B_s - B_m)$; причем значения индукции $B_{ср0}$ в стержнях A и X могут быть разными; $S_{ст}$ — сечение стали одного стержня.

Таблица 2

Формулы для токов, индукций и напряжения части ОУ для всех характерных режимов УР

Параметр	Режим		
	Холостой ход (индекс 0)	Полупериодное насыщение (индекс 0,5)	
		$0 < \omega t < \pi$	$\pi < \omega t < 2\pi$
I_m	0	$I_{m0,5} = U_m / [2\omega(L_c + L_y)]$	
i_c	0	$I_{m0,5} \sin \omega t$	
i_y	0	$I_{m0,5} \sin \omega t$	$-I_{m0,5} \sin \omega t$
B_{pm}	0	$B_{pm0,5} = \mu_0 I_{m0,5} w/h$	
B_p	0	$B_{pm0,5} \sin \omega t$	
B_{yA}	0	$2B_{pm0,5} \sin \omega t$	0
B_{yX}	0	0	$2B_{pm0,5} \sin \omega t$
$B_{стA}$	$B_m \sin \omega t + B_{срA}$	$2B_{pm0,5} \sin \omega t + B_s$	$2B_{pm0,5} (S_y/S_{ст}) \sin \omega t + B_s$
$B_{стX}$	$B_m \sin \omega t + B_{срX}$	$2B_{pm0,5} (S_y/S_{ст}) \sin \omega t - B_s$	$2B_{pm0,5} \sin \omega t - B_s$
$u_{yA} = u_{yX}$	$U_m \cos \omega t / 2$	$U_m \cos \omega t L_y / (L_c + L_y)$	
		$U_m \cos \omega t L_y / 2L_c$	

Если каждый из стержней насыщен в течение половины периода (такой режим обозначаем индексом 0,5 и называем режимом полупериодного насыщения), то динамическая индуктивность СО реактора постоянна весь период и равна $L_{0,5}$. При этом ток СО и индукция в канале рассеяния B_p изменяются по синусоиде. Ток ОУ согласно (9) и (10) равен модулю синусоиды тока СО, $i_y = |i_{CO}|$. Индукция в канале между стержнем и ОУ B_y один полупериод согласно (11) равна удвоенной индукции в канале рассеяния ($B_y = 2B_p$), а другой полупериод равна нулю ($B_y = 0$). Кривая индукции в стали стержня в течение одного полупериода, когда этот стержень насыщен, представляет собой полуволну синусоиды. Она равна удвоенной индукции в канале рассеяния и сдвинута от временной оси на индукцию насыщения стали B_s . В другой полупериод — индукция также полуволна синусоиды. Амплитуда синусоиды равна удвоенной индукции в канале рассеяния, умноженной на отношение площадей S_y (охвачена средним витком ОУ) и $S_{ст}$ (сечение стали). Эта полуволна сдвинута от оси абсцисс на ту же индукцию насыщения B_s .

Напряжение каждой из ОУ стержня u_{yA} и u_{yX} синусоидально и согласно (6) с учетом (2), (3) и (13) равно

$$u_{yA} = \frac{d\Phi_{y,i}}{dt} = \frac{d}{dt} (\Phi_{сА} - \Phi_{рА}) = u_{сА} - wS_p \frac{dB_p}{dt} = \frac{u_c}{2} - \mu_0 w S_p \frac{w}{h} \frac{di_c}{dt} = \frac{u_c}{2} - L_p \frac{u_c}{L_{0,5}} = u_c \frac{L_c + L_y - L_p}{2(L_c + L_y)} = u_c \frac{L_y}{L_c + L_y}. \quad (16)$$

Если оба стержня насыщены весь период, причем минимальный модуль индукции в стали равен индукции насыщения (такой режим обозначаем индексом 1,0 и называем режимом полнопериодного, предельного насыщения), то ди-

намическая индуктивность СО весь период равна $L_{1,0}$. При этом ток СО и индукция в канале рассеяния синусоидальны, ток ОУ постоянен и равен амплитуде тока СО. Кривые индукции в канале у стержня и индукции в стали стержня — синусоиды, «лежащие» одна — на временной оси, а другая смещена от этой оси на индукцию насыщения. Напряжение каждой из ОУ стержня аналогично (16) и равно

$$u_{yA} = \frac{u_c}{2} - L_p \frac{u_c}{L_{1,0}} = u_c \frac{L_c - L_p}{2L_c} = u_c \frac{L_y}{2L_c}. \quad (17)$$

Амплитуда тока СО $I_{m1,0} = U_m / (2\omega L_c)$ далее используется как база для расчета токов и их гармонического анализа в других режимах.

Выражения для токов, индукций во всех каналах и в обоих стержнях и напряжений частей ОУ в рассмотренных трех характерных режимах приведены в табл. 2. Кривые этих величин при $L_y/L_c = 0,4$, $B_m/B_s = 0,85$, $B_{pm1}/B_m = 0,125$ и $S_{ст}/S_y = 0,5$ показаны на рис. 4 сплошными линиями. Напряжения частей СО во всех режимах согласно (8) равны напряжениям частей ОУ в режиме XX:

$$u_{сА} = u_{сX} = 0,5 U_m \cos \omega t.$$

Как видно, и в режиме полупериодного насыщения, и в режиме полнопериодного насыщения реактор не генерирует высшие гармоники тока (при указанных допущениях — строго, в реальных реакторах — практически идеально). Это подтверждается данными исследований на моделях и испытаний описанного ниже мощного реактора. Поэтому в качестве номинального целесообразно выбирать один из этих режимов. При выборе режима полупериодного насыщения несколько хуже используется сталь, но значительно меньше потери в обмотке управления, чем при

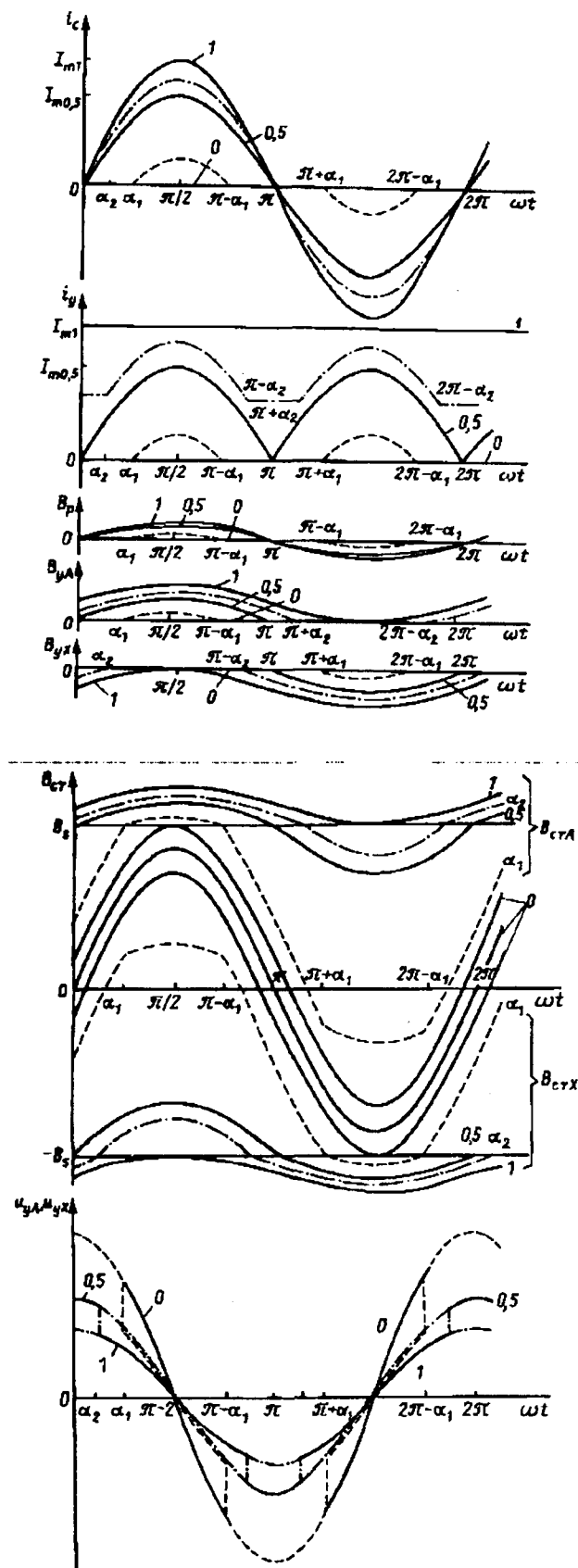


Рис. 4. Кривые токов, магнитных индукций и напряжения части ОУ при холостом ходе (0), полупериодном (0,5) и полнопериодном (1) насыщении (сплошные линии) и при насыщении стержня А в моменты α_1 (пунктирная линия) и $2\pi - \alpha_2$ (штрихпунктирная линия)

выборе режима полнопериодного насыщения. Это хорошо видно на рис. 6, где режим полупериодного насыщения отмечен крестиком. При наличии в энергосистеме на соседних подстанциях нескольких групп реакторов возможно управление, при котором все группы, кроме одной, работают в режиме ХХ или номинальном, т.е. не генерируют гармоник [10]. При таком управлении токи гармоник, поступающих в сеть, значительно меньше, чем при одинаковой нагрузке всех реакторов, но суммарные потери несколько больше.

Дальнейшее увеличение тока ОУ реактора выше I_{m1} (запредельное насыщение) не влияет на ток СО и на переменные составляющие индукций и напряжений. При росте тока ОУ увеличиваются потери в ОУ и вызывающие вибрацию и шум усилия, имеющие частоту сети (обычные усилия имеют удвоенную частоту сети).

Промежуточные установившиеся режимы. Режимы удобно характеризовать коэффициентом $K_\beta = \beta/\pi$, где, согласно [6], β — выраженная в радианах половина продолжительности насыщенного состояния стержня в пределах периода, т.е. K_β — относительная доля периода, в течение которой насыщен каждый стержень. Значение $K_\beta = 0$ соответствует ХХ, $K_\beta = 0,5$ — режиму полупериодного насыщения и $K_\beta = 1,0$ — режиму полнопериодного насыщения.

Если каждый стержень насыщен меньше половины периода ($K_\beta < 0,5$), то в течение доли периода $(1 - 2K_\beta)$ процесс происходит согласно кривым ХХ на рис. 4. Если α_1 — момент насыщения стержня А, причем $\alpha_1 = \pi(0,5 - K_\beta)$, то это участки ωt от 0 до α_1 , от $\pi - \alpha_1$ до $\pi + \alpha_1$, от $2\pi - \alpha_1$ до $2\pi + \alpha_1$ и т.д. На участках от α_1 до $\pi - \alpha_1$ и от $\pi + \alpha_1$ до $2\pi - \alpha_1$ (в течение доли периода $2K_\beta$) процесс происходит согласно кривым полупериодного насыщения на рис. 4, причем кривые токов и индукций сдвинуты по вертикали так, что в моменты α_1 , $\pi - \alpha_1$ и т.д. нет скачков (пунктирные линии на рис. 4). Углы α_1 и β связаны формулой $\beta = 0,5\pi - \alpha_1$. При полупериодном насыщении $\alpha_1 = 0$, при ХХ $\alpha_1 = \pi/2$.

Когда каждый стержень насыщен дольше половины периода ($K_\beta > 0,5$), то в течение доли периода $(2K_\beta - 1)$ процесс происходит согласно кривым предельного (полнопериодного) насыщения на рис. 4. Это участки от 0 до α_2 , от $\pi - \alpha_2$ до $\pi + \alpha_2$ и от $2\pi - \alpha_2$ до 2π , где α_2 — момент выхода стержня Х из насыщенного состояния и перехода от насыщения обоих стержней к насыщению одного стержня А, где $\alpha_2 = \pi(K_\beta - 0,5)$. Остальную часть периода (участки от α_2 до $\pi - \alpha_2$ и от $\pi + \alpha_2$ до $2\pi - \alpha_2$) процесс происходит согласно

кривым полупериодного насыщения на рис. 4, причем кривые токов и индукций сдвинуты по вертикали так, что в моменты α_2 , $\pi - \alpha_2$ и т.д. нет скачков (штрихпунктирные линии на рис. 4). Углы α_2 и β связаны формулой $\beta = 0,5\pi + \alpha_2$. При полупериодном насыщении $\alpha_2 = 0$, при полнопериодном $\alpha_2 = \pi/2$.

Полученные выше выражения для напряжений, токов и индукций в виде кусочно-синусоидальных кривых позволяют определить все параметры режимов в диапазоне от ХХ до предельного насыщения.

В частности, в [10] получены следующие выражения амплитуд гармонических составляющих токов обмоток:

$$I_{nm} = I_{m1,0}(1 + K_L)H_n^*(\beta) \quad \text{при } \beta \leq \pi/2, \\ \text{т.е. } K_\beta = \beta/\pi \leq 0,5; \quad (18)$$

$$I_{nm} = I_{m1,0}[H_n^*(\beta) + K_L H_n^*(\pi - \beta)] \quad \text{при} \\ \beta \geq \pi/2, \text{ т.е. } K_\beta \geq 0,5, \quad (19)$$

где $n=0, 1, 2, \dots$ — номер гармоник и тока, $n=0$ — постоянная составляющая, $n=1$ — основная гармоника; $I_{m1,0}$ — амплитуда тока СО при полнопериодном насыщении; K_L — коэффициент, характеризующий расположение обмоток и расстояние между ними; $K = (L_c - L_y)/(L_c + L_y)$; $H_n^*(\beta)$ и $H_n^*(\pi - \beta)$ — относительный ток гармоники n при совмещенных обмотках ($L_p = 0$ и $K_L = 0$) при аргументе φ , равном соответственно β и $(\pi - \beta)$; согласно [2] относительные токи (напряженности магнитного поля) определяются как:

$$H_0^* = (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi)/\pi; \quad (20)$$

$$H_1^* = (\varphi - 0,5 \sin 2\varphi)\pi; \quad (21)$$

$$H_{2,3,\dots,n,\dots}^* = \frac{1}{\pi n} \left[\frac{\sin(n-1)\varphi}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\varphi}{n+1} \right]. \quad (22)$$

Примеры зависимости гармоник тока от K_β и K_L приведены на рис. 5, зависимость I_1 от I_0 — на рис. 6.

Формулы (18)–(22) и графики рис. 5 относятся к суммарным (по МДС, по ампер-виткам) токам всех обмоток стержня (СО, ОУ и, если имеется, дополнительной обмотки). Нечетные гармоники тока протекают по СО, четные и нулевая — в ОУ. Если в трехфазном реакторе или трехфазной группе реакторов внутренняя ОУ соединена по схеме треугольника, то токи нечетных гармоник с номерами, кратными трем, будут вместо СО протекать в этой обмотке.

При внутренней ОУ и наружной СО имеем

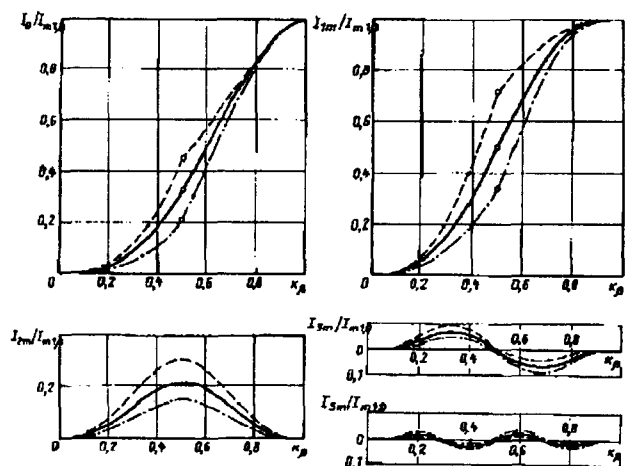


Рис. 5. Примеры зависимости постоянной составляющей тока I_0 и амплитуд 1-, 2-, 3- и 5-й гармоник тока от $K_\beta = \beta/\pi$ при совмещенных обмотках ($L_y = L_c$, $K_L = 0$ — сплошная линия), при СО снаружи ($L_y = 0,4L_c$, $K_L = 0,43$ — пунктир) и внутри ($L_y = 2L_c$, $K_L = -0,33$ — штрихпунктир)

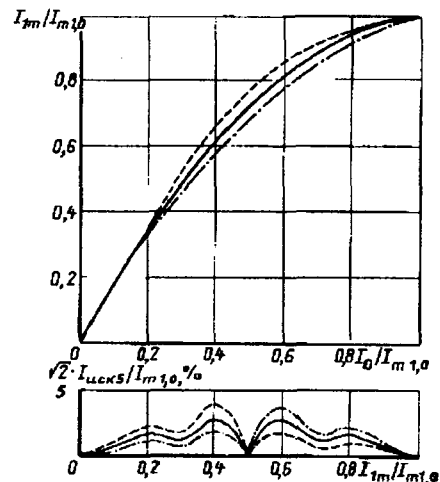


Рис. 6. Примеры зависимости I_{1m} и тока искажения $I_{иск5}$ (начиная с 5-й гармоники) от I_0 (обозначения — см. рис. 5)

$L_y < L_c$ и $0 < K_L < 1$, при обратном расположении обмоток $L_y > L_c$ и $-1 < K_L < 0$. При полупериодном насыщении ($K_\beta = 0,5$) в случае совмещенных обмоток ($L_y = L_c$, $K_L = 0$) ток СО составляет ровно половину тока при полнопериодном насыщении, в случае размещений СО снаружи — больше половины, внутри — меньше половины.

На рис. 5 в качестве аргумента выбран коэффициент K_β , характеризующий режим, на рис. 6 — средний ток ОУ (постоянная составляющая). Такие зависимости универсальны для всех УР рассматриваемого вида. Из рис. 6 видно, что ток, потребляемый реактором из сети, почти точно пропорционален постоянной составляющей тока от ХХ до режима полупериодного насыщения, а далее зависимость нелинейна.

Входное сопротивление и потери реактора. Входное сопротивление реактора по первой гар-

монике

$$z_1 = U_m / I_{1m} = (U_m / I_{m1,0}) / (I_{1m} / I_{m1,0}),$$

где $I_{1m} / I_{m1,0}$ — параметр по рис. 5 или 6. В частности, в режимах полупериодного и полного периодного насыщения

$$z_{1,0,5} = x_{0,5} = \omega \cdot 2(L_c + L_y) \text{ и}$$

$$z_{1,1,0} = x_{1,0} = \omega \cdot 2L_c.$$

Ток ХХ в табл. 2 указан равным нулю, что соответствует идеализированной характеристике стали (рис. 2). Реальные ток и потери ХХ реактора можно определить по методике расчета режима ХХ обычных мощных трансформаторов, так как в этом режиме потоки в стержнях реактора синусоидальны. В других режимах потери в стали имеют порядок величины потерь ХХ. В режиме полнопериодного насыщения потери в стали заведомо меньше потерь ХХ, так как переменная составляющая магнитной индукции в стержнях при этом в несколько раз меньше, чем при ХХ (рис. 4).

Потери реактора, обусловленные токами обмоток («нагрузочные»), могут быть подсчитаны по методам, применяемым в трансформаторостроении. В частности, основные потери в режимах полупериодного и полнопериодного насыщения равны соответственно

$$I_{m0,5}^2 (r_{CO} + r_{OY} w_{CO}^2 / w_{OY}^2) / 2 \text{ и}$$

$$I_{m1,0}^2 (r_{CO} + 2r_{OY} w_{CO}^2 / w_{OY}^2) / 2,$$

где r_{CO} и r_{OY} — сопротивления СО и ОУ фазы реактора постоянному току; w_{CO} и w_{OY} — числа витков СО и ОУ.

Добавочные потери в режиме полупериодного насыщения равны полусумме потерь из двух расчетов — при согласном направлении МДС СО и ОУ (полупериод при насыщенном стержне) и при встречном направлении (при ненасыщенном стержне). Добавочные потери в режиме полнопериодного насыщения обусловлены МДС только СО, так как в ОУ переменной составляющей тока нет. Потери в промежуточных режимах можно приближенно определять квадратичной интерполяцией потерь в характерных режимах.

Потери мощного реактора на два—три порядка меньше его номинальной мощности. Поэтому они практически не влияют на входное сопротивление реактора.

Переходные процессы. Используя изложенные выше соотношения, основанные на приведенных допущениях можно рассчитать переходные процессы в УР. Наиболее интересным и важным на практике является переходный процесс набора

и сброса мощности реактора. Будем считать, что к обмотке управления в режиме набора мощности (в режиме форсировки) скачком приложено постоянное напряжение. Если до этого реактор был в режиме минимальной мощности (нулевой режим, режим ХХ), то переходный процесс будет заключаться в появлении и возрастании тока в обмотках, последовательном переходе реактора в режим полупериодного насыщения (0,5) и полнопериодного насыщения (1,0). Время достижения режимов 0,5 и 1,0 может быть определено по формулам

$$t_{0,5} = \frac{T}{4,44} \frac{U_{wy}}{U_y w_c} \frac{B_s}{B_m} = \frac{T}{4,44} \frac{B_s}{B_m} \frac{Q_p}{KQ_{np}}; \quad (23)$$

$$t_{1,0} = t_{0,5} \left(1 + \frac{B_m}{B_s} \frac{S_y}{S_c} \right). \quad (24)$$

Времена $t_{0,5}$ и $t_{1,0}$ включают в себя бестоковую паузу

$$t_0 = t_{0,5} \frac{B_s - B_m}{B_s}, \quad (25)$$

где $T=1/f$ — период напряжения частоты f ($f=50$ Гц, $T=0,02$ с); U_y — постоянное напряжение на ОУ; U — действующее напряжение сети; $U=U_m/\sqrt{2}$; Q_p — мощность реактора; Q_{np} — мощность преобразователя системы управления; K — условный коэффициент, значение которого зависит от того, каким образом определено понятие мощности выпрямителя.

Первый вариант формулы (23) дает возможность делать расчеты быстрогодействия реактора, а второй — ориентировочно сопоставлять быстродействие реактора с относительной мощностью системы управления (например, если $KQ_{np}=0,03Q_p$, $t_{0,5} \approx 0,15$ с).

Формулы (23) и (24) удобны для оценки быстрогодействия УР, так как обычно режим 0,5 близок к номинальному, а режим 1,0% — к режиму предельной нагрузки. Они же могут быть использованы для оценки времени сброса (расфорсировки). Достаточно простые оценки могут быть получены и в случае, когда напряжение на ОУ непостоянно (т.е. с учетом падения напряжения в сети преобразователя).

Опытный реактор. Изложенный подход дает возможность при проектировании мощного УР, для которого номинальным является режим полупериодного насыщения, применить методы и программы расчета для обычных силовых трансформаторов и реакторов, работающих при синусоидальных токах и напряжениях. В частности, добавочные потери от вихревых токов в «магнитно прозрачных» частях — в проводах обмоток и в «мелких» элементах конструкции (приближенно и в «массивных» элементах конструкции) — равны полусумме потерь от магнитного поля синусо-

идальных токов обмоток, находящихся на насыщенном стержне (МДС встречные, трансформаторный режим) и от поля обмоток, находящихся на насыщенном стержне (МДС согласные, «реакторный» режим). Это существенно повышает надежность расчета и позволяет строить мощные реакторы без крупномасштабного физического моделирования. По технологии изготовления УР мало отличается от силовых трансформаторов общего назначения.

В 1991 г. ЗТЗ изготовил макет (фактически опытно-промышленный образец) однофазного шунтирующего УР типа РОДЦУ-60000/500У1 для работы в трехфазной группе 180 Мвар, 500 кВ. Его номинальные параметры: напряжение $525/\sqrt{3}$ кВ, мощность 60 Мвар, частота 50 Гц; диапазон регулирования при номинальном напряжении $1 \pm 140\%$ номинальной мощности (при ином напряжении максимальная мощность пропорциональна квадрату напряжения); скорость изменения мощности 180 Мвар/с на фазу; полная масса 153 т, масса меди 13 т, стали 70 т; потери в номинальном режиме 440 кВт, потери ХХ 60 кВт; схема соединения сетевых обмоток трех фаз Y_n , обмоток управления — Д.

Сетевая обмотка реактора имеет ввод в середину по схеме Н, т.е. содержит четыре параллельные ветви. Во избежание больших напряжений между соседними параллельными ветвями при случайном закрытии всех вентилях эти ветви перекрещиваются несколько раз. Для регулирования постоянной составляющей тока в ОУ служит тиристорный преобразователь, питающийся через вспомогательный трансформатор от этой же ОУ. При наборе мощности и при неизменной мощности реактора режим работы преобразователя похож на режим выпрямителя, а при форсированном сбросе мощности — на режим инвертора. Мощность преобразователя в продолжительном режиме равна лишь потерям в обмотке управления, т.е. составляет десятки доли процента номинальной мощности УР. Для форсировки, обеспечивающей быстродействие 0,3–0,5 с, мощность преобразователя составляет 2–3%. При выполнении ответвлений от 2–3% витков ОУ вспомогательный трансформатор не потребуется. Магнитопровод УР — бронестержневой с двумя стержнями и двумя боковыми ярами.

В отличие от обычных бронестержневых трансформаторов направление переменных магнитных потоков двух стержней выбрано согласным для уменьшения сечения боковых ярм и возможности замыкания постоянной составляющей магнитного потока по относительно коротким торцевым ярам. Для замыкания магнитного потока рассе-

яния служат магнитные шунты у торцов обмоток, выполненные в форме разрезных навитых колец. По расчетным данным номинальный режим практически совпадает с режимом полупериодного насыщения.

Потери, масса и размеры УР примерно такие же, как двухобмоточного трансформатора соответствующих мощности и напряжения, имеющего устройство РПН.

Испытания на заводе и на подстанции «Белый Раст» подтвердили работоспособность реактора и показали приемлемую точность изложенного метода анализа электромагнитных процессов и полученных выражений для расчета основных характеристик реактора. Были проведены стандартные испытания (ГОСТ 3484–88, ГОСТ 11677–85, ГОСТ 19469–74), измерения шума в опытах ХХ и КЗ, тепловые испытания в режиме, близком к номинальному, анализ гармонического состава тока СО и измерение времени набора и сброса мощности. Результаты измерений ниже сопоставлены с данными расчета по приведенным формулам и машинным методикам, более точно учитывающим, в частности, нелинейность кривой намагничивания стали [11, 12].

Ток режима полупериодного насыщения реактора, вычисленный по формулам (3) и (13) при номинальных размерах магнитопровода и обмоток, равен 203 А. При принятых в статье допущениях ток СО в этом режиме синусоидален. По более точному расчету на ЭВМ с учетом плавного перегиба кривой намагничивания стали [13] третья гармоника в токе однофазного реактора составляет 1,1% первой, пятая — 0,28%, седьмая — 0,22%, девятая — 0,11%, одиннадцатая — 0,07%. Расчетный ток искажения $I_{иск} = (I_3^2 + I_5^2 + \dots)^{0,5} = 1,2\%$. Результаты испытаний показали, что режим полупериодного насыщения имеет место при токе 213 А (что на 5% больше расчетного тока и на 7% — номинального). При этом токи указанных гармоник, определенные измерителем нелинейных искажений типа С6=7, равны соответственно 0,6%, 0,26%, 0,22%, 0,18%, 0,08%; ток искажения составляет 0,75%, что заметно меньше расчетного по [11–13].

Измеренное время перехода от ХХ до номинального режима составило 0,28 с, расчет по методу [11] дал 0,29 с, оценка по приближенной формуле (24) — 0,3 с. Полученные результаты представляются весьма обнадеживающими для внедрения управляемых шунтирующих реакторов рассматриваемого вида.

Предварительные расчеты показывают возможность создания управляемых шунтирующих реакторов классов напряжения 750 и 1150 кВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брянецев А.М. Магнитно-тиристорный регулятор реактивной мощности — Электротехника, 1984, № 10.
2. Брянецев А.М. Подмагничиваемые ферромагнитные устройства с предельным насыщением участков магнитной системы — Электричество, 1986, № 2.
3. Сторм Г. Магнитные усилители. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1957.
4. Розенблат М.А. Магнитные усилители/ 3-е изд. — М.: Сов.радио, 1960.
5. Electromagnetic Process in High-power Controlled Reactors/ M.A. Biki, E.N. Brodovoi, A.M. Bryantsev et e.a.— ISEF-91 — International Symposium on Electromagnetic fields in Electrical Engineering.— Sept. 18–20 1991, Southampton University, England.— Warszawa: Instytut Elektrotechniki, 1991.
6. Becker H., Brandes D., Gappa K. Three-Phase Shunt Reactors with Continuously Controlled Reactive Current.— CIGRE, Paper № 31–13.— Paris: 1972.
7. Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов.— М.: Энергия, 1981.
8. Савельев М.П., Панибратец А.Н. Расчеты электродинамической стойкости трансформаторов на ЭВМ «Минск-32».— Электротехника, 1978, № 4.
9. Блаватская Н.А., Лейтес Л.В. Расчет вебер-амперных характеристик реакторов с помощью схем магнитных цепей. — Электротехника, 1985, № 5.
10. Брянецев А.М. Магнитно-вентильные управляемые реакторы с предельным насыщением магнитной цепи (основы теории, принципы реализации, исследования, примеры исполнения) Дис... доктора техн. наук. Алма-Ата, 1992.
11. Метод расчета на ЭВМ электромагнитных переходных процессов в ферромагнитных устройствах с произвольной структурой магнитной и электрической цепи/ Г.А.Евдокунин, Е.В.Коршунов, Э.А.Сеппинг, Я.Я.Ярвик — Электротехника, 1991, № 2.
12. Коршунов Е.В., Краснопивцев В.А. Статические и динамические характеристики управляемого реактора 500 кВ. — Электротехника, 1991, № 2.
13. Брянецев А.М., Бродовой Е.Н. Аппроксимация основной кривой намагничивания сильнонасыщенных ферромагнитных устройств. — Изв. вузов. Энергетика, 1985, № 4.

[26.11.92]

Авторы: Бики Меньгерт Акишович окончил энергетический факультет Львовского политехнического института в 1956 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование электромагнитных процессов и технико-экономических показателей сглаживающих реакторов предельных параметров» в 1981 г. во Всесоюзном (ныне Всероссийском) электротехническом институте (ВЭИ). Главный конструктор по трансформаторам Запорожского трансфор-

маторного завода (ЗТЗ).

Бродовой Евгений Николаевич окончил факультет электрификации сельского хозяйства Казахского сельскохозяйственного института в 1973 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Однофазный управляемый реактор с коррекцией формы и активной составляющей рабочего тока» в 1984 г. в Московском энергетическом институте (МЭИ). Доцент кафедры ТОЭ и заведующий лабораторией магнитно-вентильных реакторов Алма-Атинского энергетического института (АЭИ).

Брянецев Александр Михайлович окончил энергетический факультет Казахского политехнического института в 1973 г. Защитил докторскую диссертацию на тему «Управляемые реакторы магнитно-вентильного типа с предельным насыщением участков магнитной цепи» в 1992 г. в МЭИ. Заведующий кафедрой ТОЭ и проректор по научной работе АЭИ.

Лейтес Леонид Вениаминович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1955 г. Защитил докторскую диссертацию на тему «Развитие теории и методов электромагнитных расчетов силовых трансформаторов и реакторов с учетом несинусоидальности токов и напряжений и нелинейности характеристик стали» в 1988 г. в МЭИ. Главный научный сотрудник ВЭИ.

Лурье Александр Иосифович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1958 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и применение математического моделирования магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге» в 1965 г. в ВЭИ. Ведущий научный сотрудник ВЭИ.

Чижевский Юрий Леонидович окончил электротехнический факультет Запорожского машиностроительного института в 1967 г. Начальник бюро реакторов ЗТЗ.

Электropередачи переменного тока на основе компактных линий повышенной пропускной способности и управляемых шунтирующих реакторов

АЛЕКСАНДРОВ Г.Н.

Сравнение двух способов повышения пропускной способности электропередач — с помощью продольной емкостной компенсации и путем увеличения числа проводов в фазе — позволяет сделать вывод о значительном преимуществе второго способа как по достигаемому техническому эффекту, так и по затратам. Применение управляемых реакторов для компенсации реактивной мощности длинных линий определяет необходимость создания системы управления реакторами. Анализ изменения распределения напряжения вдоль линии при изменении передаваемой мощности и длины потока электроэнергии показал, что производная напряжения по передаваемой мощности в различных точках линии различается не только по величине, но и по закону. Напротив, производная избыточной реактивной мощности линии по передаваемой мощности всегда отрицательна. Поэтому система управления реактором по измеряемой величине избыточной реактивной мощности линии в месте установки реактора значительно проще.

В связи с обсуждением задач более рационального использования энергоресурсов в мировом масштабе в последнее десятилетие повысился интерес к проблеме дальних электропередач [1, 2]. При этом, как правило, рассматриваются различные искусственные способы повышения пропускной способности линий электропередачи, прежде всего путем применения распределенной продольной емкостной компенсации индуктивного сопротивления линий. Однако эффективность этого мероприятия чрезвычайно низка по следующим причинам:

1. Емкостное сопротивление батареи продольной компенсации ограничено условием ограничения перепада напряжения на ней при номинальном токе (не более 5% для линий СВН).

2. Установка продольной емкостной компенсации приводит к снижению индуктивного сопротивления линии, но не влияет на ее емкостную проводимость. Поэтому эквивалентное волновое сопротивление линии с распределенной продольной емкостной компенсацией изменяется в значительно меньшей степени, чем индуктивное:

$$z_3 = \sqrt{\frac{L_3}{C}} = \sqrt{\frac{L(1-\alpha)}{C}} = z \sqrt{1-\alpha}, \quad (1)$$

где α — степень продольной компенсации индуктивного сопротивления линии;

$$\alpha = \frac{X_{Cnp}}{X_L} = \frac{n_{np}/\omega C_{np}}{\omega L l} = \frac{n_{np}}{\omega^2 L C_{np} l}; \quad (2)$$

The comparison of two ways of raising electrical energy transfer capability for overhead lines — by means of longitudinal capacitive compensation and by the increasing of the subconductors number in a phase — allows to conclude that second variant is significantly preferable as far as the technical effect, as well as the expenditures is concerned. The utilization of controlled shunt reactors for reactive capacity compensation for long lines provides the necessity to create the special controlled system. Analysis of a variation of voltage distribution along the line by variation of the transmitted power and the length of energy flow showed that the derivative of voltage upon the transmitted power at different points of a line is different not only in its value, but also in its sign. On the contrary the derivative of surplus reactive capacity of a line upon the transmitted power is always negative. For this reason the controlling system for shunt reactors on the basis of measured surplus reactive capacity of a line at the point of reactor installation is significantly easier.

n_{np} — число установок продольной компенсации; C_{np} — емкость одной батареи продольной компенсации.

Поэтому натуральная мощность линии

$$P_{н.э} = \frac{U_{ном}^2}{z_3} = \frac{U_{ном}^2}{z \sqrt{1-\alpha}} \quad (3)$$

увеличивается незначительно:

α	0,2	0,4	0,6	0,8
$P_{н.э}/P_n$	1,12	1,29	1,58	2,24

3. Установки продольной емкостной компенсации осложняют решение проблемы ограничения перенапряжений на линии.

4. Установки продольной емкостной компенсации связаны с необходимостью увеличения мощности шунтирующих реакторов для обеспечения режима малых нагрузок.

Более эффективным способом увеличения пропускной способности является увеличение числа проводов в фазе воздушной линии при обеспечении эффективного использования их поверхности [3—5]. При этом погонная индуктивность линии уменьшается обратно пропорционально числу проводов в фазе [4]:

$$L = \frac{\mu_0 U_\phi}{2\pi n r_0 E_{доп} k_{исп}}, \quad (4)$$

а погонная емкость линии увеличивается пропорционально числу проводов в фазе:

$$C = \frac{2\pi \epsilon_0 n r_0 E_{доп} k_{исп}}{U_\phi}, \quad (5)$$

где $U_{\text{ф}}$ — номинальное напряжение линии между фазой и землей; $E_{\text{доп}}$ — допустимая напряженность поля на поверхности проводов по условию ограничения коронного разряда; $k_{\text{исп}}$ — коэффициент использования поверхности проводов [4].

В результате волновое сопротивление линии

$$z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{U_{\text{ф}}}{2\pi n r_0 E_{\text{доп}} k_{\text{исп}}} = \frac{\mu_0 U_{\text{ф}}}{2\pi n r_0 E_{\text{доп}} k_{\text{исп}}} = \frac{U_{\text{ф}}}{2\pi \varepsilon_0 n r_0 E_{\text{доп}} k_{\text{исп}}} \quad (6)$$

уменьшается в той же степени, как и ее индуктивное сопротивление (v — скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии).

Поэтому натуральная мощность линии

$$P_{\text{н}} = \frac{3U_{\text{ф}}^2}{z} = 6\pi \varepsilon_0 n r_0 E_{\text{доп}} k_{\text{исп}} U_{\text{ф}} \approx \frac{1}{20} n r_0 E_{\text{доп}} k_{\text{исп}} U_{\text{ф}} \quad (7)$$

увеличивается пропорционально числу проводов в фазе.

Число проводов в фазе может быть увеличено в несколько раз по сравнению с применяемым в настоящее время. Соответственно натуральная мощность линий может быть увеличена в несколько раз, тогда как при продольной компенсации увеличение эквивалентной натуральной мощности линии незначительно.

Несоизмеримы и затраты на одинаковое увеличение пропускной способности за счет увеличения числа проводов в фазе и установки продольной емкостной компенсации. Дело в том, что при одинаковой пропускной способности линии в обоих вариантах необходимо одинаковое суммарное сечение проводов фаз. Поэтому расход алюминия в обоих вариантах повышения пропускной способности одинаков. А следовательно практически не различается и стоимость проводов этих вариантов. Однако увеличение числа проводов в фазе при этом же активном сечении приводит к увеличению поверхности проводов в \sqrt{n} раз. Соответственно в \sqrt{n} раз увеличиваются ветровые нагрузки на опоры, передаваемые им проводами.

Обычно эти нагрузки составляют около 50% суммарной ветровой нагрузки на опоры (непосредственно на опоры и передаваемые проводами). Следовательно увеличение поверхности проводов в $\sqrt{n_2/n_1}$ раз приводит к увеличению нагрузок на опоры в отношении $0,5(1+\sqrt{n_2/n_1})$, где n_2 и n_1 — число проводов в фазе обычной линии и увеличенной пропускной способности. Например, при $n_2/n_1=4$ поверхность провода увеличивается в 2, а ветровые нагрузки на опоры в 1,5 раза. Соответственно при увеличении на-

туральной мощности в 2 раза масса и стоимость опор и фундаментов увеличиваются в 1,5 раза. Поскольку стоимость опор составляет примерно 30% стоимости линии, увеличение стоимости линии повышенной натуральной мощности составляет примерно 15%.

Однако увеличение поверхности провода позволяет значительно сократить междуфазовые расстояния, что приводит к уменьшению размеров опор и в итоге — к уменьшению их массы и стоимости. В результате при увеличении поверхности проводов стоимость линии изменяется незначительно. Но увеличение натуральной мощности линии, естественно, определяет необходимость увеличения мощности шунтирующих реакторов:

$$\Delta Q_{\text{р}} = (P_{\text{н2}} - P_{\text{н1}}) \lambda, \quad (8)$$

где $P_{\text{н1}}$ и $P_{\text{н2}}$ — натуральные мощности обычной линии и линии с увеличенной поверхностью проводов.

Тем не менее, расчеты показывают, что увеличение пропускной способности линий путем увеличения поверхности проводов экономически значительно выгоднее, чем путем установки продольной емкостной компенсации [7].

Для ограничения изменений напряжения на линии при изменении режима передачи электроэнергии расстояние между соседними реакторами не должно превышать 600 км при промышленной частоте $f=50$ Гц и 500 км при $f=60$ Гц.

Для обеспечения устойчивости режима передачи электроэнергии во всем возможном диапазоне передаваемой мощности $P \leq P_{\text{н}}$ шунтирующие реакторы должны быть регулируемы. Такие реакторы в настоящее время осваиваются электротехнической промышленностью [8]. Однако необходимо разработать принципы регулирования реакторов в промежуточных точках их подключения. Обычно принято осуществлять регулирование компенсирующих устройств по отклонению напряжения от заданной величины. Такие регуляторы успешно работают в системах, содержащих относительно короткие линии электропередачи. В этом случае снижение передаваемой по линии мощности всегда приводит к повышению напряжения на линии, что свидетельствует о наличии избытка реактивной мощности. При $P < P_{\text{н}}$ это означает, что необходимо увеличить потребление реактивной мощности в системе, т.е. увеличить мощность шунтирующих реакторов. Напротив, увеличение передаваемой мощности приводит к понижению напряжения на линии, что требует обратных действий.

Рассматривая дальнейшие электропередачи, мы

сталкиваемся с совершенно иным характером процесса. Например, для линии с электрической длиной $\lambda = \pi$ (половина длины электромагнитной волны) напряжение во всех точках линии увеличивается при увеличении передаваемой мощности. Тем не менее, как и при относительно коротких длинах линий при увеличении передаваемой мощности необходимо уменьшать мощность шунтирующих реакторов. Это означает, что производная напряжения на линии по передаваемой мощности имеет разные знаки в зависимости от режима передачи (длины потока электроэнергии), а производная реактивной мощности по передаваемой мощности имеет всегда один знак — отрицательный.

Рассмотрим линию электропередачи с волновой длиной λ и с передаваемой мощностью P , изменяющейся в пределах $0 \leq P \leq P_H$. Без учета активного сопротивления линии распределение напряжения вдоль нее может быть вычислено по формуле [5]

$$\frac{U_x}{U_2} = \sqrt{\left[\cos \lambda_x + \frac{Q_2}{P_H} \sin \lambda_x\right]^2 + \left(\frac{P}{P_H}\right)^2 \sin^2 \lambda_x}, \quad (9)$$

где U_2 — напряжение в конце линии; Q_2 — потребляемая реактивная мощность в конце линии; λ_x — текущая волновая координата линии.

Для того чтобы при любой передаваемой по линии мощности обеспечить равенство напряжений в начале и в конце линии, потребляемая в конце линии реактивная мощность должна быть равна [5]

$$\frac{Q_2}{P_H} = \frac{1}{\sin \lambda} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_H}\right)^2 \sin^2 \lambda} - \cos \lambda \right]. \quad (10)$$

Подставляя это выражение для Q_2 в формулу (9), получаем распределение напряжения вдоль линии при фиксированных и одинаковых значениях напряжения на ее концах, обеспечиваемых примыкающими энергосистемами:

$$\begin{aligned} U_x^* &= \frac{U_x}{U_2} = \\ &= \sqrt{\left[\cos \lambda_x + \frac{\sin \lambda_x}{\sin \lambda} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_H}\right)^2 \sin^2 \lambda} - \cos \lambda \right]\right]^2 +} \\ &\quad \rightarrow + \left(\frac{P}{P_H}\right)^2 \sin^2 \lambda_x. \end{aligned} \quad (11)$$

При указанных условиях проанализируем характер изменения напряжения вдоль линии при изменении передаваемой мощности. Производная от относительной величины напряжения по относительной величине передаваемой мощности равна

$$\frac{d(U_x/U_2)}{d(P/P_H)} = \frac{dU_x^*}{dP^*} = \frac{P}{P_H} \frac{\sin \lambda_x \cdot \sin(\lambda_x - \lambda)}{U_x^* \sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_H}\right)^2 \sin^2 \lambda}}. \quad (12)$$

Результаты вычислений по формуле (12) приведены на рис. 1 и 2. Как видно, производная напряжения по передаваемой мощности для линий с волновой длиной $\lambda \leq \pi/2$ всегда имеет отрицательный знак, но значительно изменяется при изменении передаваемой мощности и длины линии. Важно отметить, что при изменении волновой длины линии λ от $\pi/4$ до $\pi/2$ смещается вдоль линии максимум производной dU_x^*/dP^* . При $\lambda = \pi/4$ он соответствует $\lambda_x = \pi/8$, а при $\lambda = \pi/2$ максимум dU_x^*/dP^* достигается при $\lambda_x = \pi/4$ (см. рис. 1). При этом максимум производной dU_x^*/dP^* во втором случае увеличивается примерно вдвое при тех же значениях передаваемой мощности.

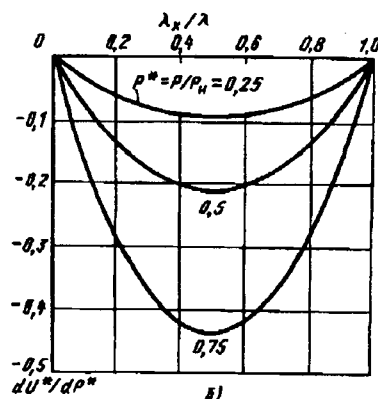
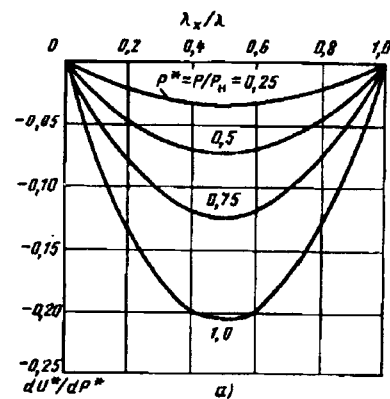


Рис. 1. Распределение вдоль линии производной напряжения по передаваемой мощности при различных относительных ее значениях P^* и волновой длине линии $\lambda = \pi/4$ (а) и $\lambda = \pi/2$ (б)

Если изменение передаваемой мощности можно учесть путем измерения передаваемой мощности в точке подключения управляемого реактора, то для учета изменения длины потока мощности (которая может изменяться при отключении и подключении тех или иных участков

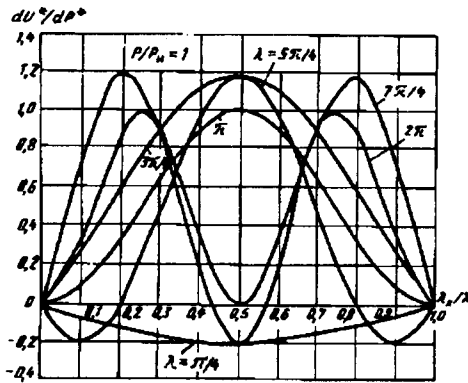


Рис. 2. Распределение вдоль линии производной напряжения по передаваемой мощности при различных волновых длинах электропередачи λ [вычисления выполнены по формуле (13)]

линии, при изменении нагрузок и регулировании станций) необходимы сведения о работе системы в целом. Это означает, что при установке управляемого реактора в промежуточной точке линии необходима перенастройка его регулятора в зависимости от режима работы энергосистемы, т.е. необходимо снабдить реактор адаптивной системой регулирования, обрабатывающей информацию по всей системе.

Еще более неблагоприятна ситуация для сверхдальних электропередач (рис. 2). В этом случае производная напряжения по передаваемой мощности изменяется не только по абсолютной величине, но и по знаку в зависимости от удаленности отправной системы от приемной.

При передаче по линии мощности, близкой к натуральной, мощность управляемых реакторов близка к нулю. При этом реакция линии на изменение передаваемой мощности практически такая же, как при отсутствии реакторов. Поэтому тенденцию изменения напряжения вдоль длинных линий можно проследить с помощью формул (11) и (12).

Результаты расчетов по формуле (12) при $P \approx P_n$ приведены на рис. 2. Если при $\lambda \leq \pi/2$ производная dU_x^2/dP^* всюду отрицательна, то при $\pi/2 \leq \lambda \leq \pi$ она всюду положительна. При $\lambda > \pi$ производная dU_x^2/dP^* имеет разные знаки вдоль линии. Резко изменяются и абсолютные величины производной вдоль линии при изменении дальности электропередачи. При этом производная dU_x^2/dP^* равна нулю при $\sin \lambda_x = 0$ ($\lambda_x = 0; \pi; 2\pi \dots$) и при $\sin(\lambda_x - \lambda) = 0$ ($\lambda - \lambda_x = 0; \pi; 2\pi \dots$).

Положение максимумов и минимумов производной можно определить из условия

$$\frac{d}{d\lambda_x} \left(\frac{dU_x^2}{dP^*} \right) = -\frac{P}{P_n} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_n} \right)^2 \sin^2 \lambda}} \times$$

$$\times \left\{ \frac{\sin(\lambda - 2\lambda_x)}{U_x^*} - \frac{\sin \lambda_x \cdot \sin(\lambda - \lambda_x)}{U_x^{*2} \sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_n} \right)^2 \sin^2 \lambda}} \left(\frac{dU_x^*}{d\lambda_x} \right) \right\} = 0.$$

Согласно формуле (11) производная

$$\frac{dU_x^*}{d\lambda_x} = \frac{2}{U_x^*} \frac{\sin(\lambda - 2\lambda_x)}{\sin^2 \lambda} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_n} \right)^2 \sin^2 \lambda} - \cos \lambda \right]. \quad (13)$$

Поэтому окончательно получаем

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\lambda_x} \left(\frac{dU_x^*}{dP^*} \right) &= -\frac{P}{P_n} \frac{\sin(\lambda - 2\lambda_x)}{U_x^* \sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_n} \right)^2 \sin^2 \lambda}} \times \\ &\times \left\{ 1 + \frac{2}{U_x^2} \left[\sin \lambda_x \sin(\lambda - \lambda_x) \left[\sqrt{1 - \left(\frac{P}{P_n} \right)^2 \sin^2 \lambda} - \cos \lambda \right] \right] \right\} = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

Из формулы (14) следует, что положение экстремумов определяется соотношением

$$\sin(\lambda - 2\lambda_x) = 0$$

или

$$\lambda - 2\lambda_x = 0; \pi; 2\pi; \dots,$$

откуда

$$\lambda_{x \text{ экстр}} = \frac{\lambda}{2}; \lambda_{x \text{ экстр}} = \frac{\lambda - \pi}{2}; \lambda_{x \text{ экстр}} = \frac{\lambda - 2\pi}{2}; \dots$$

Приведенные данные свидетельствуют о чрезвычайной сложности регулирования управляемых шунтирующих реакторов (УШР) в промежуточных точках линии по отклонению напряжения, особенно в тех местах, где напряжение вообще не изменяется (производная от напряжения равна нулю).

Значительно более эффективным является регулирование УШР по изменению передаваемой мощности. Действительно, при наличии распределенных вдоль линии УШР, когда напряжение на участках линии между пунктами установки реакторов изменяется незначительно, избыточная реактивная мощность i -го участка линии Q_i , которая должна быть компенсирована УШР, равна

$$Q_i = P_{ni} \lambda_i \left[1 - \left(\frac{P_i}{P_{ni}} \right)^2 \right], \quad (15)$$

где P_{ni} — натуральная мощность i -го участка линии; λ_i — его волновая длина; P_i — передаваемая по нему мощность.

Полагая, что установлены два одинаковых реактора по обоим концам участка, находим мощность одного УШР:

$$Q_p = \frac{1}{2} P_{ni} \lambda_i \left[1 - \left(\frac{P_i}{P_{ni}} \right)^2 \right]. \quad (16)$$

Производная мощности реактора по переда-

ваемой мощности

$$\frac{dQ_2^*}{dP^*} = \frac{d(Q_2/P_{hi})}{d(P_i/P_{hi})} = -\lambda_i \left(\frac{P_i}{P_{hi}} \right). \quad (17)$$

Как следует из формулы (17), знак производной не зависит от суммарной длины электропередачи и всегда отрицателен. При этом абсолютное значение производной пропорционально передаваемой мощности. Создать такой регулятор достаточно просто. Причем такой регулятор может работать независимо от режима работы системы в целом, а лишь на основе измерения передаваемой мощности в месте установки УШР.

Комбинация УШР с такого типа регулятором полностью решает проблему обеспечения устойчивости работы дальних электропередач. Разумеется, при этом необходимо регулирование возбуждения генераторов по концам линии для поддержания напряжения на заданном уровне. Эти регуляторы должны иметь настройку по отклонению напряжения.

Более точное выражение для производной dQ_2^*/dP_i^* может быть получен по формуле (10), где вместо волновой длины линии λ подставлена волновая длина участка линии $\lambda_i \leq 0,2\pi$. В этом случае учитывается изменение напряжения вдоль компенсируемого участка линии. Из формулы (10) получаем

$$\frac{d(Q_2/P_{hi})}{d(P_i/P_{hi})} = - \left(\frac{P_i}{P_{hi}} \right) \frac{\sin \lambda_i}{\sqrt{1 - \left(\frac{P_i}{P_{hi}} \right)^2 \sin^2 \lambda_i}}. \quad (18)$$

Как видно, в этом случае вместо множителя λ_i при отношении P_i/P_{hi} имеем член

$$\frac{\sin \lambda_i}{\sqrt{1 - \left(\frac{P_i}{P_{hi}} \right)^2 \sin^2 \lambda_i}}.$$

При ограничении $\lambda_i \leq 0,2\pi$ максимальное различие этих множителей во всем возможном диапазоне изменения $P_i/P_{hi} \leq 1$ достигает 15%. Поэтому для регулирования УШР целесообразно использовать более точные формулы (16) и (18).

Нетрудно показать, что при таком регулировании УШР (и при обеспечении постоянства напряжения в начале линии путем регулирования возбуждения генераторов) напряжение в месте подключения УШР поддерживается неизменным, что исключает необходимость дополнительного регулирования по отклонению напряжения. Действительно, формула (10) получена из условия равенства напряжений по концам участка линии. Поэтому при регулировании мощности УШР в

зависимости от передаваемой мощности согласно формуле (10) в начале и в конце участков линии автоматически обеспечивается стабильность напряжения в месте подсоединения реакторов. Естественно, аналогичное регулирование УШР необходимо обеспечить вдоль всей линии на всех ее последовательных участках.

Выводы. 1. Повышение пропускной способности воздушных линий конструктивными мерами путем увеличения числа проводов в фазе и их рационального расположения в пространстве, обеспечивающего значительное уменьшение индуктивного сопротивления линии, более эффективно, чем путем продольной емкостной его компенсации.

2. Производная напряжения по передаваемой мощности значительно изменяется вдоль длинных линий, причем не только по величине, но и по знаку. Это затрудняет создание системы регулирования УШР по отклонению напряжения. Более целесообразно осуществлять регулирование УШР в промежуточных пунктах по изменению передаваемой мощности в соответствии с формулами (10), (18).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Compact versus conventional EHV lines: technical and economical comparisons/ M. Barbarito, A. Clerici, R. Giglioli, et al. CIGRE, 1984, Rep. 22-13.
2. Reactive power balance optimization to improve the energy transfer through a.c. transmission system over very long distance/ R. Giglioli, L. Paris, C. Zini, et al. CIGRE, 1988, Rep. 38-16.
3. Александров Г.Н. Воздушные линии повышенной пропускной способности. — Электричество, 1981, № 7.
4. Александров Г.Н. Установки сверхвысокого напряжения и охрана окружающей среды. — Л.: Энергоатомиздат, 1989.
5. Александров Г.Н. Передача электрической энергии переменным током. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.
6. Александров Г.Н. Оптимизация конструкции воздушных линий электропередачи повышенной натуральной мощности. — Электричество, 1993, № 1.
7. Александров Г.Н., Евдокунин Г.А. Методика оценки эффективности применения воздушных линий повышенной натуральной мощности в электроэнергетических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 3.
8. Управляемые шунтирующие реакторы. — Электротехника, 1991, № 2.

[05.11.92]

Автор: Александров Георгий Николаевич окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1953 г. В 1968 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Коронный разряд на линиях электропередачи» во Всесоюзном электротехническом институте. В 1991 г. был избран членом-корреспондентом Российской академии наук. Заведующий кафедрой электрических аппаратов Санкт-Петербургского государственного технического университета.

Расчет технико-экономических характеристик электропередач в условиях рыночной экономики¹

ХУДЯКОВ В.В., ИВАКИН В.Н., СЫСОЕВА Н.Г.

Существующая методика технико-экономического обоснования электропередач основана на принятом нормативном сроке окупаемости 8,33 года. Она справедлива для условий государственной собственности и непригодна в условиях рыночной экономики. Излагается новая методика технико-экономических расчетов, учитывающая зарубежный опыт. В основу этой методики положены принципы выбора варианта электропередачи по суммарным затратам энергокомпании за срок строительства электропередачи (капитальные затраты) и за весь срок службы электропередачи (эксплуатационные расходы и капитализированная стоимость потерь с учетом интереса кредитора и инфляции).

Поскольку при таком подходе эксплуатационные расходы за срок службы электропередачи соизмеримы с капитальными затратами, возникает необходимость пересмотра существующих нормативных документов на экономические интервалы токовых нагрузок в линиях электропередачи в сторону их снижения.

В настоящее время действует методика расчета технико-экономических характеристик электропередачи, основанная на принятом сроке окупаемости $T_{ок}=8,33$ года. Расчетные затраты варианта электропередачи определяются по формуле

$$Z = k_э K + И, \quad (1)$$

где K — капитальные затраты; $И$ — годовые эксплуатационные расходы; $k_э=1/T_{ок}=0,12$ — нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений.

Исходя из формулы (1), составлены рекомендуемые в справочниках экономические интервалы для выбора наиболее выгодной плотности тока в линиях электропередач и даются рекомендации для выбора оптимальных напряжений для заданной мощности и длины линии передачи [1]. Такой подход к проектированию электропередач справедлив для условий государственного планирования развития энергетики и непригоден в условиях рыночной экономики.

В самом деле, если энергокомпания является частным предприятием или акционерным обществом, она должна выбрать оптимальный вариант электропередачи с учетом срока строительства электропередачи, начальных капитальных затрат на ее сооружение, темпов инфляции и роста стоимости затрат за время сооружения, учетной ставки банка за выданную ссуду на сооружение электропередачи, тарифа на электроэнергию и его изменения, эксплуатационных расходов за весь

A method of technical and economic substantiation of power transmissions accepted now in Russia is based on the fixed term of 8.33 years when the difference of investments between two projects is compensated by the difference of their annual charges. This method is valid at state property and can't be used at market conditions. A new method of technical and economic evaluation of power transmissions is described which takes into consideration foreign experience. An alternative power transmission project should be chosen by this new method taking into account total expenses of power company during erection time (investments) and during life of the system (the annual charges plus capitalized losses) considering creditor's interest and depreciation as well. Total charges of the company during life time of the system are close to the investments in this method. That's why existing documents for economic current loads for overhead transmission lines should be overlooked to decrease the loads.

срок службы.

Возникает цепь рыночных взаимоотношений собственника — энергокомпании с кредитором — банком или другой организацией, дающей ссуду, и покупателем — потребителем электроэнергии или фирмой — энергосбытом.

Поскольку энергокомпания, построившая электропередачу, будет ее эксплуатировать в течение всего срока службы, ее затраты на сооружение и эксплуатацию электропередачи определяются не формулой (1), а из соотношения

$$Z = K + И, \quad (2)$$

где K — капитальные затраты на сооружение электропередачи с учетом инфляции за время сооружения и учетной ставки банка; $И$ — издержки за весь срок службы электропередачи с учетом изменения стоимости электроэнергии за это время и с учетом инфляции.

Энергокомпания для сооружения объекта может взять либо краткосрочную ссуду в банке на срок не более одного года, либо долгосрочную — по долговому обязательству. Если деньги нужны для сооружения объекта в течение нескольких лет, ссуду можно взять в долг у государства, у другой компании или у будущих потребителей. Эта операция называется «лизинг». Кредитор может дать деньги под определенный процент, называемый «учетная ставка» или «интерес», причем он должен быть уверен в успехе проекта и в том, что он сможет вернуть свои деньги с прибылью с учетом инфляции. Интерес кредитора может состоять и в том, что он может в будущем

¹В порядке обсуждения. Ред.

купить объект у энергокомпании, если этот объект будет приносить приемлемую прибыль.

Решение о вложении денег в строительство объекта энергокомпания принимает после сопоставления годовых эксплуатационных расходов со стоимостью капиталовложений и дохода от этого объекта. Поскольку доходы энергокомпании контролируются, удобно сравнивать капиталовложения с требуемым доходом. Требуемый доход при отсутствии прибыли равен сумме ежегодных расходов на обслуживание, ремонт, потери энергии и годовых фиксированных расходов на вложенный капитал. Фиксированные расходы должны включать выплату дивидендов акционерам или выплату процентной ставки за кредит, расходы, покрывающие инфляцию, налоги на доходы, налоги на собственность и страховые взносы; Типовые значения фиксированного расхода в частных компаниях США в 1980 г. для срока службы объекта 25–30 лет составляли 0,17–0,20. В энергокомпаниях, финансируемых государством, фиксированный расход, за вычетом налогов с учетом только финансирования расходов на покрытие долга, составляет 0,10–0,12 [2].

В условиях рыночной экономики существует понятие «стоимость денег». Сами по себе деньги ничего не стоят. Понятие «стоимость денег» имеет смысл покупательной способности денег. Деньги стоят столько, сколько товаров и услуг на них можно купить. Число товаров и услуг, которые можно приобрести на деньги в конкретное время, пропорционально реальной стоимости денег в это время. Сравнение вариантов или проектов электропередач требует объединения затрат, которые были произведены за различные периоды времени. Деньги, требуемые в одно время, могут быть потрачены в другое время. Затраты за разные отрезки времени объединяют, используя концепцию времени стоимости денег, т.е. приведения затрат к одному моменту времени.

Стоимость, или реальная покупательная способность денег зависит от времени их расходования, поэтому различают понятия: номинальная стоимость денег, или фактические деньги, полученные и потраченные в одно время; реальная стоимость денег, или деньги, имеющие покупательную способность в определенное время.

Изменение стоимости денег называется обесцениванием или инфляцией. Из-за инфляции $i\%$ в год деньги обеспечиваются на $i\%$ за этот год. Пусть $i=10\%$ в год. При этом 100 руб. в кармане в 1984 г. эквивалентны 110 руб. в 1985 г., 121 руб. в 1986 г. и т.д. В табл. 1 дано соотношение между номинальной и реальной стоимостью денег при инфляции 10%.

Таблица 1

Год	Неизменная номинальная стоимость (фактические рубли)	Реальная стоимость (покупательная способность по отношению к 1984 г.) с учетом инфляции	Номинальная стоимость (фактические рубли) с учетом инфляции	Неизменная реальная стоимость (покупательная способность по отношению к 1984 г.)
1984	100	100,0	100,0	100
1985	100	90,91	110,0	100
1986	100	82,64	121,0	100
1987	100	75,13	133,1	100
1988	100	68,30	146,41	100
Всего	500	416,98	610,51	500

Третий столбец табл. 1 показывает обесценивание денег из-за инфляции. Четвертый столбец показывает, как должен увеличиваться доход, чтобы поддерживать реальную стоимость денег неизменной (пятый столбец). Данные четвертого столбца получаются по формуле приведения стоимости денег к сегодняшнему дню с учетом инфляции (по данным второго столбца):

$$K_n = K_0 k_{n1}, \quad (3)$$

где K_0 — сегодняшняя стоимость денег; K_n — будущая стоимость денег через n лет; k_{n1} — коэффициент приведения будущей стоимости денег к сегодняшнему дню:

$$k_{n1} = (1 + i)^n; \quad (4)$$

i — ежегодная инфляция в отн. ед.

Данные третьего столбца получены делением данных второго на k_{n1} .

Введем формулу коэффициента приведения ежегодных расходов к сегодняшнему дню с учетом займа денег и ежегодных платежей с учетом интереса кредитора. Введем следующие обозначения: K_0 — сумма, взятая в долг в момент $t=0$; K_n — сумма возврата долга с учетом интереса кредитора; r — сумма, возвращаемая кредитору ежегодно; i — интерес кредитора, или учетная ставка; n — число лет, или число ежегодных платежей кредитору, по истечении которых весь долг ему будет возвращен.

Из формулы (3) имеем значения ежегодных платежей, приведенные к сегодняшнему дню, с учетом инфляции:

$$r_0 = \frac{r}{(1+i)^0} = r; \quad r_1 = \frac{r}{(1+i)^1}, \quad \dots, \quad r_n = \frac{r}{(1+i)^n}.$$

Полная сумма, взятая в долг в момент $t=0$, определится как сумма геометрической прогрессии со знаменателем $\frac{1}{(1+i)}$ без учета первого члена, так как платежи начинаются в конце первого года:

$$K_0 = \sum_{j=0}^n r_j - r_0 = r_1 + \dots + r_n = r \frac{1 - \frac{1}{(1+i)^{n+1}}}{1 - \frac{1}{(1+i)}} - r =$$

$$= r \frac{1 - (1+i)^{-n}}{i} \dots \quad (5)$$

Из выражения (5) получаем коэффициент приведения ежегодных затрат к сегодняшнему дню, или отношение полной занятой суммы к ежегодному платежу в начале первого года:

$$k_{п2} = \frac{K_0}{r} = \frac{1 - (1+i)^{-n}}{i}. \quad (6)$$

Такое приведение называется капитализацией. Если принять $K_0=100\%$, то платеж в начале первого года будет равен

$$r\% = \frac{100}{k_{п2}}. \quad (7)$$

Пример. Пусть сумма, взятая в долг в момент $t=0$, составляет $K_0=100\%$; интерес кредитора равен инфляции и составляет $i=10\%$; срок выплаты долга $n=T=5$ лет. По формулам (4) и (6) рассчитываем коэффициенты приведения денег к сегодняшнему дню:

$$k_{п1} = (1+0,1)^5 = 1,61; \quad k_{п2} = \frac{1-(1+0,1)^{-5}}{0,1} = 3,79.$$

Сумма ежегодных платежей

$$r = \frac{K_0}{k_{п2}} = \frac{100}{3,79} = 26,4\%.$$

Если не производить ежегодные платежи кредитору, сумма долга за 5 лет вырастет до значения: $K_5 = K_0 k_{п1} = 100 \cdot 1,61 = 161\%$. Если ежегодно платить 26,4% первоначально занятой суммы, то за 5 лет надо выплатить кредитору сумму $K_5 = r \cdot n = 26,4 \cdot 5 = 132\%$. Обесценивание денег из-за инфляции приводит к уменьшению реальной стоимости ежегодных платежей.

Нетрудно подсчитать сумму оставшегося долга на конец каждого j -го года $K_{остj}(K_j - r) k_{п1}$ и сумму ежегодных выплат с учетом инфляции, приведенных к сегодняшнему дню ($t=0$) $r_j = \frac{r}{(1+i)^j}$, где $j=0,1,2,3,4,5$:

Год	Сумма оставшегося долга (%) на конец года с учетом интереса кредитора $i=10\%$	Сумма ежегодной выплаты долга (%), приведенная к сегодняшнему дню с учетом инфляции 10%
0	100	26,4
1-й	92,0	24,0
2-й	72,1	21,8
3-й	50,3	19,8
4-й	26,4	18,0
5-й	0	16,4

Значения коэффициентов приведения к сегод-

няшнему дню суммы ежегодных платежей и будущая стоимость денег для различных учетных ставок и сроков выплаты приведены в табл. 2 при $K_0=100\%$.

Таблица 2

Учетная ставка i , %	Срок выплаты T , лет	Параметр		
		$k_{п2}$	r , %	K_n , %
3	10	8,53	11,7	117
	15	11,94	8,4	126
	20	14,88	6,7	134
5	10	7,72	13,0	130
	15	10,38	9,6	144
	20	12,40	8,1	162
10	10	6,14	16,3	163
	15	7,60	13,2	198
	20	8,51	11,8	236

Как показывает анализ табл. 2, с ростом учетной ставки возрастают ежегодные платежи, с ростом срока займа растет общая сумма долга при прочих равных условиях, хотя сумма ежегодных платежей снижается.

Примем за начало отсчета времени $t=0$ — момент начала сооружения передачи. Если передача строится в течение времени ввода T_v лет, то в момент $t=0$ энергокомпания должна взять такой кредит с учетной ставкой $i\%$, чтобы этой суммы хватило на закупку электрооборудования, материалов, на выполнение строительно-монтажных работ за время T_v с учетом инфляции. Возможен отдельный учет интереса кредитора i_1 и инфляции i_2 . В этом случае $i=i_1+i_2$.

Если обозначить начальные капзатраты на сооружение передачи в момент $t=0$ K_0 , то полные капзатраты K за время сооружения T_v определяются из формулы (3):

$$K = K_0 (1+i)^{T_v}. \quad (8)$$

Если не учитывать издержки на выплату долга, то издержки энергокомпании за экономический срок службы передачи T_z , который обычно меньше физического срока службы, складываются из двух составляющих:

$$I = I_1 + КСП, \quad (9)$$

где I_1 — приведенные к моменту ввода передачи в эксплуатацию расходы на управление, обслуживание, ремонт и замену оборудования, налоги, страховые взносы и пр.; $КСП$ — капитализированная стоимость потерь мощности и энергии в передаче, т.е. стоимость потерь, приведенная к моменту ввода передачи в эксплуатацию.

Значение I_1 определяется как

$$I_1 = I_1^* K k_{п2}, \quad (10)$$

где I_1^* — относительное значение ежегодных эксплуатационных затрат (по опыту Канады и США

$I_1=0,02$); $k_{п2}$ — коэффициент приведения стоимости потерь за экономический срок службы электропередачи к сегодняшнему дню:

$$k_{п2} = \frac{1 - (1 + i_3)^{-T_3}}{i_3}; \quad (11)$$

i_3 — эквивалентная учетная ставка (отн.ед.):

$$i_3 = \frac{i - a}{1 + a} \quad (12)$$

(i — учетная ставка кредитора при долгосрочном кредите; a — рост стоимости электрической энергии, отн.ед.).

Значение эквивалентной учетной ставки принимается не меньше значения инфляции. Она называется также «минимальной приемлемой учетной ставкой при возврате капитала».

Капитализированная стоимость потерь имеет две составляющие:

$$КСП = КСП_1 + КСП_2. \quad (13)$$

Здесь $КСП_1$ — стоимость расширения электростанций и подстанций в приемной сети для компенсации потерь мощности в передаче:

$$КСП_1 = M \Delta P_3; \quad (14)$$

$КСП_2$ — стоимость электрической энергии, необходимой для покрытия потерь энергии в электропередаче за экономический срок службы электропередачи, приведенная к сегодняшнему дню:

$$КСП_2 = [\Delta P_{кор} + \Delta P \tau] 8760 b k_{п2}. \quad (15)$$

В этих формулах ΔP_3 — полные потери мощности в электропередаче; M — удельная стоимость расширения электростанций и подстанций, определяемая как минимальная стоимость покрытия пиковой нагрузки, например, стоимость выработки мощности на газотурбинных или пиковых ГЭС (если рассматривается дальняя электропередача, к стоимости выработки пиковой мощности добавляется стоимость передачи мощности по линии); $\Delta P_3 = \Delta P_{кор} + \Delta P$ — полные потери мощности в электропередаче; $\Delta P_{кор}$ — потери мощности в ВЛ на корону; ΔP — потери мощности в проводах линии электропередачи на нагрев и потери мощности на обеих подстанциях:

$$\Delta P = \Delta P_{ВЛ} + 2\Delta P_{ПС}; \quad (16)$$

τ — время потерь, лет:

$$\tau = 0,2T_{нб} + 0,8T_{нб}^2; \quad (17)$$

$T_{нб}$ — время использования наибольшей нагрузки, лет; b — удельная стоимость электрической энергии для покрытия потерь энергии, определяемая как средняя стоимость выработки электроэнергии на новых ТЭС.

Объединяя формулы (2), (8)—(15), получаем

затраты энергокомпании на сооружение и эксплуатацию электропередачи:

$$Z = K_0 (1 + i)^{T_3} [1 + I_1 k_{п2}] + M \Delta P_3 + [\Delta P_{кор} + \Delta P \tau] 8760 b k_{п2}. \quad (18)$$

Удельная стоимость электропередачи или удельные затраты на ее сооружение и эксплуатацию определяется по формуле

$$z = \frac{Z}{P_2}, \quad (19)$$

где P_2 — активная мощность на приемном конце электропередачи.

Удельная капитализированная стоимость потерь

$$КСП_* = \frac{КСП}{\Delta P_3}. \quad (20)$$

Себестоимость передачи электроэнергии

$$c = \frac{3}{\mathcal{E}_2 T_3}, \quad (21)$$

где $\mathcal{E}_2 = P_2 T_{нб} 8760$ — электрическая энергия на приемном конце электропередачи на один год.

Основным критерием, определяющим выбор того или иного варианта электропередачи, является минимум удельных затрат. В формулу (18) входят капитальные затраты энергокомпании на момент ввода электропередачи в эксплуатацию и не входят расходы на оплату кредита, взятого на ее сооружение, так как срок возврата кредита определяется договором с кредитором.

С момента ввода передачи в эксплуатацию энергокомпания получает доход от продажи электроэнергии потребителям и может начать расплачиваться с кредитором. При ежегодных равных платежах в течение экономического срока службы электропередачи T_3 , отсчитываемого от момента $t = T_в$, общая сумма долга, возвращенная кредитору за этот срок, определится как

$$K_\Sigma = \frac{K}{k_{п2}} T_3, \quad (22)$$

где $k_{п2}$ — определяется по формуле (11).

При этих условиях полные затраты энергокомпании на сооружение и эксплуатацию электропередачи с учетом затрат на выплату долга определяются по формуле

$$Z_\Sigma = K_\Sigma [1 + I_1 k_{п2}] + КСП = K_0 \frac{(1+i)^{T_3}}{k_{п2}} T_3 \times [1 + I_1 k_{п2}] + M \Delta P_3 + [\Delta P_{кор} + \Delta P \tau] 8760 b k_{п2}. \quad (23)$$

Средние годовые издержки энергокомпании составят

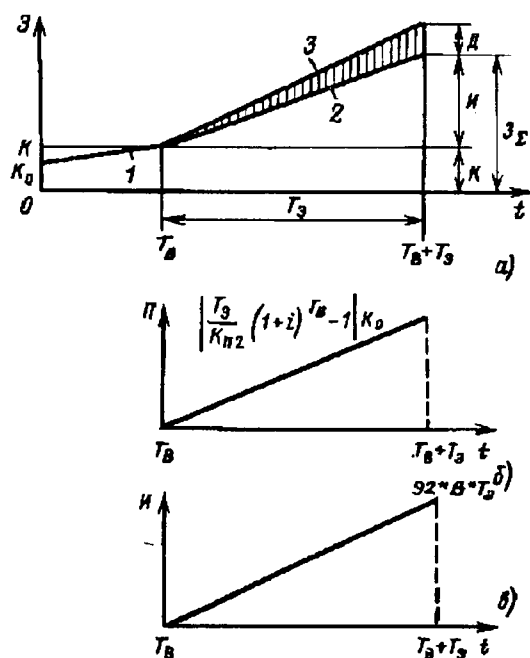
$$I_{ср} = \frac{Z_\Sigma}{T_3}. \quad (24)$$

Пусть энергокомпания продает потребителю электроэнергию по тарифу B руб/кВт·ч. Тогда

средняя прибыль энергокомпании за один год эксплуатации электропередачи составит

$$D = \mathcal{E}_2 B - I_{\text{ср}}.$$

Экономические отношения собственника, кредитора и потребителя иллюстрирует рисунок (а — расходы собственника: 1 — капитальные затраты за время сооружения; 2 — издержки за время эксплуатации; 3 — прибыль от продажи электроэнергии; б — прибыль кредитора; в — расходы потребителя). Следует заметить, что размер тарифа B не может быть произвольным и ограничен максимальным значением, существующим в энергосистемах страны на данный момент времени, поэтому, для того, чтобы получить прибыль, значение издержек также должно быть ограничено.



Из рисунка видно, что в условиях рыночной экономики сооружение электропередачи целесообразно только, если это выгодно компании, строящей ее. При этом, чем меньше время $T_б$, тем раньше собственник начнет получать доход. Поэтому долгострой абсолютно неприемлем. Энергокомпания заинтересована в снижении расходов на эксплуатацию электропередачи, так как при этом ее доход растет.

Расчеты показывают, что при современных мировых рыночных ценах на электроэнергию и электрооборудование КСП составляет 50–80% первоначальных капитальных затрат. По данным США и Канады на 1985 год $KСП = 3000 \div 4000$ долл/кВт [4]. Поэтому оптимальным будет тот вариант схемы электропередачи, который даст наименьшие удельные затраты на ее сооружение и эксплуатацию. Поскольку КСП соизмерима с капитальными, выгодно снижать потери в линии элек-

тропередачи и в оборудовании подстанций.

По современным представлениям для электропередач постоянного тока оптимальным вариантом конструкции линии электропередачи является такой, где потери мощности в линии находятся в пределах 0,3–0,6% на 100 км линии, а потери мощности на одной преобразовательной подстанции $\Delta P_{ПС} = 0,6 \div 0,75\%$. Поэтому плотность тока в воздушных линиях постоянного тока за рубежом в настоящее время составляет 0,4–0,5 А/мм², а полные потери в трансформаторах мощностью 300–400 МВ·А не превышают 0,2% [2, 3]. Оказывается, выгодно увеличивать стоимость линии и оборудования, но обеспечивать минимальные потери.

Примерные данные для расчета технико-экономических показателей электропередачи постоянного тока в мировых ценах по данным США и Канады на 1982–1985 гг.: $T_б = 1 \div 3$ года; $T_з = 25 \div 40$ лет; $I_1 = 0,02$; $i = 4 \div 10\%$; $a = 0 \div 4$; $KСП = 3000 \div 4000$ долл/кВт; $b = 0,05$ долл/кВт·ч; $M = 500$ долл/кВт.

Выводы. 1. В условиях рыночной экономики существующая методика технико-экономических расчетов в энергосистемах непригодна и следует применять предложенную методику.

2. Особенность электропередач как объектов экономического анализа состоит в том, что для выбора варианта электропередачи требуется найти минимум затрат на сооружение и эксплуатацию с учетом инфляции и с учетом интересов собственника, кредитора и потребителя.

3. Для обеспечения минимума удельных затрат на сооружение и эксплуатацию электропередачи целесообразно увеличивать напряжение и снижать потери в оборудовании подстанций и в линии электропередачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по проектированию электроэнергетических систем/Под ред. С.С.Рокотьяна и И.М.Шапиро. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Fink G., Beatty H. Standard Handbook for Electrical Engineers. Mc Graw-Hill Book Co. New York, 1987.
3. Dey P., Oravski G. Optimization of Direct Current Overhead Transmission Lines. International Conference on High Voltage DC and/or AC Power Transmission. Conference Publication 107.— IEEE, London, 1973.
4. Smedsfelt S. and others. Application Guide for HVDC Transmission, Vattenfall, 1985.

[26.10.93]

Авторы: Худяков Владимир Васильевич окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1950 г. В 1953 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Питание распределенных потребителей по линии постоянного тока высокого напряжения» в МЭИ. Ведущий научный сотрудник Всесоюзного электротехнического института (ВЭИ).

Фильтр для синхронных тональных каналов связи по электрическим сетям

ПОНОМАРЕВ А.М., ТОЛКАЧЕВА Е.С.

Обосновано построение фильтра для синхронных тональных каналов связи по электрическим распределительным сетям. Приведены структурная схема синхронного фильтра, его частотные характеристики и временные диаграммы работы.

In this article a filter construction for synchronous tonal frequency channels in power distribution networks is grounded. The filter's scheme, its characteristics and time diagrams are shown.

За последнее десятилетие в нашей стране и за рубежом в технике передачи информации по электрическим распределительным сетям с использованием наложенных частот тонального диапазона получило развитие направление, суть которого в том, что несущая частота передаваемого сигнала не является фиксированной, а пропорциональна частоте электрической сети и синхронно меняется с ее изменением [1—4]. Реализацию указанного направления будем в дальнейшем называть синхронным тональным каналом связи (СТКС).

Целесообразность внедрения СТКС объясняется наличием общей частоты в любой точке электрической сети, что позволяет строить узкополосные приемные фильтры с автоматической настройкой на несущую частоту сигнала независимо от старения и разброса параметров элементов и различий в условиях окружающей среды, которые могут быть весьма существенны в точках ввода и приема информации.

Основным преимуществом СТКС является возможность подавления стационарных гармоник частоты сети и, как следствие, использование несущих частот ниже 500 Гц с более стабильными коэффициентами передачи сигнала по сетям и малой вероятностью появления резонансных явлений. Кроме того, в указанном диапазоне частот с меньшими потерями обеспечивается передача сигналов через несколько ступеней трансформации.

В аппаратуре СТКС, разрабатываемой в ЭНИНе, приемный фильтр строится на двухполупериодных синхронных детекторах (СД), управляющие последовательности импульсов которых формируются точно таким же генератором несущей частоты, как на передающей стороне. Идентичность частоты генераторов обеспечивается при реализации их на основе контура фазовой автоподстройки частоты, управляемого частотой сети.

В статье показаны преимущества использования фильтров на СД для организации СТКС в электрических сетях, приведены необходимые соотношения для выбора параметров фильтров, отмечены некоторые характерные особенности.

Двухполупериодный СД включает в себя блок синхронных ключей СК (дифференциальный усилитель с ключами по каждому из входов) и блок интегрирования БИ. Ключи коммутируются противофазными меандрами опорной частоты $F_{оп}$. Сигнал с выхода СК накапливается в БИ, и выходным сигналом СД является значение, накопленное в БИ к концу периода интегрирования $T_{инт}$.

Приведенное в [1] выражение частотной характеристики СД для более наглядного выявления связи между частотой сигнала и периодом интегрирования может быть представлено в виде

$$U_{сд} = \frac{A}{\pi f T_{инт}} \sin(\pi f T_{инт}) \operatorname{tg} \left(\frac{1}{2} \pi f T_{оп} \right) \cos(\pi f T_{инт} + \varphi). \quad (1)$$

где f — частота моногармонического сигнала; A — амплитуда сигнала; φ — фаза сигнала, соответствующая началу интегрирования; $T_{оп}$ — период опорной частоты $F_{оп}$.

Выражение (1) выведено при условии кратности $T_{инт}$ периоду $T_{оп}$:

$$T_{инт} = k T_{оп} \quad \text{или} \quad F_{оп} = k / T_{инт}. \quad (2)$$

Огибающая частотной характеристики СД описывается тремя первыми сомножителями (1), последний сомножитель зависит от начальной фазы сигнала и изменяет вид частотной характеристики внутри огибающей.

Частоты, на которых обращается в нуль только сомножитель $\sin(f T_{инт})$, соответствуют нулям огибающей. Частоты, на которых одновременно с равенством нулю $\sin(f T_{инт})$ обращается в бесконечность сомножитель $\operatorname{tg} \left(\frac{1}{2} \pi f T_{оп} \right)$, соответствуют главным максимумам огибающей и равны

Ивакин Виктор Николаевич окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1975 г. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Оптимизация характеристик статического тиристорного компенсатора». Начальник сектора ВЭИ.

Сысоева Нина Григорьевна окончила электроэнергетический факультет МЭИ в 1969 г. Ведущий инженер ВЭИ.

опорной частоте и ее нечетным гармоникам: $F_{\text{оп}}$, $3F_{\text{оп}}$, $5F_{\text{оп}}$, Амплитуды этих максимумов обратно пропорциональны номеру гармоники.

Нули огибающей частотной характеристики $СД$ располагаются в точках:

$$f_0 = \nu/T_{\text{инт}} \quad \text{при} \quad \begin{cases} \nu = 0; 1; 2; \dots \\ \nu \neq k, 3k, \dots, (2k+1). \end{cases} \quad (3)$$

Интервал между нулями и ширина лепестков огибающей полностью определяются длительностью $T_{\text{инт}}$ и не зависят от конкретного значения выбранной частоты $F_{\text{оп}}$. В то же время добротность фильтра, которая может быть оценена отношением частоты $F_{\text{оп}}$ к ширине основного лепестка огибающей, равной на нулевом уровне значению $2/T_{\text{инт}}$, пропорциональна параметру k (2). Чем больше k , тем выше степень отстройки от флуктуационных помех. Простота регулировки полосы пропускания фильтра лишь изменением времени интегрирования сигнала является важным преимуществом фильтров на $СД$.

Для подавления гармоник частоты сети независимо от фазы входного сигнала необходимо, чтобы нули огибающей частотной характеристики $СД$ совпадали с частотами сетевых гармоник. Это условие будет выполнено, если интервал между соседними гармониками, равный частоте сети f_c , будет равен или кратен ширине основного лепестка огибающей, т.е. интервалу $2/T_{\text{инт}}$. Другими словами, длительность периода интегрирования должна быть кратна периоду частоты сети:

$$T_{\text{инт}} = \mu T_c, \quad \mu = 2, 3, \dots \quad (4)$$

Минимальная длительность периода интегрирования, при которой происходит подавление всех сетевых гармоник, равна двум периодам частоты сети. Опорная частота $СД$ в этом случае согласно (2) выбирается в середине интервала между сетевыми гармониками. В качестве иллюстрации на рис. 1 приведены огибающие частотных характеристик $СД$ при двух значениях $T_{\text{инт}}$ (2 и 10 периодов частоты сети) для случая, когда $F_{\text{оп}}$ выбрана в середине интервала между гармониками.

Последний сомножитель в (1), определяющий конкретный вид частотной характеристики внутри огибающей, вносит дополнительные нули с тем же частотным интервалом $1/T_{\text{инт}}$, но сдвинутые относительно последовательности f_0 (3) в зависимости от начальной фазы φ . При φ , равном нулю (т.е. синфазность сигнала с последовательностями управляющих импульсов $СК$), частоты дополнительных нулей размещаются в середине интервалов между частотами f_0 , и максимум результирующей характеристики соответствует частоте $F_{\text{оп}}$. При φ , равном $1/2\pi$, частоты дополнительных нулей совпадают с частотами

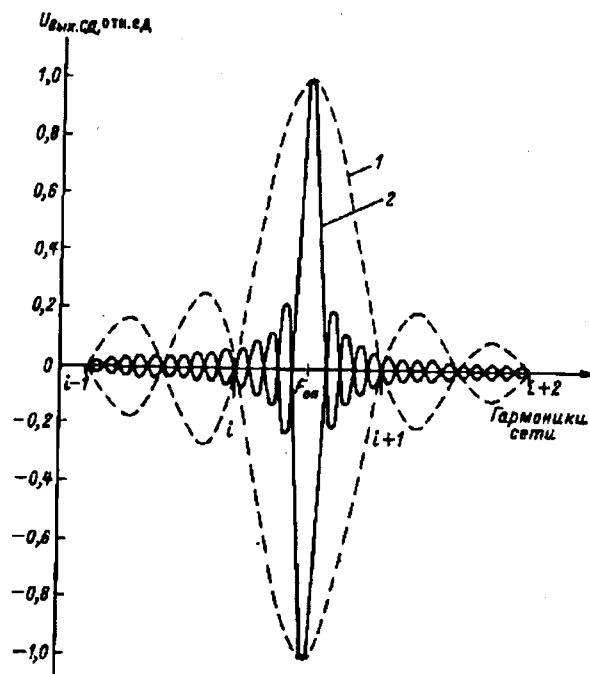


Рис. 1. Огибающие частотной характеристики $СД$ при $F_{\text{оп}} = (i+1/2)f_c$ и $T_{\text{инт}} = 2T_c$ (1); $T_{\text{инт}} = 10T_c$ (2)

f_0 , опорной частотой и ее гармониками. На частоте $F_{\text{оп}}$ происходит полное подавление сигнала (см. рис. 2). Согласно (1) значение выходного напряжения на частоте $F_{\text{оп}}$ пропорционально $\cos \varphi$, и $СД$ выделяет синфазную с импульсами $СК$ составляющую сигнала и подавляет до нуля квадратурную.

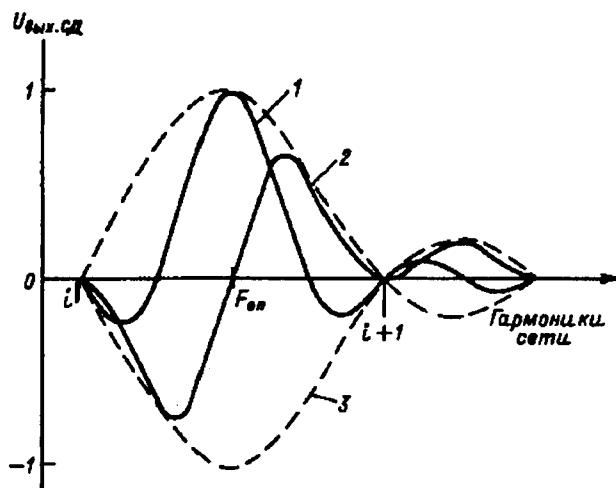


Рис. 2. Огибающая (3) и частотные характеристики $СД$ при различных начальных фазах сигнала: $\varphi = 0$ (1); $\varphi = \pi/2$ (2)

Из сказанного следует, что для надежного выделения сигнала при любом значении его фазы фильтр приемника (в дальнейшем — синхронный фильтр $СФ$) должен строиться на двух $СД$, выделяющих синусную и косинусную составляющие сигнала, для чего управляющие последовательности

импульсов двух СД должны иметь относительный фазовый сдвиг на угол $\pi/2$. Формирование выходного сигнала СФ может быть выполнено по традиционной схеме с возведением в квадрат напряжений с каждого из СД и последующим суммированием [2]. Возможен вариант, когда квадраторы заменяются на блоки выделения модуля сигнала, а сумматор — на блок выделения максимального сигнала [5]. Реализация этого варианта проще, но требует увеличения уровня сигнала в 1,4 раза по сравнению с первым вариантом.

Фазовая чувствительность СД дает возможность использовать дополнительный признак при кодировании информации — относительную фазовую модуляцию (в частном случае — относительную фазовую манипуляцию [6]), что существенно увеличивает объем передаваемой информации за счет увеличения основания кода. При использовании относительной фазовой манипуляции основание кода равно трем.

Инерционность фильтра на СД определяется значением $T_{\text{инт}}$, выбранным по условию отстройки от гармонических и флуктуационных помех. Длительность элементарного импульса при передаче информации может быть равна $T_{\text{инт}}$ только в случае синхронизации начала импульса с началом периода интегрирования СД. В противном случае информация должна передаваться с избыточной длительностью. Требуемая степень избыточности зависит от реализации блока интегрирования СД.

Для непрерывной обработки сигнала БИ должен состоять по крайней мере из двух интеграторов, каждый из которых работает в циклическом режиме «запись—считывание—сброс» информации, такты работы одного интегратора сдвинуты относительно тактов второго на $T_{\text{инт}}$ и в интервале записи одного интегратора происходит считывание и сброс информации со второго. Минимальная длительность входного импульса, при которой хотя бы в одном из интеграторов будет накоплено полное значение сигнала, равна в этом случае $2T_{\text{инт}}$. Для исключения наложения реакций от соседних импульсов кода в выходном сигнале СФ (явления интерференции) импульсы

должны быть разделены паузой, минимальная длительность которой равна $T_{\text{инт}}$. Таким образом, минимальная длительность одного элемента кода при реализации БИ на двух поочередно работающих интеграторах равна $3T_{\text{инт}}$.

Увеличение числа интеграторов БИ с соответствующим уменьшением относительного сдвига тактов их работы позволяет приблизиться к режиму, когда в одном из интеграторов БИ начало входного импульса синхронизировано с началом периода интегрирования. В пределе, при бесконечно большом числе интеграторов БИ, длительность входного импульса может быть уменьшена до значения $T_{\text{инт}}$. Однако каждое последующее увеличение числа интеграторов дает все меньший выигрыш в длительности входного импульса при значительном увеличении объема аппаратуры.

В аппаратуре, разрабатываемой в ЭНИНе, блок интегрирования строится на трех интеграторах с относительным сдвигом тактов работы соседних интеграторов на $T_{\text{инт}}/2$, что позволяет уменьшить длительность входного импульса с $2T_{\text{инт}}$ до $1,5T_{\text{инт}}$, а длительность одного элемента кода — с $3T_{\text{инт}}$ до $2,5T_{\text{инт}}$, т.е. на 16,7% по сравнению с БИ на двух интеграторах.

На рис. 3 приведена структурная схема СФ, реализованная в ЭНИНе. На выход СФ проходит максимальный по модулю из выходных сигналов СД1, СД2. Блок интегрирования СД выполнен на трех интеграторах.

На рис. 4 приведены временные диаграммы входной кодовой комбинации, выходных импульсов СФ и импульсов управления БИ. Длительности входных импульсов — минимально допустимые и равны трем тактам БИ, длительность элемента

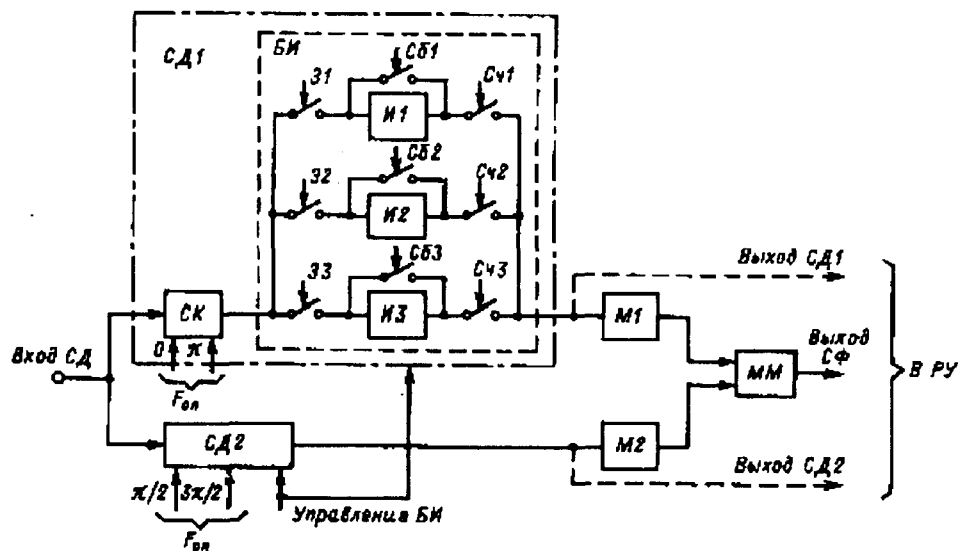


Рис. 3. Структурная схема СФ: 31, 32, 33 — запись; СБ1, СБ2, СБ3 — сброс; СЧ1, СЧ2, СЧ3 — считывание; И1, И2, И3 — интеграторы; М1, М2 — модуль; ММ — выбор максимального модуля

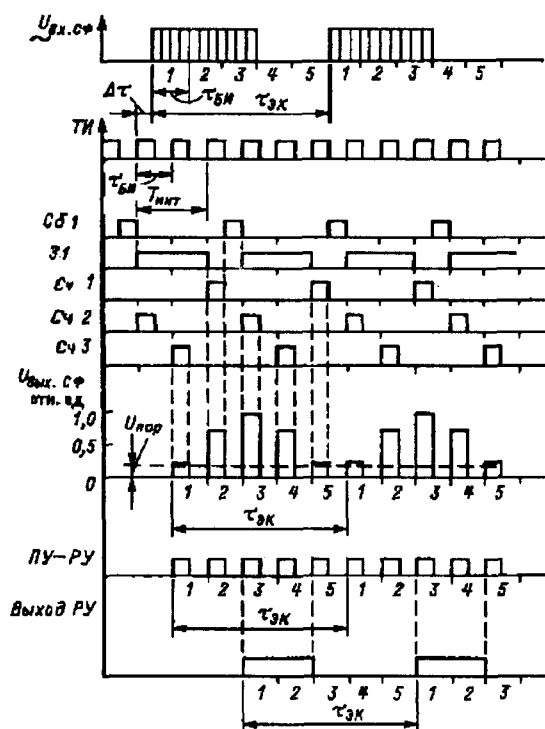


Рис. 4. Временные диаграммы работы блоков СФ и РУ

кода также минимальна и равна пяти тактам *БИ*. Каждому входному импульсу, заполненному несущей частотой, соответствует группа из пяти импульсов на выходе СФ, амплитуды которых изменяются от такта к такту, нарастая до максимального значения и убывая до нуля в пределах одного элемента кода.

Сигнал с выхода СФ поступает на вход решающего устройства (РУ), простейшим из которых является пороговое устройство (ПУ), осуществляющее отстройку от помех по уровню. Характерной особенностью работы приемных фильтров в электрических распределительных сетях является возможность изменения в широких пределах (в несколько раз) уровня сигнала вследствие изменения коэффициента передачи сигнала по сети при различных ее нагрузках и режимах работы [7]. Настройка порогового устройства должна проводиться по минимальному уровню входного сигнала. Но тогда при максимальном уровне сигнала амплитуды всех пяти выходных импульсов СФ в пределах одного элемента кода могут быть выше порога срабатывания (см. рис. 4). В этом случае в выходном сигнале ПУ исчезнет пауза между соседними импульсами кода, которая есть во входном сигнале СФ, снижая тем самым помехозащищенность приема. Сохранение этой паузы без увеличения длительности элемента кода может быть обеспечена при усложнении РУ, как предложено в [8]. В РУ помимо порогового устройства вводятся дополнительные блоки, ко-

торые позволяют по отношению амплитуд импульсов соседних тактов каждого элемента кода выделить импульсы с наибольшей амплитудой независимо от абсолютного уровня сигнала. Передний фронт выходного импульса РУ формируется в том такте элемента кода, когда отношение амплитуды импульса текущего такта к амплитуде предшествующего такта становится меньше заданного коэффициента (т.е. амплитуда становится близка к максимальному значению), а задний фронт — в такте, когда отношение амплитуды предшествующего такта к амплитуде текущего такта становится больше заданного значения. При значении этого коэффициента, равном 2, передний фронт будет соответствовать третьему такту, а задний — пятому (рис. 4), и пауза между соседними импульсами кода на выходе РУ будет сохранена независимо от уровня входного сигнала.

При введении относительной фазовой модуляции на вход РУ помимо сигнала с выхода СФ должны также поступать сигналы непосредственно с выходов каждого СД и РУ должно быть дополнено блоками: запоминания значения фазы первого импульса кодовой комбинации на время всей комбинации; определения фазы сигнала каждого текущего импульса кода; сравнения фазы текущего импульса с фазой первого импульса для получения значения относительного фазового сдвига. При использовании фазовой манипуляции все блоки могут быть решены на уровне двузначной логики, как предложено в [8]. В общем случае задача решается с использованием микропроцессорной техники.

Все предложенные технические решения реализованы в аппаратуре, созданной в ЭНИНе совместно с ПО Мосэнерго. Опытные образцы систем телеуправления (СТУ-50) и телесигнализации (СТС-50) работают по СТКС на частотах $8,5f_c$ и $6,5f_c$ с периодами интегрирования $64T_c$ и $8T_c$. Длительности элементов кода выбраны минимальными и равными $160T_c$ и $20T_c$. В системе СТУ-50 при кодировании информации используется фазовая манипуляция. Опытные комплекты аппаратуры с 1992 г. успешно эксплуатируются в Клинских и Волоколамских сетях Мосэнерго.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пономарев А.М., Толкачева Е.С. Синхронный детектор как следящий фильтр при передаче сигналов по линиям электрических сетей — Изв. вузов. Энергетика, 1983, № 5.
2. Николаев В.Ф., Толкачева Е.С. Следящий фильтр тональной частоты на основе синхронного детектора. — В кн.: Теория и техника передачи сигналов тональной частоты по линиям электрических сетей. — М.: ЭНИН, 1983.
3. Foord P. The Sequential waveform Distortion load control scheme. — Electrical Engineer, 1988, October, p. 60.
4. Устройство и способ широкополосной связи с подавлением гармонических помех. Патент США № 4, 109, 204 МК: НО4В 3/54.
5. А.с. 1164895 (СССР). Многоканальное приемное устройство/А.М.Пономарев, Е.С.Толкачева, В.Ф.Николаев. Опул. в Б.И., 1985, № 24.

6. А.с. 1279076 (СССР). Система передачи информации по электрическим сетям/ А.М.Пономарев, Е.С.Толкачева. Опубл. в Б.И., 1986, № 47.

7. Пономарев А.М. Схемы образования каналов связи по линиям электрических сетей 6—10 кВ на тональных частотах. Сб. Теория и техника передачи сигналов тональной частоты по линиям электрических сетей.— М.: ЭНИН, 1983.

8. А.с. 1474858 (СССР). Устройство для приема тональных сигналов/Опубл. в Б.И., 1989, № 15.

[26.11.93]

Авторы: Пономарев Александр Михайлович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1968 г. Старший научный сотрудник АО «ЭНИН».

Толкачева Елена Соломоновна окончила факультет автоматики и вычислительной техники МЭИ в 1963 г. Научный сотрудник АО «ЭНИН».

О преобразовании режимных параметров электроэнергетических систем в устройствах противоаварийного управления в сигналы информации

ОВЧАРЕНКО Н.И.

Обобщены известные способы быстрого измерения амплитуд принужденных составляющих напряжения и тока, активной и реактивной составляющей тока, активной и реактивной мощностей однофазного синусоидального тока и рекомендованы два способа на основе использования цифровых нерекурсивных входных и выходных частотных фильтров на основе входного адаптивного цифрового фильтра и перемножений сдвинутых по фазе составляющих, позволяющих исключить выходной частотный фильтр.

Режимные параметры электроэнергетических систем: амплитуды синусоидальных напряжения U_m и тока I_m ; угловая частота ω_1 промышленного синусоидального тока; угол ψ сдвига фаз между двумя синусоидальными величинами, в частности угол δ электропередачи; активный I_a и реактивный I_p токи; активная P и реактивная Q мощности определяются принужденными составляющими промышленной частоты вторичных напряжения и тока первичных измерительных преобразователей (трансформаторов).

Среднее значение мгновенной мощности, отбрасывающей вращающий момент синхронного генератора при переходных процессах, определяется и апериодическими свободными составляющими его напряжения и тока [1].

Принужденные составляющие промышленной частоты и в указанном особом частном случае противоаварийного управления мощностью синхронного генератора свободные апериодические составляющие являются входными сигналами измерительной части автоматических устройств противоаварийного управления. Они должны выделяться из входных информационных процессов

The well known methods of a high speed measuring conversion of amplitude of forced terms of voltage and current, active and reactive current terms, active and reactive power of a onephase current are generalized and two methods based on the use of digital derecursive input and output frequency filters and an input adaptive digital filter and multiplied phaseshifted terms, which make the output filter unnecessary, are recommended.

$$x_{\text{вх}}(t) = X_a e^{-t/\tau_a} + X_{m1} \sin(\omega_1 t \pm \varphi_1) + \sum_k^n X_{mk} \times \\ \times \sin(\omega_k t \pm \varphi_k) + \sum_k^l X_{mk} e^{-t/\tau_k} \sin(\omega_k t \pm \varphi_k) = \\ = x_c(t) + x_{\text{п.а}}(t) + x_{\text{п.к}}(t) + x_{\text{п.л}}(t), \quad (1)$$

где $x_c(t)$ — входной сигнал; $x_{\text{п.а}}(t)$; $x_{\text{п.к}}(t)$; $x_{\text{п.л}}(t)$ — помехи в виде свободных апериодической и колебательных и гармонических принужденных составляющих, в общем случае не кратных промышленной частоте ($k > 1$; l, n — дробные числа).

Выражением, аналогичным (1), описывается и выходной информационный процесс измерительных преобразователей режимных параметров в сигнал в виде постоянной составляющей $X_c(t)$.

Как сигналы, так и помехи входного и выходного информационных процессов могут представляться обобщенно [2]:

$$x(t) = X_m e^{-t/\tau} \cos(\omega t \pm \psi), \quad (2)$$

где $\tau = \infty$ — для входного сигнала $x_c(t)$; $\tau = \infty$, $\omega = 0$, $\psi = 0$ — для выходного сигнала $X_c(t)$; τ_a ,

$\omega=0$, $\psi=0$ — для свободной аperiodической составляющей помехи — в общем случае, а в указанном особом частном случае — сигнала; τ_k , ω_k , ψ_k — для свободных колебательных и принужденных гармонических ($\tau_k=\infty$) составляющих как помех.

Существенной особенностью процессов выделения входного и выходного сигналов автоматических устройств противоаварийного управления является необходимость их быстрого действия. Поэтому классические частотные фильтры с бесконечной импульсной характеристикой, способные практически полностью задерживать все указанные в (1) помехи, из-за значительной их инерционности непригодны для современных быстродействующих устройств противоаварийной автоматики. В частных случаях задача выделения сигнала при допустимом времени решается за счет их функционирования при нулевых начальных условиях переходных процессов, естественных, например, в измерительном органе обратной последовательности быстродействующей фильтровой направленной и дифференциально-фазной защиты или создаваемых в быстродействующих направленных измерительных органах сопротивления, особенно избирателях поврежденных фаз в устройствах однофазного автоматического повторного включения [3—6]. При цифровой реализации возможна практическая компенсация инерционности частотных фильтров путем умножения выходных величин на функции, обратные изображающим их переходные характеристики [7].

В ограниченном числе случаев отсутствия во входном информационном процессе свободных колебательных и гармонических составляющих частот, некратных промышленной, выделение входного и выходного сигналов обеспечивается за приемлемое время частотными фильтрами с конечной импульсной характеристикой (весовой функцией). Это аналоговые фильтры с прямоугольной характеристикой (интеграторы) или с характеристикой в виде двух δ -функций и цифровые — с решетчатой характеристикой в виде серии δ -функций [8]. Фиксированное время действия аналоговых фильтров составляет половину или один период промышленной частоты T_n , а цифровых — от $T_n/4$ до T_n . Такие частотные фильтры с жесткой структурой: аналоговые с постоянными коэффициентами интегрирования или значениями δ -функций, а цифровые с постоянными коэффициентами разностных уравнений эффективно применяются [8—12]. При этом производится одновременное преобразование амплитуды синусоидального напряжения и его ортогональных составляющих активного и реактивного токов, частоты и угла сдвига фаз в выходные сигналы $X_c(t)$ [9,10].

Аналоговые фильтры с конечной импульсной характеристикой применяются и для выделения выходного сигнала $X_c(t)$ из информационных процессов на выходах измерительных преобразователей и измерительных реле активной и реактивной мощностей [11, 12]. Однако их использование ограничивается невозможностью исключения помехи в виде свободной аperiodической составляющей как входного процесса, кроме медленно затухающей ($\tau_a \gg T_n$), при выделении и преобразовании ортогональных составляющих, так и выходного информационного процесса.

Цифровые фильтры с решетчатой весовой функцией обеспечивают полное исключение аperiodических и колебательных свободных и гармонических принужденных составляющих частот, кратных промышленной, как входного, так и выходного информационных процессов, причем за время от $T_n/4$ до T_n (в зависимости от состава указанных помех) [13].

В общем случае обработка информационных процессов, описываемых выражением (1), возможна лишь адаптивными нерекурсивными цифровыми частотными фильтрами с гибкой структурой — переменными, вычисляемыми в темпе процесса коэффициентами разностных уравнений — уровнями δ -функций [14—16]. По данным [14, 15] время действия такого фильтра, обеспечивающего полное подавление пяти свободных колебательных составляющих частот, некратных промышленной, составляет $T_n/2 + T_n/3/4$. Таким образом, адаптивная фильтрация входного сигнала $x_c(t)$ оказывается наиболее эффективной и малоинерционной. Возможно, что дальнейшее снижение времени выделения входного сигнала будет достигнуто на основе развиваемой теории и практики спектрального анализа напряжений и токов переходных процессов в электроэнергетических системах [17, 18].

При выделенных входных сигналах напряжения $u_c(t)$ и тока $i_c(t)$ быстродействие и универсальность измерительного преобразования режимных параметров достигается его реализацией на основе перемножений или квадратирования их составляющих, сдвинутых по фазе на углы $\gamma \leq \pi/2$ (в частности, ортогональных) [8]. При этом выделение выходного сигнала $X_c(t)$ обеспечивается взаимной компенсацией единственных генерируемых помех — гармонических составляющих удвоенной промышленной частоты, находящихся в противофазе на выходах двух или четырех перемножителей [19].

При цифровой фильтрации время действия измерительных преобразователей, функционирующих на основе указанного принципа, составляет

один-два интервала дискретизации АЦП. Поэтому общее время измерительного преобразования режимных параметров в выходной сигнал $X_c(t)$ в виде постоянной составляющей последовательности двоичных чисел микропроцессорным устройством, осуществляющим адаптивную фильтрацию входных сигналов, может укладываться в половину длительности периода промышленной частоты $T_n/2$.

При этом речь идет об однофазных измерительных преобразователях. Трехфазный измерительный преобразователь амплитуды обладает уникальной особенностью — независимостью действия от возникающей в аварийных ситуациях несимметрии трехфазной системы напряжений или токов, что чрезвычайно важно для формирования сигналов по производным режимных параметров [9, 20]. Правда, измерительные преобразователи амплитуды имеют нелинейную, а именно квадратичную, проходную характеристику, что, в частности, при автоматическом регулировании возбуждения даже целесообразно.

Таким образом, вырисовываются два основных, являющихся в настоящее время наиболее реальными, варианта цифровой реализации быстродействующего измерительного преобразования режимных параметров электроэнергетических систем в автоматических устройствах противоаварийного управления ими:

с входными и выходными нерекурсивными фильтрами с решетчатыми импульсными характеристиками, формируемыми по способу [13, 16] с одним перемножителем или интегратором;

с входными адаптивными нерекурсивными фильтрами [15] и двумя или четырьмя перемножителями [19].

Оба варианта представляются равноценными по быстродействию и относительному уровню выходного сигнала (пульсациям на выходе). По видимому, опыт их разработки и практического использования позволит определить области их применения или выявит один, более предпочтительный, вариант.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Быстродействующие преобразователи параметров режима электрических сетей/В.Г.Кириков, Я.Н.Лугинский, А.Н.Новиковский, В.К.Стрюков. — М.: Энергоиздат, 1986.
2. Оптимизация аналоговых элементов и устройств автоматики и релейной защиты./Б.С.Строгий, В.Г.Годлевский, А.В.Кириленко, В.Г.Левитский. — Киев: Наукова думка, 1986.
3. Сушко В.А. Влияние электромагнитных переходных процессов на работу быстродействующих реле сопротивления/Автореф. дис. канд.техн.наук. — М.: Изд-во МЭИ, 1968.
4. Реле направления мощности обратной последовательности/Н.А.Дони, А.Н.Левинуш, Л.А.Надель, А.М.Наумов — Электротехника, 1985, № 8.
5. Будкин В.В., Овчаренко Н.И. Способ повышения быстродействия измерительных реле защиты при электромагнитных переходных процессах. — Электричество, 1974, № 8.
6. Устройство для однофазного и трехфазного АПВ линий электропередачи 500—750 кВ/В.И.Стрелков, Г.Г.Фокин, Г.Г.Якубсон, А.Д.Костина — Электротехника, 1985, № 8.
7. Ashok Kumar. Time delay compensation for high speed digital protection.— IEEE Transaction on Power Delivery, 1986, № 1.
8. Овчаренко Н.И. Аналоговые и цифровые элементы автоматических устройств энергосистем. — М.: Энергоатомиздат, 1989.
9. Унифицированный автоматический регулятор возбуждения сильного действия на полупроводниковых элементах/М.И.Покровский, О.А.Леус, Н.В.Львовская и др. — Труды ВЭИ, 1977, вып. 83.
10. Лямец Ю.Я., Подшивалин Н.В. Разложение входных величин релейной защиты на ортогональные составляющие.— Изв.АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 3.
11. Кизилов В.У., Максимов В.М., Смилянский И.И. Измерительные преобразователи активной мощности энергообъектов. — Харьков: Высшая школа, 1986.
12. Борисов Л.Ф., Кашицин Ю.Н. Быстродействующий измерительный преобразователь мощности для релейной защиты и автоматики низковольтных энергосистем. — Чебоксары: изд. ВНИИР, 1988.
13. Карташов И.И., Новелла В.Н., Федченко В.Г. Вычислительные методы выбора средств компенсации и измерения высших гармоник в электрических сетях. — Электротехника, 1990, № 11.
14. Лямец Ю.Я., Подшивалин Н.В. Адаптивная цифровая фильтрация входных величин релейной защиты. — Электротехника, 1988, № 7.
15. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Арсентьев А.П. Адаптивный цифровой фильтр основной гармоники токов и напряжений электрической сети. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1989, № 6.
16. Новелла В.Н. Методика восстановления вектора электрической величины промышленной частоты для микропроцессорных систем реального времени. — В кн.: Автоматизированные системы управления технологическими процессами крупных подстанций, электропередач и вставок постоянного тока. — Л.: изд. НИИПТ, 1990.
17. Лямец Ю.Я., Арсентьев А.П., Ильин В.А. Анализ аварийного режима электроустановки в реальном времени. — Электротехника, 1992, № 2.
18. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Арсентьев А.П. Спектральный анализ переходных процессов в электрических сетях. — Изв. РАН. Энергетика, 1992, № 2.
19. Овчаренко Н.И. Принцип действия и функциональные схемы быстродействующих измерительных преобразователей автоматических устройств энергосистем. — Измерительная техника, 1992, № 4.
20. Овчаренко Н.И. Цифровые быстродействующие измерительные преобразователи амплитуды и реактивной мощности. — Промышленная энергетика, 1993, № 1.

[23.04.93]

Автор: Овчаренко Николай Ильич окончил электроэнергетический факультет Всесоюзного заочного политехнического института в 1953 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Электрические станции, электрические системы и управление ими» в Московском энергетическом институте (МЭИ). Доцент кафедры релейной защиты и автоматики МЭИ.

Модель определения скидок и надбавок к тарифу за компенсацию реактивной мощности и качество электроэнергии

ПОДДУБНЫХ Л.Ф.

Рассматривается математическая модель определения скидок и надбавок к тарифу за компенсацию реактивной мощности и качество электроэнергии с учетом комплекса системных свойств на основе аппарата многоцелевой оптимизации.

The paper presents the model to determine the decreasing and increasing of the charge for the reactive power compensation and energy quality taking into account the system features, using multi-purpose optimization method as the base.

Формирование рыночных отношений между электроснабжающей организацией (ЭСО) и потребителем электроэнергии (ПЭ) потребовало разработки новых подходов при определении скидок и надбавок к тарифу за компенсацию реактивной мощности (КРМ) и качество электроэнергии (КЭ) [1, 2].

Из проведенного анализа последних публикаций и дискуссии [3, 4] можно сделать вывод о том, что предлагаемые методики не в полной мере учитывают особенности, связанные с преодолением системных противоречий, вытекающих из специфики проблем КЭ и КРМ. Последующий учет системных свойств ведет к усложнению методик с потерей универсальности, существенным ограничениям в практическом использовании или к полному отказу от применения.

Предполагается, что основой договорных отношений между ЭСО и ПЭ в новых условиях является, с одной стороны, поддержание на границе балансового разграничения техническими и организационными средствами требуемых КЭ и КРМ, а с другой — обеспечение объективной (т.е. признаваемой обеими сторонами) полной или частичной компенсации ущерба из-за нарушения условий договора. Одновременно выполнение этих положений внутренне противоречиво. Условия договора определяют юридическое равенство сторон при взаиморасчетах, а свойство иерархичности, характеризующее сложную техническую систему кибернетического типа, какой является электроэнергетическая система (ЭЭС), определяет технический и экономический приоритет ЭСО по отношению к ПЭ. Другое противоречие заключается в том, что методика определения скидок и надбавок, с одной стороны, должна быть универсальной и иметь директивный характер, а с другой — из-за специфики построения и функционирования отдельных ЭСО и ПЭ быть адаптивной (системное свойство адаптивности).

Договорные показатели (параметры), определяющие степень участия сторон в поддержании требуемых КЭ и КРМ, подбираются разработчиками из условий технической простоты в ор-

ганизации учета, высокой степени интегральности, знакопеременности, достаточной управляемости, критериальной ориентированности. В этой связи значение и знак вторичной мощности искажения нагрузки, предложенные в [3], достаточны для оценки вклада сторон в КЭ при условии преодоления трудностей, связанных с емкостным характером нагрузок, динамическими аспектами функционирования ЭСО и ПЭ, технической реализацией учета.

Если рассматривать скидки и надбавки как инструмент экономического воздействия на ЭСО или ПЭ в случае нарушения одной из условий договора, то возникают дополнительные вопросы по методической организации учета адекватного экономического воздействия на стороны с помощью предложенного параметра при условии иерархического приоритета ЭСО (формализация системного свойства управляемости), а также вопросы методического учета технологических, экономических, надежностных, структурных составляющих проблем КЭ и КРМ (системное свойство многокритериальности). Так, ПЭ вправе потребовать от ЭСО возмещения технологической составляющей ущерба при потреблении некачественной электроэнергии, учета надежностных показателей при отказах электрооборудования, обусловленных электроэнергией низкого качества, учета технико-экономических характеристик устройств и установок поддержания КЭ [4, 5].

Из всего изложенного следует, что задача определения скидок и надбавок за КРМ и КЭ может быть достаточно полно решена с учетом комплекса системных свойств [6]: иерархичности, адаптивности, управляемости и многокритериальности. Практическая направленность метода, связанная с очевидными упрощениями расчетов, должна вестись не по пути отказа от отдельных свойств, а через информационное ограничение в пределах каждого из свойств.

Предлагается подход к решению данной проблемы на основе методологии многоцелевой оптимизации (МО) [7, 8]. Формализуем основные требования к методу МО, отражающие специфику задачи определения скидок и надбавок [2].

1. Критерии целевых условий ЭСО и ПЭ не могут быть равноценными в силу свойства иерархии целей сложных технических систем.

2. Критерии целевых условий ЭСО и ПЭ — разноразмерные, что обусловлено свойством многокритериальности сложных технических систем.

3. Обеспечение системного сочетания директивной направленности метода и его адаптивности.

4. Обеспечение высокого уровня формализации основных решающих правил метода МО из-за массовости расчетов скидок и надбавок к тарифу.

5. Обеспечение «обратного хода» алгоритма МО для нахождения числовых значений критериев ЭСО и ПЭ при отклонении фактических договорных параметров оптимизации от компромиссных.

В соответствии с п. 1 метод МО предполагает ранжирование целевых условий по принципу сетевой иерархии, т.е. разделение на целевые условия верхнего (ЭСО) и нижнего (ПЭ) уровней. Первые определяют область возможных решений (компромиссную область) и называются главными целевыми условиями. Вторые представляются в качестве дооптимизирующих в компромиссной области и называются дополнительными целевыми условиями. В случае несогласия сторон, и особенно ПЭ, с принципом формирования компромиссной области процесс разграничения целевых условий может быть формализован по значению максимального вклада критериев целевых условий в суммарную дисперсию главных компонент [7].

Весовые коэффициенты важности критериев ЭСО α_i и ПЭ α_l , найденные с учетом требований п. 1—5 по алгоритму [8], отражают структуру критериальных вкладов сторон в компромиссное решение. При этом

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i + \sum_{l=1}^m \alpha_l = 1. \quad (1)$$

Формула компромиссного решения записывается в виде скалярной модели МО:

$$\varphi^* = \sum_{i=1}^n \alpha_i \varphi_i(P^*) + \sum_{l=1}^m \alpha_l \varphi_l(P^*), \quad (2)$$

где $\varphi_i(P^*)$, $\varphi_l(P^*)$ — компромиссные значения критериев ЭСО и ПЭ, соответственно; P^* — компромиссное значение параметра МО.

Так как по условию п. 2 значения критериев в формуле (2) являются разноразмерными, то переход к их стоимостному выражению производится через известные директивные стоимостные показатели β , определенные для отдельных регионов или отраслей промышленности. Если, например, критерий характеризует потери активной мощности в сети, то $\beta = c_0$ и выражается в руб./кВт; если отклонение напряжения, то

β определяется значением удельного ущерба от отклонения напряжения ($\beta = u$) и выражается в руб./кВт·ч) (%)² и т.д. Тогда полная стоимость компромиссного решения определится как сумма стоимостей критериев ЭСО и ПЭ по параметру компромисса

$$3^* = \sum_{i=1}^n \beta_i \alpha_i \varphi_i(P^*) + \sum_{l=1}^m \beta_l \alpha_l \varphi_l(P^*). \quad (3)$$

Произведения $c_i = \beta_i \alpha_i$ и $c_l = \beta_l \alpha_l$ назовем удельными критериальными стоимостными показателями (критериальными тарифами). Как видно, эти показатели имеют двойственную природу. Через показатель β реализуется требование п. 3 о директивности и универсальности критериального тарифа, т.е. β рассматривается как адаптивный показатель общесистемного уровня. Величина α адаптирует критериальный тариф c к конкретным состояниям и условиям функционирования договаривающихся сторон.

Под высоким уровнем формализации основных решающих правил МО (п. 4) понимается возможность автоматизированного построения компромиссной области решений по критериям верхнего уровня, нахождения решений в компромиссной области с использованием критериев нижнего уровня, определения весовых коэффициентов важности критериев. Автоматизированным должен быть и предварительный этап оптимизации по отдельным критериям.

В соответствии с требованием п. 1 и метода МО поиск компромиссного решения осуществляется в координатах главных целевых условий φ_i . При построении зависимостей целевых условий от параметров оптимизации требуется многократное решение однокритериальных оптимизационных задач как по совокупности рассматриваемых критериев, так и по каждому критерию в отдельности.

Второе условие множественности оптимизационных расчетов связано с требованием п. 5 о необходимости оперативного определения путем «обратного хода» условно-оптимальных значений критериев при отклонении фактических параметров оптимизации от компромиссных. Для исключения множественности расчетов по второму условию применен метод динамического программирования, позволяющий определить условно-оптимальную эквивалентную характеристику каждого целевого условия за один оптимизационный цикл в виде зависимости $\varphi_3(P_3)$, критериальное значение которого подставляется в формулу компромисса (3):

$$3^* = \sum_{i=1}^n \beta_i \alpha_i \varphi_{i3}(P_3) + \sum_{l=1}^m \beta_l \alpha_l \varphi_{l3}(P_3), \quad (4)$$

где P_3^* — компромиссное значение параметра на

множестве значений эквивалентных характеристик $\varphi_3(P_3)$.

Если на границе балансового разграничения поддерживается значение компромиссного параметра P_3^* , то скидки и надбавки не назначаются. Если фактическое значение параметра отличается от компромиссного, то в соответствии с эквивалентными характеристиками $\varphi_3(P_3)$ численные значения одних критериев возрастут, а других — уменьшатся. Однако в целом суммарные затраты в соответствии с формулой (4) возрастут. Определение значения скидки или надбавки к тарифу сводится к сравнению стоимостных балансов критериев верхнего и нижнего уровней по формуле (4) при отклонении фактического параметра от компромиссного:

$$\left. \begin{aligned} \Delta Z_i &= \sum_{i=1}^n Z_i - \sum_{i=1}^n Z_i^* ; \\ \Delta Z_l &= \sum_{l=1}^m Z_l - \sum_{l=1}^m Z_l^* ; \\ \pm H &= \Delta Z_i - \Delta Z_l . \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Плюс означает надбавку для ПЭ, а минус — для ЭСО. Из (5) видно, что ЭСО и ПЭ должны полностью компенсировать издержки друг друга при нарушении условий договора по поддержанию компромиссного параметра.

Критериальные тарифы с через структуру весовых коэффициентов α в формуле (1) определяют информационный образ систем ЭСО и ПЭ по качеству электроснабжения и обосновывают применение количественной теории ценности информации при их прогнозировании [9]. Для учета динамики вводится критерий минимума энтропии и доказывается, что прогнозное значение критериального тарифа может быть определено через приращение показателя ценности информации G_{t+1} при переходе системы в новое состояние (системное свойство динамичности):

$$c_{t+1} = \alpha_t \beta_t G_{t+1}, \quad (6)$$

где α_t, β_t — показатели t -го временного состояния; c_{t+1}, G_{t+1} — значение критериального тарифа и приращение ценности информации $(t+1)$ -го временного состояния.

Выводы. 1. Метод определения скидок и над-

бавок к тарифу за КРМ и КЭ достаточно полно может быть реализован на основе сбалансированной системной модели компромисса.

2. Информационное и техническое обеспечение системной модели в перспективе должно базироваться на элементной базе АСУ электроснабжения.

3. В качестве договорных показателей следует учитывать значения параметров компромисса КЭ и КРМ, эквивалентные критериальные функции ЭСО и ПЭ и весовые коэффициенты важности критериев.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Железко Ю.С. Совершенствование тарифов в части скидок и надбавок за компенсацию реактивной мощности и качество электроэнергии. — Промышленная энергетика, 1988, № 7.
2. Поддубных Л.Ф. О новом подходе к определению скидок и надбавок за компенсацию реактивной мощности и качество электроэнергии. — Промышленная энергетика, 1991, № 12.
3. Зыкин Ф.А. Определение степени участия нагрузок в снижении качества электроэнергии. — Электричество, 1992, № 11.
4. О совершенствовании тарифов в части скидок и надбавок за компенсацию реактивной мощности и качество электроэнергии: Дискуссия. — Промышленная энергетика, 1990, № 1.
5. Липский А.М. Качество электроснабжения промышленных предприятий. — Одесса: Вища школа, 1985.
6. Веников В.А. Системный подход к проблемам электроэнергетических систем. — Электричество, 1985, № 6.
7. Борисов Р.И., Поддубных Л.Ф. Размещение источников реактивной мощности на основе многоцелевой оптимизации. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 4.
8. Борисов Р.И., Поддубных Л.Ф. Многоцелевая оптимизация размещения конденсаторных батарей с учетом динамики их развития. — Промышленная энергетика, 1986, № 4.
9. Поддубных Л.Ф. Информационная оценка динамики критериальных тарифов на качество электроснабжения. — Изв. вузов. Энергетика, 1991, № 11.

[12.04.93]

Автор: Поддубных Леонид Федорович окончил электротехнический факультет Абаканского филиала Красноярского политехнического института (ПИ) в 1981 г. В 1987 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Многоцелевая оптимизация компенсации реактивных нагрузок распределительных электрических сетей» в Новочеркасском ПИ. Доцент Хакасского ПИ (г. Абакан).

Гистерезисные электрические машины с ротором из высокотемпературных сверхпроводников

КОВАЛЕВ Л.К., ИЛЮШИН К.В., ПЕНКИН В.Т., КОВАЛЕВ К.Л.

Рассматривается новый класс электрических машин, принцип действия которых основан на использовании явлений гистерезиса в массивных высокотемпературных сверхпроводниках. Изложены теория и результаты расчета электромагнитных процессов и параметров таких машин при работе в генераторном и двигательном режимах. Оценивается влияние условий охлаждения сверхпроводникового ротора на параметры машины. Описаны конструкция и экспериментальные характеристики погружного азотного сверхпроводникового двигателя. Проведено сопоставление характеристик исследуемого двигателя с характеристиками электрических двигателей традиционного исполнения. Определены области возможного использования рассматриваемых машин в электроэнергетике и аэрокосмической технике.

Введение. В настоящее время интенсивно разрабатываются криогенные электромеханические преобразователи с водородным и азотным охлаждением на основе высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) [1—3]. Проекты синхронного генератора мощностью 0,7 МВ А и униполярного двигателя с проводниками обмоток индуктора из ВТСП описаны в [4, 5]. В [6] приводятся схема и характеристики синхронного двигателя мощностью 11,5 кВт с массивными элементами из ВТСП на роторе, работающего в режиме «вмороженного магнитного потока». Реализацию этих проектов сдерживают технологические трудности создания на базе ВТСП проводов и массивных элементов с высокой токонесущей способностью [7, 8].

К новому перспективному классу электромеханических преобразователей с массивным ротором из ВТСП относятся гистерезисные машины (ГМ) [9—11]. Гистерезисные явления в современных ВТСП определяются как транспортными, так и внутригранульными токами [7, 8], поэтому требования к токонесущей способности массивных ВТСП для элементов ГМ могут быть заметно снижены [11]. Данное обстоятельство позволяет ожидать техническую реализацию таких машин в самом ближайшем будущем. Гистерезисные машины на ВТСП с водородным и азотным охлаждением обратимы и могут работать как двигателями (ГД), так и генераторами (ГГ); они найдут применение в криогенной электроэнергетике и аэрокосмической технике.

Например, в двигательном режиме погружные ГМ могут использоваться для привода насосов, перекачивающих криогенные жидкости. Перспективно применение ГМ как гидродвигателей в

The novel sort of electrical machines is considered. The operating of these machines is based on the hysteresis phenomenon into the bulk high temperature superconductors. The theory and the calculation results of electromagnetic process and parameters of these machines for generator and motor regimes are presented. The cooling condition influence of superconducting rotor is evaluated for the machine parameters. The experimental results and design of nitrogen superconducting motor are described. The comparative analysis of investigated superconducting motor performances with the same one for electrical motors of traditional design has been done. The possible application regions of considered machines in aeronautical and on-land apparatuses are defined.

сверхпроводниковых гироскопах [10]. Специальные конструкции ГД с заторможенным ротором из ВТСП могут применяться в качестве устройств для измерения составляющих энергии гистерезисных потерь в массивных ВТСП от транспортных и внутригранульных токов.

Обзор литературы показал, что данные о достаточно полных исследованиях процессов в активной зоне ГМ на ВТСП отсутствуют. В настоящей статье приведены результаты новых теоретических и экспериментальных исследований электродинамических процессов и гистерезисных явлений в массивных ВТСП с учетом структуры используемых материалов и вида поляризации переменных магнитных полей в активной зоне машины; изложены теория и результаты расчета электромагнитных процессов и параметров ГМ на ВТСП при работе в генераторном и двигательном режимах; даются оценки влияния охлаждения на параметры ГМ; описаны конструкция и характеристики экспериментального погружного ГД на ВТСП, а также проведено сопоставление параметров ГД на ВТСП с характеристиками электрических двигателей традиционного исполнения.

Конструктивная схема и принцип действия. Обозначения основных размеров ГМ на ВТСП показаны на рис 1,а. Активные элементы из ВТСП могут быть выполнены в виде тонкостенных цилиндров, стержней или пленочных покрытий (рис. 1,б). Для интенсивного охлаждения ротора в ГМ предусмотрены специальные каналы. Вращающееся магнитное поле создается m -фазной $2p$ -полюсной обмоткой статора. Это поле проникает в элемент из ВТСП и индуцирует в нем пространственно распределенные плотности

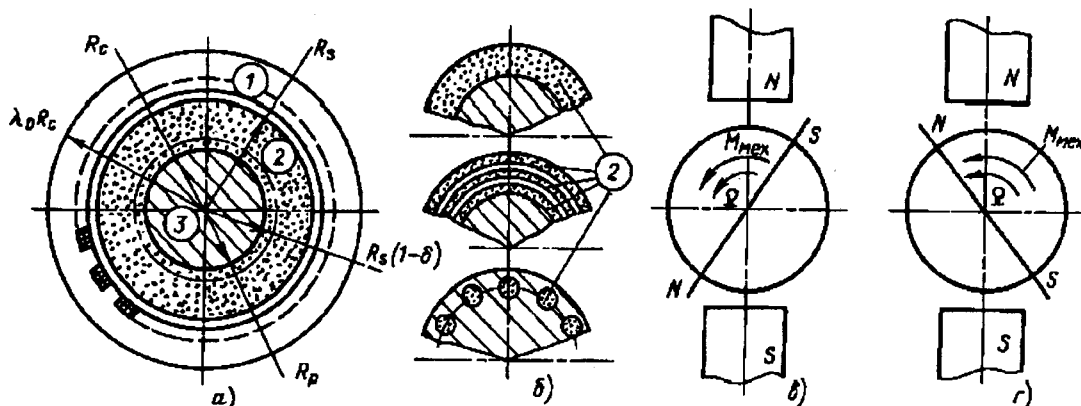


Рис. 1. Устройство ГМ на ВТСП (а): 1 — многофазный статор с шихтованным ярмом; 2 — элементы ротора из ВТСП; 3 — шихтованный сердечник ротора; основные типы элементов (б); образование вращающего момента в электродвигателях обычной конструкции (в) и ГД на ВТСП (г)

транспортных J_t и внутригранульных J_s токов. В отличие от обычных конструкций двигателей (синхронных или асинхронных) (рис. 1,б) в ГД на ВТСП механический момент $M_{\text{мех}}$ обусловлен эффектом «отталкивания» вращающимся магнитным полем магнитных полюсов, формируемых в роторе из ВТСП системами токов с плотностями J_t и J_s (рис. 1,г). Ниже будет показано, что крутящий момент связан с наличием петли гистерезиса в ВТСП материале, что и определяет выбор названия рассматриваемого класса машин. В качестве основного расчетного варианта выбрана схема машины с ВТСП ротором в виде тонкостенного цилиндра. Определение параметров ГМ с другими вариантами ВТСП элементов сводится к расчету базовой схемы [10].

Современные ВТСП на основе иттриевых и висмутовых керамик имеют поликристаллическую структуру [7, 8]. Отдельные кристаллы (сверхпроводниковые гранулы) в этих керамиках разделены тонкими промежутками. Форма и размеры СП гранул определяются типом керамики и технологией изготовления массивных образцов ВТСП. Плотности J_t и J_s зависят от ориентации и уровня напряженности внешнего магнитного поля H . Низкие значения тока J_t по сравнению с током J_s в иттриевых керамиках объясняются механизмом слабых джозефсоновских связей СП гранул [7]. Для увеличения J_t разрабатываются специальные технологии, при которых происходит частичное сращивание СП гранул.

При индукциях магнитного поля ($B \approx 0,3...1,5$ Тл), типичных для электромеханических преобразователей, выбор моделей электромагнитных и гистерезисных явлений определяется параметром $\xi = J_t \Delta / (J_s a)$, характеризующим относительную токонесущую способность ВТСП. Здесь Δ и a — характерные размеры образца ВТСП и СП гранулы соответственно. Для ВТСП с $\xi \gg 1$ электромагнитные и гистерезисные явления доста-

точно хорошо описываются на основе моделей Бина для критических СП токов [7]. Примером материалов с $\xi \gg 1$ могут служить иттриевые керамики с высокой концентрацией СП фазы ($K_s \approx 1$) и малыми размерами СП гранул. Для ВТСП с $\xi \ll 1$ электромагнитные и гистерезисные явления могут быть определены на основе приближенных моделей среды из слабосвязанных СП гранул [7, 8]. Примером ВТСП с $\xi \ll 1$ являются иттриевые керамики с большими размерами СП гранул ($a \approx 50...100$ мкм), полученные спеканием крупнодисперсных порошков. Для ВТСП с $\xi \approx 1$ необходимо использовать обобщенные модели, учитывающие плотности токов J_t и J_s .

Электродинамика массивных ВТСП с высокой токонесущей способностью ($\xi \gg 1$). Распределения магнитной индукции B , плотности тока J_t , а также удельных гистерезисных потерь Q на один цикл перемагничивания в массивных элементах ВТСП с $\xi \gg 1$ при магнитных полях с линейной, круговой и эллиптической поляризацией могут быть найдены как решения объемных электродинамических задач с использованием модели Бина для J_t [12]. Для полей с линейной поляризацией решения этих задач известны и приведены в [12—14]. В качестве расчетных элементов рассмотрим пластины, цилиндры и сфероиды из ВТСП.

Пластины из ВТСП. В общем случае при эллиптической, круговой и линейной поляризации внешнего поля B распределения $B(B_x, B_y)$ и $J_t(J_{tx}, J_{ty})$ в предположении $J_t = \text{const}$ можно найти из решения уравнений Максвелла [12]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial B_x}{\partial z} &= \mu_0 J_{ty}; \\ \frac{\partial B_y}{\partial z} &= -\mu_0 J_{tx}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial z} &= -\frac{\partial B_y}{\partial t}; \\ \frac{\partial E_y}{\partial z} &= -\frac{\partial B_x}{\partial t}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

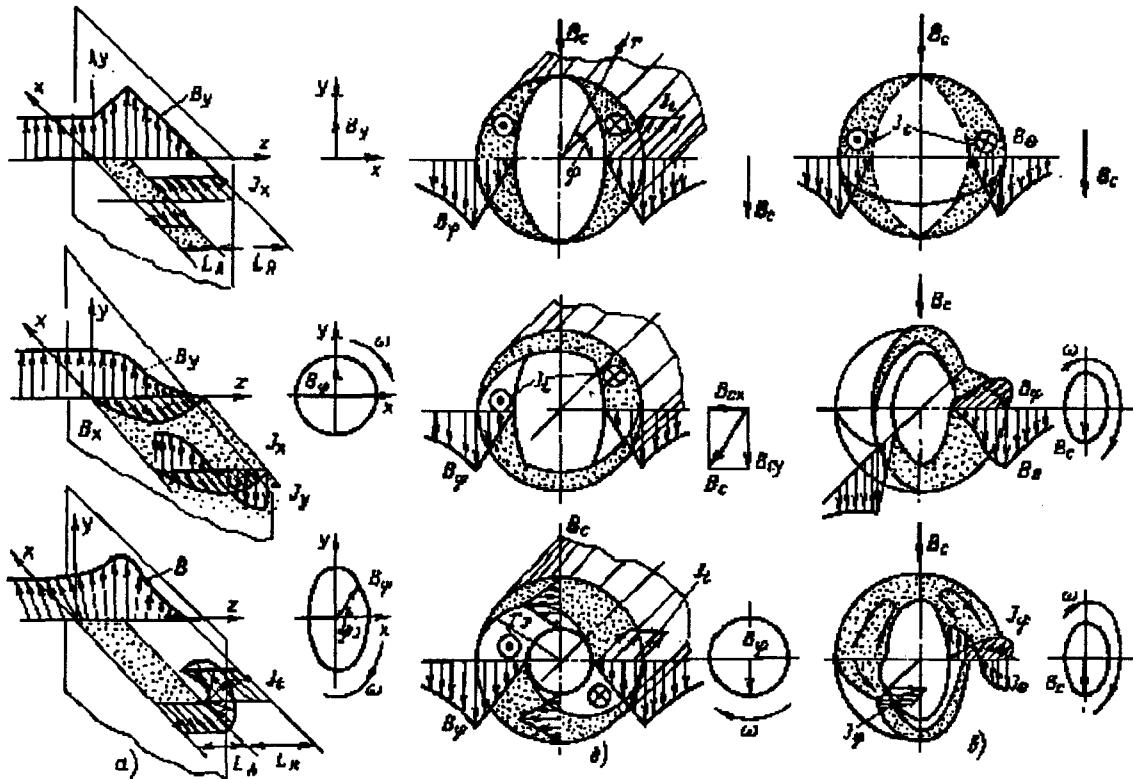


Рис. 2. Распределения магнитной индукции и плотности транспортного тока при $\xi \gg 1$ в ВТСП в полях различной поляризации: а — в пластинах; б — в цилиндрах; в — в объемах внутри сфероидов

$$\left. \begin{aligned} J_{tx} &= J_t \cos \varphi_J; \\ J_{ty} &= J_t \sin \varphi_J, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где E_x, E_y — компоненты вектора напряженности электрического поля; φ_J — угол поворота вектора J_t и B_φ относительно оси x (рис. 2,а).

Граничные условия для уравнений (1)–(3) имеют следующий вид [12]:

$$B = B_c \text{ и } J_t \frac{\partial B}{\partial t} = 0 \text{ при } z = 0; \quad (4)$$

$$E = 0 \text{ и } B_A = B_r \text{ при } z = L_A; \quad (5)$$

$$B = 0 \text{ при } z = \delta \Delta. \quad (6)$$

Условия (4) соответствуют непрерывности индукции магнитного поля и ортогональности приращения векторов $\partial \mathbf{B} / \partial t$ и \mathbf{J}_t на СП границе. Условия (5) определяют отсутствие электрического поля и непрерывность магнитной индукции на подвижной границе L_A , отделяющей активную зону $0 \leq z \leq L_A$, где происходит движение магнитного потока в текущем цикле перемагничивания, от «реликтовой» зоны $L_A \leq z \leq \delta \Delta$, занятой стационарным магнитным полем $\mathbf{B}(z)$ предыдущих циклов перемагничивания (см. верхнюю и нижнюю эпюры на рис. 2,а). Параметр δ определяет относительное значение глубины проникновения магнитного поля в пластину толщиной 2Δ . Условие (6) соответствует полному затуханию маг-

нитного поля на глубине проникновения. Компоненты магнитной индукции внешнего эллиптически поляризованного поля могут быть представлены в виде $B_x = B_1 \cos \omega t$, $B_y = B_2 \sin \omega t$, где B_1 и B_2 — амплитуды магнитной индукции по осям x и y ; ω — угловая частота. При $B_2 > B_1 \neq 0$ аналитические решения задачи (1)–(4) записываются в виде [11]:

$$\left. \begin{aligned} J_{tx} &= \frac{J_t B_2 \cos [\omega t - z/c_i(t)]}{[B_2^2 \cos^2(\omega t - z/c_i) + B_1^2 \sin^2(\omega t - z/c_i)]^{1/2}}; \\ J_{ty} &= \frac{J_t B_1 \sin [\omega t - z/c_i(t)]}{[B_2^2 \cos^2(\omega t - z/c_i) + B_1^2 \sin^2(\omega t - z/c_i)]^{1/2}}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} B_x &= B_1 \cos(\omega t) + \frac{c_i \mu_0 J_t B_1}{\sqrt{B_2^2 - B_1^2}} \left\{ \operatorname{Arsh} \left[\frac{\sqrt{B_2^2 - B_1^2}}{B_1} \times \right. \right. \\ &\quad \times \cos \left(\omega t - \frac{z}{c_i} \right) \left. \right] - \operatorname{Arsh} \left[\frac{\sqrt{B_2^2 - B_1^2}}{B_1} \cos(\omega t) \right] \left. \right\}; \\ B_y &= B_2 \sin(\omega t) + \frac{c_i \mu_0 J_t B_2}{\sqrt{B_2^2 - B_1^2}} \left\{ \arcsin \left[\frac{\sqrt{B_2^2 - B_1^2}}{B_2} \times \right. \right. \\ &\quad \times \sin \left(\omega t - \frac{z}{c_i} \right) \left. \right] - \arcsin \left[\frac{\sqrt{B_2^2 - B_1^2}}{B_2} \sin(\omega t) \right] \left. \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Здесь c_i — значения констант в активной ($i=1$) и «реликтовой» ($i=2$) зонах соответственно, которые определяются из граничных условий задачи

Таблица 1

Элементы	Поляризация	Параметры	$q=Q/[B_p^2/2\mu_0]$	
			$\beta=B_2/B_p \leq 1$	$\beta \geq 1$
Пластины	Линейная $B_1=0, B_2>0$	$B_p=\mu_0 J_t \Delta$	$q=\frac{4}{3}\beta^3, \delta=\beta$	$q=\frac{4}{3}(3\beta-2)$
	Круговая $B_1=B_2>0$	$B_p=\frac{2}{\pi}\mu_0 J_t \Delta$	$q=4\beta^3$	$q=4(3\beta-2)$
	Эллиптическая $B_2 \geq B_1 > 0$	$\varepsilon=B_1/B_2$ $B_p=\eta\mu_0 J_t \Delta$	$q=\frac{4}{3}(1+\varepsilon+\varepsilon^2)\beta^3$ $\eta=\frac{2}{\pi} \frac{\arcsin \sqrt{1-\varepsilon^2}}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}$	$q=\frac{4}{3}(1+\varepsilon+\varepsilon^2) \times (3\beta-2)$
Тонкостенные цилиндры	Линейная $B_1=0, B_2>0$	$B_p=\frac{\mu_0 J_t R_s \delta_*}{2}$	$q=\frac{16}{3}\beta^2(1-\beta/2)$	$q=\frac{16}{3}(\beta-1/2)$
	Круговая $B_1=B_2>0$	$G=\frac{1-k_p \left(\frac{R_p}{R_s}\right)^{2p}}{1+k_p \left(\frac{R_p}{R_s}\right)^{2p}}$ $B_p=\frac{\mu_0 J_t R_s \delta_*}{2}$	$q=\frac{16}{3}\beta^3$ $(\beta=I_c/I)$	$q=\frac{8}{3}\{[1-1/(Gp)] + [1+1/(Gp)]\eta\}$ $\eta=1+G_0 G(\beta-1)$
Объем, ограниченный сфероидом	Линейная $B_1=0, B_2>0$	$\varepsilon=0,3; \eta=1$ $B_p=\frac{2}{3}\mu_0 J_t a$	$q=18\eta\varepsilon \left(1-\frac{4}{15\varepsilon}\beta + \frac{1}{4}\beta^2\right)\beta^3$	$q=18\eta\varepsilon \left(\frac{5}{4}-\frac{4}{15\varepsilon}\right) + 6\eta\varepsilon[\beta-1]$
	Круговая $B_1=B_2>0$	$\varepsilon=0,45, \eta=\frac{\pi}{2}$ $B_p=\frac{4}{3\pi}\mu_0 J_t a$		

(5), (6). В «реликтовой» зоне распределения поля (8) стационарны и соответствуют амплитуде B_2 на поверхности пластины из ВТСП. Значения c_2 и δ в этой зоне находят из условия (6) при $\omega t=\pi/2$:

$$c_2 = \delta \Delta / \pi; \quad (9)$$

$$\delta = \frac{\pi \sqrt{B_2^2 - B_1^2}}{2\mu_0 J_t \Delta \arcsin(\sqrt{B_2^2 - B_1^2}/B_2)}. \quad (10)$$

Мгновенные значения $c_1(t)$ и $L_A(t)$ определяются из системы трансцендентных уравнений, соответствующих граничному условию (5).

При $B_2 \neq 0$ и $B_1=0$ решения (7), (8) переходят в известные распределения J_t и B для случая линейной поляризации поля B_c [12]. Если $B_1=B_2 \neq 0$, решения (7), (8) переходят в распределения J_t и B для случая круговой поляризации внешнего поля B_c [11]:

$$\dot{B}(z,t)=B_x+jB_y=B_1 \cos(z/2c) \exp[j(\omega t - z/2c)]; \quad (11)$$

$$\dot{J}_t(z,t)=J_{tx}+jJ_{ty}=J_t \exp[j(\omega t - z/c)], \quad (12)$$

где $c=\delta\Delta/\pi$; $\delta=\pi B_1/(2\mu_0 J_t \Delta)$ — относительная глубина проникновения поля B при $B_1=B_2$; $j=\sqrt{-1}$ — мнимая единица.

Соответствующие распределения E находятся

интегрированием уравнений (2) с учетом (5), (7), (8). Относительная удельная энергия гистерезисных потерь q на один цикл перемагничивания определяется из соотношения [13]:

$$q = \frac{2\mu_0 Q}{B_p^2} = \frac{2\mu_0}{B_p^2 \Delta} \int_0^T dt \int_0^{L_A} E J_t dz,$$

где B_p — магнитная индукция внешнего поля, при которой происходит полное проникновение поля в пластину ($\delta=1$); $T=2\pi/\omega$ — период цикла перемагничивания; Q — энергия удельных гистерезисных потерь на единицу объема.

Аналитические выражения для q , B_p и δ в пластине с $\xi \gg 1$ при линейной, круговой и эллиптической поляризациях приведены в табл. 1. На рис. 2,а показаны эпюры распределения J_t и B в ВТСП с $\xi \gg 1$ при $\beta=B_2/B_p < 1$. Согласно этим эпюрам при линейной поляризации B и J_t в зоне проникновения магнитного поля описываются соответственно кусочно—линейными и кусочно—постоянными функциями [12]. При круговой поляризации B и J_t описываются винтовыми линиями, при эллиптической поляризации — сложными кривыми на развертывающихся геликоидных поверхностях. Из табл. 1 следует, что вид поляризации существенно влияет

на q и δ . Полученные результаты для пластин могут быть использованы при расчете параметров торцевых ГМ с дисковым ротором из ВТСП.

Цилиндры из ВТСП. Для вращающихся магнитных полей $B_1=B_2 \neq 0$ распределения индукции B_s , обусловленной плотностью тока J_t , могут быть найдены из решения уравнений векторного потенциала A_s [10]:

$$\begin{aligned} \nabla^2 A_s &= -\mu_0 J_t \chi(r, \varphi); \\ B_s &= \text{rot}(A_s Z^0); \\ \chi &= \begin{cases} 1 & \text{при } r_J < r < R_s; \\ -1 & \text{при } R_s(1-\delta) < r < r_J. \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

Здесь ∇ — набла; $r_J = r_J(\varphi)$ — неизвестная граница раздела токовых зон, подлежащая определению в процессе решения задачи (рис. 2,б); $\omega = s\omega/p$ — угловая скорость вращения внешнего магнитного поля относительно токнесущего цилиндра из ВТСП; s — скольжение ротора; $r, \varphi = (\varphi - \omega t)p$ — цилиндрическая система координат, связанная с вращающимся магнитным полем; p — число пар полюсов; Z^0 — орт.

Основная гармоника векторного потенциала A_c , обусловленная магнитным полем m — фазного статора, определяется в приближении токового слоя (рис. 1,а) как [15]:

$$A_c = \frac{m\mu_0 \omega I_a}{2\pi p} k_0 \left(\frac{r}{R_c}\right)^p \frac{[1+k_p(R_p/r)^{2p}](1+k\lambda_1)}{1-k_p k_c \lambda_1 (R_p/R_c)^{2p}} \cos \varphi, \quad (14)$$

где w — число витков фазы; $I_a = \sqrt{2} I_c$, I_c — амплитудное и действующее значения тока фазы; $k_p = (\mu_{rp} - 1)/(\mu_{rp} + 1)$, $k_c = (\mu_{rc} - 1)/(\mu_{rc} + 1)$, $\lambda_1 = (1 - \lambda_0^2 p)/(1 - k_c \lambda_0^2 p)$ — коэффициенты, учитывающие магнитные свойства сердечников статора и ротора, а также относительную толщину ярма статора $\lambda_0 = R_{c1}/R_c$; μ_{rp} и μ_{rc} — относительные магнитные проницаемости магнитных материалов ярма и сердечника; k_0 — обмоточный коэффициент обмотки статора.

Для тонкостенных цилиндров с $\delta_* = \Delta/R_s \ll 1$ результирующее вращающееся магнитное поле $B = B_c + B_s$ на внешней границе цилиндра, определяемой радиусом R_s , представляет собой при $\beta < 1$ гармоническую бегущую волну $B_r = O(\delta_*) B_\varphi$ и $B_\varphi = k B_1 \cos \varphi$, где $k=2$ — фактор размагничивания цилиндра [16]. Это позволяет определить $r_J(\varphi)$ с точностью до $O(\delta_*^2)$ из решения задачи (1), (3) для пластины в бегущем магнитном поле $B_{cy} = 2B_1 \cos(\omega t - \varphi)p$ как

$$r_J(\varphi) = R_s [1 - \delta \cos^2(p\tilde{\varphi}/2)]. \quad (15)$$

В этом случае связь между угловой координатой φ на поверхности цилиндра и линейной координатой вдоль пластины x задается соотношением

$\varphi = x/R_s$; $\delta = \delta_*$ — относительная глубина проникновения поля в цилиндр из ВТСП.

При заданной функции $r_J(\varphi)$ решение задачи (13) для A_s в зазоре машины строится с помощью функции Грина [15], учитывающей граничные условия на ненасыщенных ферромагнитных элементах машины (ярме статора и сердечнике ротора) (рис. 1,а). Для $J_t = \text{const}$ основная гармоника A_s с точностью до членов $O(\delta_*^2)$ может быть представлена в виде:

$$A_s = \frac{\mu_0 J_t R_s^2 \delta}{2p} \frac{Q^\pm(R_p, r, R_c)}{1 - k_p k_c \lambda_1 (R_p/R_c)^{2p}} \left(\frac{r}{R_s}\right)^{\pm p} \cos \varphi; \quad (16)$$

$$Q^+ = [1 + k_p (R_p/r)^{2p}] [1 + k_c \lambda_1 (R_s/R_c)^{2p}];$$

$$Q^- = [1 + k_p (R_p/R_s)^{2p}] [1 + k_c \lambda_1 (r/R_c)^{2p}].$$

Верхние индексы «+» и «-» относятся соответственно к областям $R_p \leq r < R_s(1-\delta)$ и $R_s(1-\delta) < r \leq R_s$. Значения δ при $\beta \leq 1$ находят из условия отсутствия магнитного поля во внутренней области цилиндра из ВТСП:

$$A_s^+ + A_c^+ = \text{при } R_p \leq r < R_s(1-\delta). \quad (17)$$

Последнее условие позволяет определить зависимость δ от тока фазы I_c :

$$\delta = \delta_* \beta \quad \text{при } \beta = I_c/I \leq 1, \quad (18)$$

где

$$I = \frac{\pi J_t R_s^2 \delta_*}{\sqrt{2} m w k_0} \frac{1}{k_{sc}^2} \left(\frac{R_c}{R_s}\right)^p; \quad (19)$$

$$k_{sc} = \left(\frac{R_s}{R_c}\right)^p \left\{ \frac{[1 + k_s (R_p/R_s)^{2p}] (1 + k_c \lambda_2)}{[1 + k_p (R_p/R_c)^{2p}] [1 + k_c \lambda_1 (R_s/R_c)^{2p}]} \right\}^{1/2}. \quad (20)$$

Здесь I — действующее значение тока фазы, при котором относительная глубина проникновения магнитного поля равна относительной толщине тонкостенного цилиндра δ_* ; k_{sc} — коэффициент магнитной связи обмоток статора с ротором из ВТСП.

Распределение суммарного магнитного поля внутри цилиндра из ВТСП при $\delta_* \ll 1$ определяется с точностью $O(\delta_*^2)$ из решения уравнения для $A = A_c + A_s$ в приближении токового слоя $\partial^2 A / \partial r^2 = -\mu_0 J_t \chi$. С учетом непрерывности A и $\partial A / \partial r$ на границах зоны проникновения поля в ВТСП (R_s и $R_s(1-\delta)$) решение для A при $\beta \leq 1$ имеет вид:

$$A = -\mu_0 J_t R_s^2 y_*^2 / 2 \quad \text{при } 0 < y_* < \delta \sin^2(\tilde{\varphi}/2);$$

$$A = -\mu_0 J_t R_s^2 [y_*^2 / 2 - (\delta \sin^2 \tilde{\varphi} / 2 - y_*)^2] \quad \text{при}$$

$$\delta > y_* > \delta \sin^2(\tilde{\varphi}/2). \quad (21)$$

Здесь $y_* = [r - (R_s - \delta)]/R_s$ — безразмерная радиальная координата.

При $\beta > 1$ распределение A' в цилиндре записывается в соответствии с [10]:

$$A' = A_c^+ (\beta - 1) + A_{\delta=\delta_*}. \quad (22)$$

Распределения $B = \text{rot } A Z^0$ и $E_s = -Z^0 \partial A / \partial t$ находятся дифференцированием (21), (22). Относительное значение энергии удельных гистерезисных потерь на один цикл перемагничивания определяется из соотношения [12]:

$$q = \frac{2\mu_0 Q}{B_p^2} = \frac{2\mu_0}{B_p^2 \pi R_s^2 \delta_*} \int_0^T dt \int_0^\pi d\varphi \int_{R_s(1-\delta)}^{R_s} J_t E_s r dr.$$

Зависимости q и B_p для цилиндра во вращающемся и линейно поляризованном магнитном поле приведены в табл. 1, где параметр G_o вычисляется по формуле:

$$G_o = \frac{[1 + k_p (R_p/R_s)^2] [1 + k_c \lambda_1 (R_s/R_c)^2]}{1 - k_p k_c \lambda_1 (R_p/R_c)^2}.$$

Распределения B_r и J_t в цилиндрах из ВТСП при различной поляризации внешнего магнитного поля и $\beta \leq 1$ показаны на рис. 2,б. При линейной поляризации $J_t \delta$ распределяется по косинусоидальному закону. В зонах проникновения B_φ описывается кусочно-линейными функциями (верхняя эпюра на рис. 2,б). В средней части рис. 2,б показаны более сложные распределения J_t в цилиндрическом ВТСП, находящемся в постоянном поперечном поле B_{cy} при наложении нарастающего во времени поля с индукцией $B_{cx}(t)$. Эти распределения качественно соответствуют начальному этапу формирования токовых зон во вращающемся магнитном поле [10]. При дальнейшем изменении магнитного поля распределения B и J_t в ВТСП становятся симметричными (нижняя эпюра на рис. 2,б). Они характеризуются постоянной глубиной проникновения $\delta = B_c/B_p$ и неподвижной относительно поля B_c криволинейной границей раздела токовых зон. Полученные зависимости q и B_p в тонкостенных цилиндрах из ВТСП для вращающихся магнитных полей могут использоваться при расчете ГМ с цилиндрическим ротором из ВТСП, имеющего параметр $\xi \gg 1$.

Сфероиды из ВТСП. При малых глубинах проникновения распределения мгновенных значений магнитной индукции на поверхности сфероидов с точностью до $O(\delta^2)$ совпадают с распределениями индукции на поверхности идеального диамагнитного шара ($\mu_r = 0$) [16]:

$$B_r \approx 0(\delta); B_\varphi \approx 0(\delta); B_\theta = k B_c(t) \sin \theta, \quad (23)$$

где $B_c(t)$ — мгновенное значение магнитной индукции на бесконечности; $k = 3/2$ — фактор размагничивания для шара [16].

Поскольку индукция в (23) направлена по касательной к сферической поверхности, локальные гистерезисные явления при $\delta \ll 1$ в шаре с точностью до $O(\delta^2)$ аналогичны процессам в пластине из ВТСП. Это позволяет определить относительные гистерезисные потери в шаре за один цикл перемагничивания путем усреднения по объему эквивалентных значений удельной энергии гистерезисных потерь q_e в плоской пластине [11]:

$$q = \frac{1}{V} \int_V q_e dV \approx 3 \int_0^{\pi/2} q_e \delta \left(1 - \delta - \frac{\delta \theta}{3}\right) \sin \theta d\theta, \quad (24)$$

где $V = 4\pi a^3/3$ — объем шара радиуса a ; $\delta_\theta(\theta)$ — относительная глубина проникновения; q_e — эквивалентная энергия гистерезисных потерь в пластине, локализованная в пределах δ_θ . Сферическая система координат r, φ, θ в (24) ориентирована по оси симметрии распределения токов J_t в объеме сфероидов (в пульсирующем внешнем поле — по вектору B_c , во вращающемся магнитном поле B_c — перпендикулярно плоскости вращения B_c).

Для линейно поляризованного внешнего поля B_c при $\beta = B_c/B_p \leq 1$ значение q_e/δ_θ , где q берется по табл. 1, составляет

$$q_e = \frac{2\mu_0}{B_p^2} \begin{cases} \frac{2B_{2\theta}^3}{3\mu_0^2 J_t \delta_\theta a} & \text{при } a(1-\delta) < r < a; \\ 0 & \text{при } r < a(1-\delta). \end{cases} \quad (25)$$

Здесь $B_{2\theta} = (3/2) B_c \sin \theta$ — амплитуда индукции магнитного поля на поверхности сфероидов; $B_p = (2/3) \mu_0 J_t a$ — амплитуда индукции внешнего поля при его проникновении в объем сфероидов; $\delta_\theta = \beta \sin \theta$ — текущее значение относительной глубины проникновения поля в точках (r, φ, θ) сфероидов при $\beta = B_c/B_p \leq 1$.

Для вращающихся внешних магнитных полей B_c значения q_e и $\delta(\theta)$ определяются на основе соответствующих выражений для пластины в эллиптически поляризованных магнитных полях ($B_{1\theta} = (3/2) B_c \cos \theta$, $B_{2\theta} = (3/2) B_c$, $\varepsilon = \cos \theta$) [см. табл. 1 и соотношения (10) для δ]:

$$q_e = \frac{2\mu_0}{B_p^2} \begin{cases} \frac{\pi B_{2\theta}^3}{3\mu_0^2 J_t \delta_\theta a} (1 + \varepsilon + \varepsilon^2) \frac{\sin \theta}{\theta} & \text{при } a(1-\delta) < r < a; \\ 0 & \text{при } r < a(1-\delta); \end{cases} \quad (26)$$

$$\delta_\theta(\theta) = \frac{3\pi B_c}{4\mu_0 J_t a} \frac{\sin \theta}{\theta} = \beta \frac{\sin \theta}{\theta}. \quad (27)$$

Амплитуда магнитной индукции внешнего поля B_c , соответствующая полному проникновению поля в объем сфероидов ($\delta_\theta = 1$ при $\theta = 0$ и $\delta = 2/\pi$

при $\theta=\pi/2$), находится из (27) в виде $B_p = (4/3\pi)\mu_0 J_t a$.

Полученные интегрированием (24) с учетом (25), (26) аналитические выражения q в объеме ВТСП, ограниченном сфероидом при линейно поляризованных и вращающихся магнитных полях, приведены в табл. 1. Для случая линейно поляризованных магнитных полей B_c выражения q по табл. 1 с точностью до 5...7% совпадают с известными точными решениями для объема, ограниченного сфероидом. Результаты расчетов мгновенных распределений B и J_t , полученные по (7, 8) при $\delta < 1$, показаны на рис 2,в. Из рисунка видно, что в линейно поляризованном поле распределения $J_t \delta\theta(\theta)$ имеют косинусоидальный характер. Магнитная индукция в зоне проникновения распределена по линейному закону. Распределения B и J_t в объеме сфероида при вращающихся магнитных полях существенно усложняются, что сказывается на характере зависимости q от амплитуды внешнего поля B_c (табл. 1). Результаты, полученные для сфероидов из ВТСП, далее используются при построении моделей керамики из ВТСП с параметром $\xi \ll 1$.

Намагниченность объемных элементов из ВТСП. При линейной поляризации внешнего магнитного поля намагниченность M_m при $\beta \ll 1$ определяется из соотношения:

$$M_m = M_{mn} - \frac{2}{V} \int_{N_n} N_t J_t' dN_n = M_{mn} - M_{mL}, \quad (28)$$

где M_{mn} — максимальная намагниченность в предыдущем цикле перемагничивания; M_{mL} — составляющая намагниченности, определяемая СП токами J_t' , возникающими при текущем цикле перемагничивания; V — объем элемента из ВТСП; N_t — площадь, охватываемая контурами с элементарными токами $J_t' dN_n$; N_n — площадь, занятая транспортными токами.

Для вращающегося магнитного поля намагниченность элемента из ВТСП при $\beta < 1$ определяется более общим соотношением [16]:

$$M_m = M_{mL} = \frac{1}{V} \int_V \mathbf{r} \times \mathbf{J}_t' dV, \quad (29)$$

где \mathbf{r} — радиус-вектор, направленный из начала координат к элементарному объему dV .

При $\beta > 1$ и $B_c(t)/B_p < 1$ расчет M_m производится так же по (28), (29). При $\beta \geq 1$ и $B_c/B_p > 1$ намагниченность остается постоянной и равной значению M_m при $\beta = 1$.

Для тонкостенных цилиндров ($\delta \ll 1$) во вращающемся магнитном поле выражение M_m при $\beta \ll 1$ приводится к виду [11]:

$$M_m = J_t R_s \delta / 2. \quad (30)$$

Для объемов внутри сфероидов выражения намагниченности M_m при $J_t = \text{const}$ по данным [11] приведены в табл. 2. (Здесь в формулах для расчета необходимо положить $k_s = 0$.) Эти выражения использованы при построении интерполяционных зависимостей гистерезисных потерь при $\beta > 1$ для объемов ВТСП внутри сфероидов

$$q = \frac{2\mu_0^2}{B_p^2} \oint_H M_m dH, \quad (31)$$

а также при построении моделей ВТСП среды с параметром $\xi \ll 1$. Интегрирование в (31) ведется по петле гистерезиса.

Таблица 2

Параметры	Расчетные соотношения
Напряженность магнитного поля H_s	$H_s(\delta) = \begin{cases} \frac{2}{3} J_s a \delta [1 + K_s f(\delta)/2] & \text{при } \beta = H_s/H_{sp} \leq 1; \\ H > H_{sp} = H_s(1/\eta) & \text{при } \beta > 1; f(\delta) = \\ & = 1 - \frac{3}{2}\delta + \frac{4}{5}\delta^2 - \frac{5}{24}\delta^3 \end{cases}$
Относительная глубина проникновения δ	$\delta = \frac{1 + K_s f(\delta)/2}{\eta [1 + k_s f(1/\eta)/2]} \beta$ при $\beta \leq 1$; $\delta = 1/\eta$ при $\beta > 1$
Намагниченность СП гранулы M_m	$M_m = J_s a \cdot \begin{cases} \delta f(\delta) & \text{при } \beta \leq 1; \\ \varepsilon/\eta & \text{при } \beta > 1; \end{cases} \quad \varepsilon = f(1/\eta)$
Намагниченность ВТСП с $\xi \gg 1$ M_{ms}	$M_{ms} = k_s M_m$
Магнитная индукция B_s	$B_s = \mu_0 (H_s - M_{ms})$
Относительные удельные гистерезисные потери $q_s = \frac{2Q}{\mu_0 H_{sp}^2}$	$q \approx \frac{36\eta^4 k_s \varepsilon}{(1 + k_s \varepsilon/2)^2} \times \begin{cases} \delta^3 (1 - \frac{4}{15\varepsilon}\delta + \frac{1}{4}\delta^2), & \beta \leq 1; \\ \frac{\eta^2 - \frac{4}{15\varepsilon}\eta + \frac{1}{4}}{\eta^5} + \frac{1 + k_s \varepsilon/2}{3\eta^4}, & \beta > 1 \end{cases}$

Примечания: $\eta=1$ для линейной и $\eta=\pi/2$ для круговой поляризации;
При $\beta > 1$ значение H определяется из граничных условий.

Намагниченность элементов из ВТСП при $\xi \gg 1$ связана с напряженностью вращающегося магнитного поля H , удельным механическим моментом $m_{\text{мех}}$ и относительным гистерезисными потерями q соотношением:

$$|M_m \times H_c| = M_m H_c \sin \alpha_s = m_{\text{мех}} = \frac{B_p^2}{2\mu_0} \frac{q}{2\pi}. \quad (32)$$

Это выражение позволяет найти угол α_s между направлениями H и M_m :

$$\alpha_s = \arcsin \left(\frac{q B_p^2}{4\pi\mu_0^2 H_c M_m} \right). \quad (33)$$

Значение α_s определяет режим работы электри-

ческих машин с ротором из ВТСП.

Влияние зависимости $J_t(H)$ на гистерезисные потери. Для иттриевых керамик, полученных спеканием мелкодисперсных порошков, необходимо учитывать критическую зависимость $J_t(H)$. Ее аппроксимация задается обычно формулой [8]:

$$J_t(H) = J_o / (1 + H/H_o)^\gamma, \quad (34)$$

где H_o, J_o и γ — константы аппроксимации.

С учетом (34) решение задачи (1), (6) для пластины в линейно поляризованном магнитном поле строится аналогично случаю $J_t = \text{const}$ [14]. Относительные удельные потери после преобразований записываются в виде:

$$q \approx \begin{cases} \frac{4}{3+\gamma} \beta^{3+\gamma}, & \beta = H_c/H_p \leq 1; \\ \frac{4}{3+\gamma} + \frac{4}{\gamma^2-1} (1 - \beta^{1-\gamma}), & \beta = H_c/H_p > 1, \end{cases} \quad (35)$$

где $H_p = H_o \{ [1 + (1+\gamma) J_o \Delta/H_o]^{1/(1+\gamma)} - 1 \}$ — напряженность магнитного поля, соответствующая его полному проникновению в ВТСП; H_c — амплитуда напряженности внешнего магнитного поля. При $H_c \gg H_o$, что характерно для рабочих режимов ГМ, относительная глубина проникновения задается соотношением

$$\delta \approx H_c^{1+\gamma} / [(1+\gamma) J_o \Delta H_o]. \quad (36)$$

При $\gamma=0$ выражения (35), (36) переходят в соответствующие зависимости, полученные в предположении $J_t = \text{const}$. С учетом (35), (36) величины q при $\beta \leq 1$ для цилиндра и объема внутри сфероиды из ВТСП могут быть получены методом усреднения с помощью соотношения вида (24). В [11] показано, что для тонкостенного цилиндра во вращающемся магнитном поле $q_{\text{ц}} = 4q$, где q находится из (35). При этом напряженность магнитного поля полного проникновения находится по соотношению $H_{p\text{ц}} = H_p/2$.

Электродинамика массивных ВТСП с низкой токонесущей способностью ($\xi \ll 1$). Модели электромагнитных и гистерезисных явлений в материалах из ВТСП при $\xi \ll 1$ могут быть построены на основе полученных ранее решений для объемных ВТСП, рассматриваемых как отдельные СП гранулы. При этом взаимное влияние СП гранул учитывается в приближении Лоренца [16]. Форма гранул выбирается на основе анализа структур ВТСП и общих задач исследований.

Среднесферическое приближение. Анализ гистерезисных явлений в ВТСП с $\xi \ll 1$ и оценку перспектив их применения в технике сильных токов можно провести по простейшей модели среды на основе объемов СП сфероидов радиуса a [11]. Радиус a выбирается из условия равенства объема, ограниченного сфероидом, и характерного

объема СП гранул. Концентрация гранул определяется как отношение объема материала из ВТСП к объему всех гранул и задается коэффициентом k_s . Магнитная индукция в объеме ВТСП определяется соотношением:

$$B = \mu_o (H_s - M_{ms}), \quad (37)$$

где H_s — напряженность магнитного поля; M_{ms} — намагниченность, связанная с концентрацией k_s и намагниченностью отдельных гранул M_m соотношением:

$$M_{ms} = k_s M_m. \quad (38)$$

Относительная глубина проникновения δ электромагнитного поля в СП гранул находится по эффективной напряженности поля H_{ef} , учитывающей взаимное влияние СП гранул в приближении Лоренца [18]:

$$H_{ef} = \frac{2}{3} J_s a \delta = H_s - \frac{1}{3} M_{ms}, \quad \beta \leq 1. \quad (39)$$

Из этого выражения находится напряженность поля H_s в объеме ВТСП как функция δ и k_s [11]:

$$H_s = \frac{2}{3} J_s a \delta [1 + k_s f(\delta)/2], \quad \beta \leq 1. \quad (40)$$

Для объема внутри сфероидов выражение $f(\delta)$ приведено в табл. 2. Уравнения (37), (38), (40) параметрически задают нелинейные магнитные характеристики среды из ВТСП с $\xi \ll 1$ и $\beta = H/H_{sp} \leq 1$. Величина q находится по (31). Аналитические выражения H_s , H_{sp} , M_{ms} , q в переменных электромагнитных полях с линейной и круговой поляризацией при $J_s = \text{const}$ получены в [11] и приведены в табл. 2.

Цилиндры и сфероиды из ВТСП с $\xi \ll 1$ в поперечном магнитном поле. В этом случае распределение магнитного поля в объеме ВТСП описывается системой уравнений для скалярного магнитного потенциала φ , так как $\text{div } \mathbf{B} = 0$, $\text{rot } \mathbf{H} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \varphi_s &= -\text{div } \mathbf{M}_{ms}; \\ \mathbf{H}_s &= \text{grad } \varphi_s. \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

На границах ВТСП используются условия непрерывности касательных составляющих \mathbf{H} и нормальных составляющих \mathbf{B} . В [11] показано, что для цилиндров и объемов внутри сфероидов \mathbf{M}_m не зависит от пространственных координат, а решение задачи (41) записывается в виде:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_s &= r [H_c \sin \theta + (M_{ms}/l) \sin(\theta + \alpha_s)], \quad r < r_0; \\ \varphi_s &= r [H_c \sin \theta + (M_{ms}/l) (r_0/r)^l \sin(\theta + \alpha_s)], \quad r \geq r_0. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Здесь l — параметр задачи ($l=2$ для цилиндров и $l=3$ для сфероидов); α_s — угол между векторами \mathbf{H}_s и \mathbf{M}_{ms} .

Для линейно поляризованных внешних полей

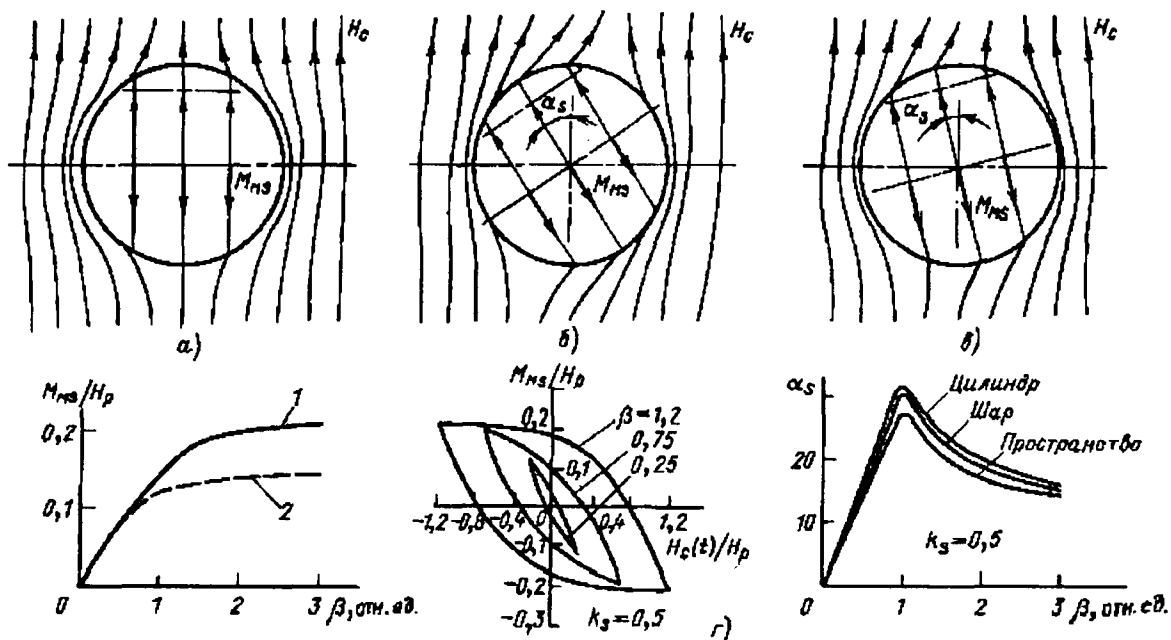


Рис. 3. Распределения параметров магнитного поля при $\xi \ll 1$ в цилиндрах из ВТСП в пульсирующем (а) и вращающемся (б) внешнем поле H_c и в объеме сфероидов из ВТСП во вращающемся поле (в); графики управляющих параметров задачи (г): 1 — в пульсирующем поле H_c ; 2 — во вращающемся поле H_c

$\alpha_s = 0$. Для вращающихся магнитных полей $\alpha_s \neq 0$ и определяется с учетом (33) из соотношений для M_{ms} и q (табл. 2). Напряженность поля H_s находится по (40). Напряженность внешнего поля H_c определяется из граничных условий задачи как $H_c = H_s - M_{ms}/l$.

На рис. 3, а–в показаны мгновенные распределения магнитного поля в цилиндрах и объемах внутри сфероидов при пульсирующих и вращающихся внешних магнитных полях H_c . Там же приведены расчетные зависимости $M_{ms} = M_{ms}(\beta)$, $M_{ms} = M_{ms}[H_c(t)/H_p]$ и $\alpha_s = \alpha_s(\beta)$, которые выполняют роль управляющих параметров задачи, причем $\beta = H_{c \max}/H_p$.

Тонкостенный цилиндр из ВТСП в радиальном магнитном поле. Будем считать, что относительный радиальный зазор между поверхностью ротора статора и ферромагнитным сердечником ротора ГМ мал ($\delta_\Sigma = 1 - R_p/R_c \ll 1$), а относительная глубина проникновения поля в СП гранулы слоя ВТСП отлична от нуля ($\delta \geq 0,2$). В этом случае магнитная индукция в цилиндре из ВТСП и воздушном зазоре практически равна своей радиальной компоненте. Распределения параметров магнитного поля приближенно находятся на основе закона полного тока:

$$H_b \delta_b + H_s \delta_* = F/R_s = mwl_a k_o / (\pi p R_s); \quad (43)$$

$$B = \mu_o H_b = \mu_o (H_s - M'_{ms}). \quad (44)$$

Здесь H_b , H_s — соответственно амплитудные значения основной гармоники напряженности магнитного поля в воздушном зазоре и в цилиндре

из ВТСП; F — амплитуда вращающейся МДС обмотки статора; M'_{ms} — значение намагниченности, приведенное к основной гармонике поля ($M'_{ms} \approx M_{ms}$ для $\beta \leq 1$ и $M'_{ms} = (4/\pi) M_s$ для $\beta > 1$) [11]. Выбор значений M'_{ms} обусловлен тем, что при $\beta < 1$ величина M_{ms} пропорциональна H_s , а при $\beta \gg 1$ описывается ступенчатой функцией от H_s (табл. 2). Соотношения (43), (44) выполняются и для мгновенных значений соответствующих параметров вращающегося поля. С учетом зависимостей (38), (40) выражения для H_s , H_b можно представить в виде:

$$H_s = F \delta_\Sigma R_s (1 + k_{sc}^2); \quad (45)$$

$$H_b = F \delta_\Sigma R_s (1 - k_{sc}^2); \quad (46)$$

$$\beta = \frac{F(\delta)}{F_n} = \frac{\pi \delta [1 - k_s f(\delta) (1 - 3\delta_*/2\delta_\Sigma)]}{2[1 - k_s f(2/\pi) (1 - 3\delta_*/2\delta_\Sigma)]} \leq 1; \quad (47)$$

$$k_{sc} = \left[\frac{3k_s f(\delta) \delta_*/2\delta_\Sigma}{1 - k_s f(\delta) (1 - 3\delta_*/2\delta_\Sigma)} \right]^{1/2}, \quad (48)$$

где

$$F_n = \frac{4}{3\pi} J_s R_s \delta_\Sigma a [1 - k_s f(2/\pi) (1 - 3\delta_*/2\delta_\Sigma)] \quad (49)$$

— МДС, при которой происходит полное проникновение вращающегося поля в СП гранулу; k_{sc} — коэффициент связи обмоток фазы статора с цилиндром из ВТСП. Значения δ в (45), (48) меняются в пределах $0 < \delta < 2/\pi$.

Используя параметрические зависимости (45), (49) для δ и H_{sp} можно определить относительные

удельные гистерезисные потери $q = Q/(\mu_0 H_{sp}^2/2)$ во вращающемся магнитном поле по табл. 2.

Основы расчета гистерезисных машин с ротором из ВТСП. Полученные выше решения позволяют проводить двумерный расчет электромагнитных процессов в ГМ на ВТСП, а также определять главные размеры машины с учетом ее конструктивных особенностей и микроструктуры используемых ВТСП ($\xi \ll 1$ или $\xi \gg 1$). Эти же решения лежат в основе анализа двигательных и генераторных режимов работы ГМ, исследования переходных процессов в машине.

Распределения параметров в активной зоне. На рис. 4,а и б представлены эпюры распределений магнитного $B = \text{rot} A Z^0$ и электрического $E = -Z^0 \partial A / \partial t$ полей в цилиндрическом роторе ГМ при работе в режиме двигателя и генератора, построенные на основе (24) для ВТСП с $\xi \gg 11$. На рис. 4,в показаны эпюры распределений удельной мощности гистерезисных потерь в сечении ротора ГД. Из рис. 4,а и б видно, что магнитное поле в элементе ВТСП движется синхронно с вращающимся внешним магнитным полем. Электрическое поле E (следовательно, и радиальное поле $B_r = \partial A / (r \partial \varphi)$) формируется только в активной зоне проникновения магнитного поля. В этих же областях возникают гистерезисные потери и нескомпенсированные моменты (рис. 4,в). На рис. 4,г показаны зависимости усредненной объемной плотности механического момента ГД от нормированного тока фазы статора I_c :

$$m_{\text{мех}} = \frac{2\mu_0}{B_p^2} \frac{M_{\text{мех}}}{V} \frac{q}{2\pi}. \quad (50)$$

Кривые построены для случая $J_t = \text{const}$ и $J_t = J_t(H)$, $\gamma = 0$ и $\gamma = 2$ по (34). При $\beta < 1$ значение $m_{\text{мех}}$ существенно зависит от тока I_c . При $\beta > 1$ и $\gamma = 2$ уровень $m_{\text{мех}}$ стремится к насыщению. На рис. 4,д показаны структуры токовых зон и зависимости относительного удельного момента $m_{* \text{мех}} = m_{\text{мех}}(s) / m_{\text{мех}}(1)$ от скольжения для генераторного ($s \leq 0$) и двигательного ($0 < s \leq 1$) режимов ГД. Значение $m_{* \text{мех}}$ в пределах каждого режима не зависит от скольжения. Аналогичные зависимости наблюдаются в ГМ с магнитотвердым ротором в асинхронном режиме работы.

Векторные диаграммы. Будем считать, что потерями в магнитопроводе и влиянием лобовых частей машины можно пренебречь. Как показано выше, распределения магнитных полей в воздушном зазоре и в роторе из ВТСП движутся с синхронной угловой частотой Ω . В этой связи для описания характеристик ГМ запишем общие уравнения для изображающих векторов тока \tilde{I} и напряжения \tilde{U} во вращающейся с угловой частотой Ω системе координат [19]:

$$r_c \tilde{I}_c + \frac{d\tilde{\Psi}_c}{dt} + j\Omega \tilde{\Psi}_c = \tilde{U}_c;$$

$$r_{ss} \tilde{I}_s + \frac{d\tilde{\Psi}_s}{dt} + j s \Omega \tilde{\Psi}_s = 0.$$

Здесь нижний индекс «с» относится к параметрам статорной обмотки; «s» — к параметрам ротора

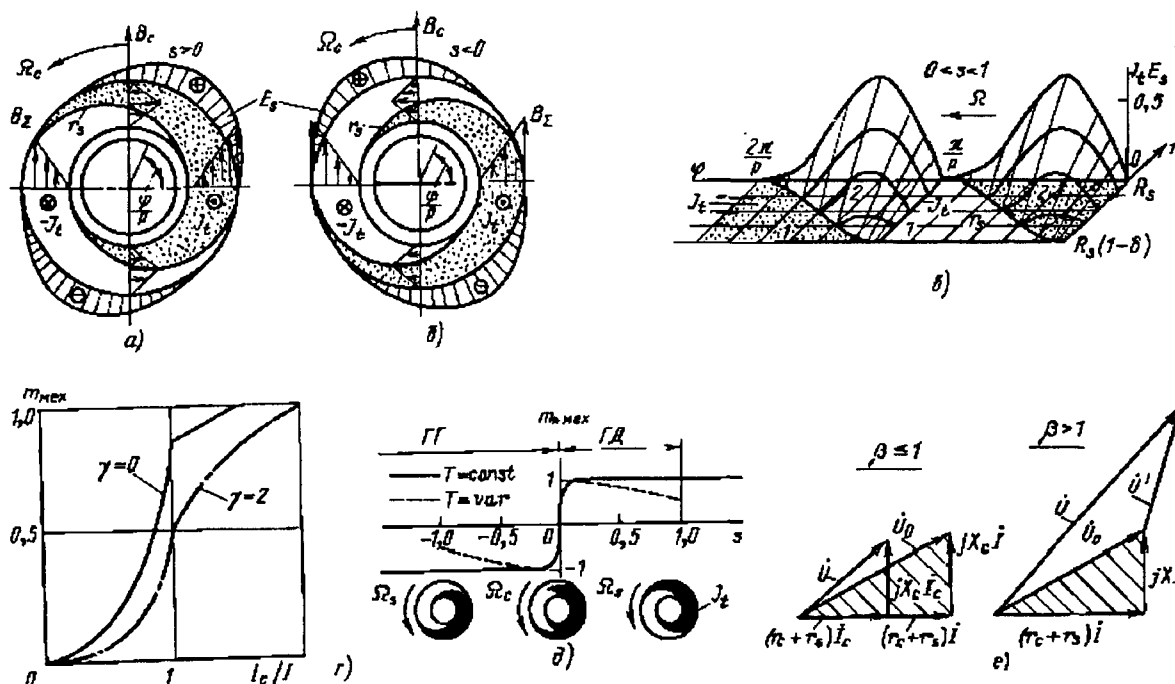


Рис. 4. Электромагнитные поля и характеристики ГМ на ВТСП с $\xi \gg 1$: а — двигательный режим; б — генераторный режим; в — распределения удельной мощности гистерезисных потерь в роторе ГД; г — удельные моменты ГД; д — зависимость момента и плотности тока J_t от скольжения ГМ; е — векторные диаграммы ГД

из ВТСП; r_c — активное сопротивление фазы статора; r_{ss} — приведенное активное сопротивление, определяемое гистерезисными потерями в роторе из ВТСП ($r_{ss} = qB^2 V \omega / (4\pi\mu_o I_s^2)$); s — скольжение ротора; Ψ_c и Ψ_s — соответственно изображающие векторы потокоцеплений для статорной обмотки и ротора:

$$\Psi_c = (L_c \tilde{I}_c - L_{cs} \tilde{I}_s); \quad \Psi_s = (L_s \tilde{I}_s - L_{cs} \tilde{I}_c),$$

где L_c, L_s — индуктивности фазы статора и ротора; $L_{cs} = k_{sc} \sqrt{L_c L_s}$ — взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора из ВТСП; k_{sc} — коэффициент связи обмоток, определяемый из (20) для $\xi \gg 1$ и из (45) для $\xi \ll 1$.

Для стационарных режимов работы ($d\tilde{\Psi}_c/dt=0$ и $d\tilde{\Psi}_s/dt=0$) уравнения для \tilde{I}_c и \tilde{I}_s сводятся к алгебраической системе уравнений для соответствующих комплексных амплитуд токов и напряжений [19]:

$$j\omega (L_c \dot{\tilde{I}}_c - L_{cs} \dot{\tilde{I}}_s) + r_c \dot{\tilde{I}}_c = \dot{U}_c; \quad (51)$$

$$j\omega (L_s \dot{\tilde{I}}_s - L_{cs} \dot{\tilde{I}}_c) + r_s \dot{\tilde{I}}_s = 0. \quad (52)$$

Здесь нижние индексы «с» и «s» относятся соответственно к обмотке фазы статора и ротора из ВТСП; $r_s = qB_p^2 V \omega / (4\pi\mu_o I_s)$ — эффективное сопротивление ротора при $s=1$. Исключая $\dot{\tilde{I}}_c$ из (51) и (52), после преобразований получаем уравнения относительно $\dot{\tilde{I}}_c$:

$$j\omega L_c (1 - k_{sc}^2) \dot{\tilde{I}}_c + r_c \dot{\tilde{I}}_c + r_s \dot{\tilde{I}}_c = \dot{U} \quad \text{при } \beta \leq 1; \quad (53)$$

$$j\omega L_c \dot{\tilde{I}}_c + r_c \dot{\tilde{I}}_c + r_s' \dot{\tilde{I}}_c = \dot{U}' \quad \text{при } \beta > 1, \quad (54)$$

где $\dot{U}' = \dot{U} - \dot{U}_o$; $\dot{U}_o = [L_c (1 - k_{sc}^2) \dot{I} + r_c \dot{I} + r_{ss} \dot{I}]$ — приведенные напряжения при $\beta > 1$ и при $\beta = 1$; $\dot{\tilde{I}}_c = \dot{I}_c - \dot{I}$ — приведенный ток фазы; r_s и r_s' — приведенные к обмотке статора эффективные сопротивления, связанные с гистерезисными потерями. При $\xi \gg 1$ они записываются следующим образом [10, 11]:

$$r_s = r_{ss} \beta; \quad r_{ss} = k_r \frac{\omega M_{\text{мех}}}{I_s^2 m} l_a, \quad \beta \leq 1;$$

$$r_s' = k_r \frac{\omega [M_{\text{мех}}(I_c) - M_{\text{мех}}(I)]}{I_c'^2 m} l_a, \quad \beta > 1,$$

где $k_r = L_{cs}/L_s$ — коэффициент приведения; l_a — активная длина машины.

Соотношения (53), (54) приводятся к нелинейным алгебраическим уравнениям относительно комплексных токов $\dot{\tilde{I}}_c$ и $\dot{\tilde{I}}_c'$:

$$Z_1 \dot{\tilde{I}}_c = jX_c \dot{\tilde{I}}_c + r_c \dot{\tilde{I}}_c = \dot{U}, \quad \beta < 1; \quad (55)$$

$$Z_1' \dot{\tilde{I}}_c' = jX_c' \dot{\tilde{I}}_c' + r_c \dot{\tilde{I}}_c' + r_s' \dot{\tilde{I}}_c' = \dot{U}', \quad \beta > 1, \quad (56)$$

где $X_c = \omega L_c (1 - k_{sc}^2)$ и $X_c' = \omega L_c$.

Векторные диаграммы ГД по (55), (56) показаны на рис. 4,е. Заштрихованные треугольники на этом рисунке соответствуют условию $\beta = 1$.

В случае $\beta \leq 1$ из (55) находятся аналитические выражения для определения I_c и $\cos \varphi$:

$$I_c \approx \left\{ \sqrt{X_c^4 + \left(\frac{2r_{ss} U}{I} \right)^2} - X_c^2 \right\}^{1/2} / (2r_{ss}/I); \quad (57)$$

$$\cos \varphi = \frac{r_c + r_{ss} \beta}{\sqrt{X_c^2 + (r_c + r_{ss} \beta)^2}}. \quad (58)$$

Величина I_c по (57) соответствует условию $r_c \ll r_s$, что справедливо для машин со сверхпроводящими обмотками статора [3].

Основные размеры ГД с ВТСП. Уравнение для определения радиуса R_s цилиндрического ротора из ВТСП можно получить из (50) и выражений гистерезисных потерь q по табл. 1. Для ГД с ротором из ВТСП керамики с $\xi \gg 1$ и $J_t = \text{const}$ выражение R_s при $\beta = 1$ принимает вид [11]:

$$R_s = R_{so} = \sqrt[5]{\frac{3M_{\text{мех}}}{2\mu_o p \lambda J_t^2 \delta_*^3}}, \quad (59)$$

где $\lambda = l_o/R_{so}$ — относительная длина ротора.

При других значениях β внешний радиус ротора равен [11]:

$$R_s = R_{so} \beta^{-3/5}, \quad \beta \leq 1;$$

$$R_s = R_{so} [1 + (1 + p^2 \delta_\Sigma) (\beta - 1) / (p \delta_\Sigma)], \quad \beta \geq 1.$$

Если $J_t = J_t(H)$, то соотношения для R_s находятся с помощью (35) и (50). При $\xi \gg 1$ значение δ_* целесообразно выбирать достаточно малым ($\delta_* \leq 0,1$), а параметр $\beta \approx 1$. В этом случае коэффициент связи k_{sc} (20) близок к единице, $\cos \varphi$ достигает своего наибольшего значения, а полное индуктивное сопротивление фазы статора $X_c = 3/2 \omega L_c (1 - k_{sc}^2)$ относительно невелико (L_c — индуктивность обмотки фазы). Минимальное значение δ_* можно найти по допустимой плотности тока в обмотке статора $J_c = Imw k_o / (\pi R_c^2 \Delta_*)$, где $\Delta_* = \Delta_c/R_c$ — относительная толщина обмотки статора. При $\beta \approx 1$ из (19) можно получить нелинейное уравнение для δ_* :

$$\delta_* \approx \frac{J_c \Delta_*}{J_t} k_{sc} (\delta_*) \left(\frac{R_c}{R_s} \right)^{p-2}.$$

При больших значениях J_c и J_t необходимо также дополнительно учитывать ограничения для R_s и

δ_* по допустимому уровню магнитной индукции в зазоре машины $B_p = \mu_0 J_s R_s \delta / 2 = 1 \dots 1,5$ Тл.

Для ГД с ротором из ВТСП и $\xi \ll 1$ основное расчетное уравнение при $\beta = 1$ следует из (50) и выражений табл. 2 для относительных гистерезисных потерь q :

$$R_s = R_{s0} = \sqrt[3]{\frac{\pi M_{\text{мех}}}{4\mu_0 \lambda k_s J_s^2 \delta_* a^2 \varepsilon}}. \quad (60)$$

При других значениях β радиус

$$R_s = R_{s0} [\delta^3 (1 - 4\delta/5 + \delta^2/4)]^{1/3}, \quad \beta \leq 1;$$

$$R_s = R_{s0} [\beta (1 - k_{sc}) + (1 + k_{sc})]^{1/3}, \quad \beta > 1.$$

Здесь δ определяется из (47) по заданному значению $\beta \leq 1$. Из (59), (60) видно, что для ВТСП с $\xi \ll 1$ наблюдается более сильная зависимость R_s от $M_{\text{мех}}$ ($R_s \sim M_{\text{мех}}^{1,5}$). Если $\xi \approx 1$, то радиус R_s приближенно рассчитывается в предположении аддитивного сложения удельных гистерезисных потерь q_t и q_s от токов J_t и J_s . В этом случае (50) приводится при $\beta < 1$ к алгебраическому уравнению пятой степени относительно R_s .

Влияние режимов охлаждения на параметры ГМ. Тепловой режим ротора определяется на основе уравнения теплового баланса:

$$hN(T - T_0) = s\Omega m_{\text{мех}} V_1, \quad (61)$$

где $N = 2\pi R^2 \lambda \xi_T$ и $V_1 = 2\pi R^3 \delta_* \lambda$ — площадь охлаждаемой поверхности и объем элемента ВТСП единичной длины; ξ_T — относительная доля поверхности, омываемая хладагентом; T, T_0 — соответственно температура ВТСП и хладагента; h — коэффициент теплоотдачи; $\Omega = \omega/p$ — угловая скорость вращающегося магнитного поля.

В соответствии с [14] зададим линейную зависимость J_t от T в виде:

$$J_t(T) = J_t(T_0) - \left(\frac{\partial J_t}{\partial T}\right)_{T=T_0} (T - T_0). \quad (62)$$

Совместное решение уравнений (61), (62) с учетом (50) и соотношения для гистерезисных потерь $q(T)/q(T_0) = J_t^2(T)/J_t^2(T_0)$ при $\beta \leq 1$ и $\beta = \text{const}$ дают следующие зависимости $m_{\text{мех}}$ и T от s :

$$m_{\text{мех}}(s) = m_{\text{мех}}(0) \left[\frac{(1 + 4s \text{Ki})^{1/2} - 1}{4s \text{Ki}} \right]^2; \quad (63)$$

$$T = T_0 + \left\{ \left[\frac{m_{\text{мех}}(s)}{m_{\text{мех}}(0)} \right]^{1/2} - 1 \right\} / \left[\frac{1}{J_0} \left(\frac{\partial J}{\partial T} \right) \right]_{T=T_0}$$

Здесь $\text{Ki} = \Omega J m_{\text{мех}}(0) / [h R_s \xi (\partial J / \partial t)]$ — критерий Кирпичева, характеризующий эффективность системы охлаждения при наличии внутреннего тепловыделения [20]. Соотношения (63) позволяют оп-

ределить зависимость $m_{\text{мех}}$ от s с учетом режима охлаждения ротора, а также найти критические режимы работы ГМ, при которых происходит переход ВТСП материала в нормальное состояние. Зависимость $m_{\text{мех}}(s)$ с учетом охлаждения ротора показана на рис. 4, д.

Экспериментальные ГД с роторами из ВТСП. Для подтверждения работоспособности рассматриваемого типа электрических машин были разработаны и испытаны в среде жидкого азота два экспериментальных ГД с размерами ротора $2R \times l = 25 \times 40$ мм и 56×40 мм. Технология изготовления объемных цилиндрических ВТСП из иттриевой керамики путем гидропрессования из мелкодисперсных порошков с последующим циклом термообработки в кислородной среде разработана во ВНИИ НМ им. Бочвара. Первый тип ГД с заторможенным ротором (рис. 5, а)

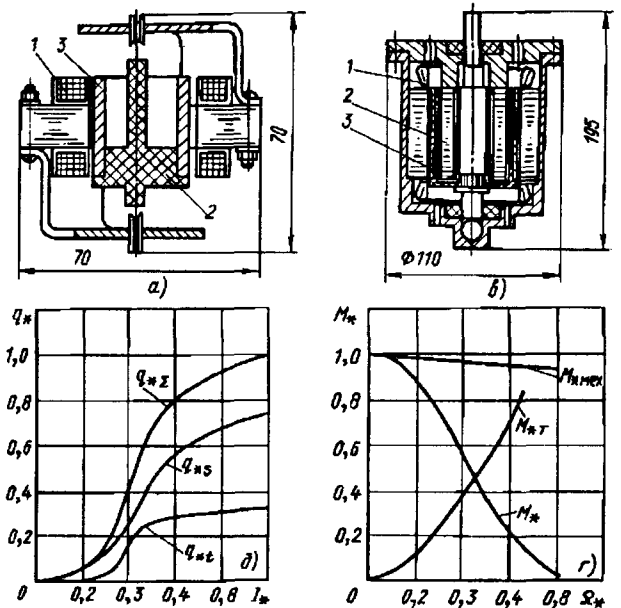


Рис. 5. Экспериментальные макеты ГД на ВТСП (а и б) и их характеристики (в и г): 1 — статор; 2 — несущая часть ротора; 3 — цилиндр из ВТСП

использовался для экспериментального определения составляющих энергии удельных гистерезисных потерь q_s и удельных механических моментов $m_{\text{мех}} = q/(2\pi)$, обусловленных плотностью транспортных J_t и внутригранульных J_s токов. При определении суммарной величины q_s использовался ротор из ВТСП в виде сплошного тонкостенного цилиндра. При определении составляющих q_s и $m_{\text{мех}}$ от плотностей токов J_s ротор набирался из тонких колец ВТСП, изолированных друг от друга. Исходные заготовки для цилиндра и набора колец из ВТСП были получены по одной технологии.

На рис. 5, б показаны экспериментальные за-

зависимости $q_* = q/q_{\max}$ от $I_* = I_c/I_{\max}$, где q_{\max} и I_{\max} — максимальные значения потерь и тока, достигнутые в эксперименте. Сравнительный анализ показывает, что относительные гистерезисные потери от плотностей токов I_t и J_s сопоставимы между собой. Опытные кривые $q_{*t}(I_*)$ и $q_{*s}(I_*)$ качественно согласуются с полученными выше теоретическими зависимостями. Эксперименты показали, что удельные механические моменты $m_{\text{мех}} = q/(2\pi)$ практически не меняются в диапазоне изменения угловой скорости вращающегося магнитного поля Ω от 6,28 до 314 рад/с.

На рис. 5,б показан ГД с диаметром ротора 56 мм. Он использовался для опытного определения механической характеристики погружного двигателя (зависимости относительного момента $M_{\text{мех}}$ от относительной угловой скорости $\Omega_* = \Omega_d/\Omega_{\text{хх}}$, где Ω_d — текущее значение угловой скорости; $\Omega_{\text{хх}}$ — угловая скорость при холостом ходе).

На рис. 5,з приведены зависимости относительного момента трения $M_{*т}$ и механического момента $M_{*мех} = M_* + M_{*т}$ от Ω_* . Относительные моменты получаются после деления соответствующих моментов на $M_{\text{мех}}$ при $s=1$; M_* — относительное значение момента на валу ГД. Из рисунка видно, что момент $M_{*мех}$ практически не зависит от Ω_* . Это подтверждает гистерезисную природу электромагнитного момента в рассматриваемом классе электрических машин.

Предельные параметры ГМ с ротором из ВТСП. На рис. 6 представлены результаты сопоставления удельных параметров $Q = 2\pi m_{\text{мех}} B_p^2 / (2\mu_0)$ ГД на ВТСП с параметрами электрических двигателей традиционного исполнения: асинхронных двигателей (АД) и гистерезисных двигателей с ротором из магнитотвердого сплава (ГД с МТР). Значения Q для ВТСП ГД с $\xi \gg 1$ и $\xi \ll 1$ рассчитывались на основе соотношений, представленных в табл. 1 и 2. Для ГД с МТР значение $Q = 2\pi m_{\text{мех}}$ определялось с помощью полуэмпирической формулы $m_{\text{мех}} \approx 0,25 B_r' H_c'$. Остаточная индукция магнита B_r' и коэрцитивная сила H_c' наиболее распространенных для ГМ магнитотвердых материалов 52К5Ф и 52Л9Ф приняты по [21]. Удельные параметры АД оценивались по приближенному соотношению $Q \approx \epsilon \rho J^2 p / (fs)$. Здесь $\epsilon = 0,1 \dots 0,2$ — конструктивный параметр, учитывающий относительный объем обмотки ротора; f — частота тока; s — номинальное скольжение. Соотношение для Q получено на основе известного выражения для электромагнитного момента асинхронного двигателя $M = P_{\text{эл.р}} p / (2\pi s f)$, где $P_{\text{эл.р}}$ — электрические потери в обмотке ротора АД. При про-

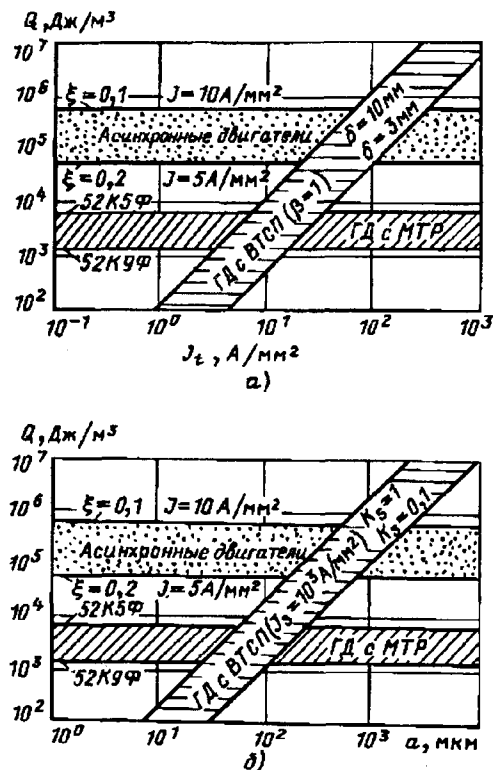


Рис. 6. Сопоставление параметров ГД на ВТСП с параметрами электрических двигателей традиционного исполнения: а — ВТСП с $\xi \gg 1$, б — ВТСП с $\xi \ll 1$

ведении оценок Q в АД принималось, что $f=50$ Гц, $p=1$, $J=(5 \dots 10) \cdot 10^6$ А/м², $s=0,03 \dots 0,1$. Анализ представленных на рис. 6 результатов показывает, что при линейной нагрузке ротора из ВТСП $A \approx (J_t \Delta + J_s a) \cdot 10^4$ А/м по удельной энергии гистерезисные двигатели на ВТСП будут превосходить обычные гистерезисные двигатели. При этом высокий уровень $Q=(10^3 \dots 10^4)$ Дж/м³ может быть обеспечен на основе ВТСП как с высокой $\xi \gg 1$, так и с низкой $\xi \ll 1$ токонесущей способностью.

При уровне линейной нагрузки ротора из ВТСП $A > 10^5$ А/м гистерезисные двигатели на ВТСП по удельной энергии будут сопоставимы в обычными асинхронными двигателями, обеспечивая приемлемый уровень коэффициента мощности $\cos \approx 0,6 \dots 0,7$.

В заключение авторы благодарят Н.А. Черноплекова, В.Е. Кейлина, Л.М. Фишера, А.К.Шикова за внимание и поддержку данной работы, Д.А. Бута, Б.Л. Алиевского — за ценные критические замечания и Т.А. Маркину — за помощь в оформлении материалов статьи.

Работа выполнялась при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петровский Ю.В., Фишер Л.М. Достижения в области высокотемпературной сверхпроводимости. — Электротехника, 1991, № 12.
2. Moon F., Hull J.R., Berry G.F. Superconductivity: as temperature rise, so do demands on MEs.— Mechanical Engineering, № 6, 1988.
3. Чубраева Л.И. Генераторы нетрадиционного исполнения. — Л.; Наука, 1991.
4. Oberly C.E., Kozlovski G., Finger R.T. Implications of High Temperature Superconductors for Power Generation. 12-th International Conference on Magnet Technology. 24—28 June, 1991, Leningrad, USSR.
5. Crapo A.D., Lloud J.D. Homopolar DC motor and Trapped Flux DC Motor Using High Temperature Superconducting Materials.— IEEE Trans. Magn., 1991, vol. 27, № 2.
6. Tubbs S.P. Superconducting synchronous induction motor performance.—IEEE Proceedings, 1990, vol. 137, № 2.
7. Физические свойства высокотемпературных сверхпроводников/ Под ред. Д.М.Гинзбурга, — м.; Мир, 1990.
8. Жуков А.А. Критическая плотность тока. — В кн.: Сверхпроводниковые материалы. — М.: 1991.
9. Ковалев Л.К. Гистерезисные ВТСП машины (моторы и генераторы). — Новости ВТСП, 1992, т. 5, вып. 20.
10. Ковалев Л.К., Егущкина Л.А., Пенкин В.Т. Гистерезисные машины с керамическим ротором. — В кн.: Электромагнитные и электромеханические устройства генерирования и преобразования энергии. МАИ, 1992.
11. Kovalev L.K., Ilushin K.V., Penkin V.T. Hysteresis Electrical Machines Containing a Rotor with High Temperature Superconductors. 12-th International Conference on Magnet Technology. June 1991, Leningrad, USSR.
12. Гуревич А.В., Минц Р.Г., Романов А.Л. Физика композитных сверхпроводников. — М.: Наука, 1978.
13. Глебов И.А., Лаьерик Ч., Шахтарин В.Н. Электрофизические проблемы использования сверхпроводимости. — Л.: Наука, 1980.
14. Уилсон М. Сверхпроводящие магниты.— М.: Мир, 1985.
15. Hughes A., Miller T. Analysis of fields and inductances in air-cored Synchronous machines.— Proc. Inst. Elec. Eng., 1997, 124, № 2.
16. Левич В.Г. Курс теоретической физики. Т. 1, — М.: Наука, 1969.
17. Буккель В. Сверхпроводимость. — М.: Мир, 1975.
18. Блум Э.Я., Майоров М.М., Цеберс А.О. Магнитные жидкости. — Рига: Зинатне, 1989.
19. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
20. Лыков А.В. Теория теплопроводности.— М.: Высшая школа, 1987.
21. Постоянные магниты: Справочник/ Под ред. Пятин Ю.М. — М.: Энергия, 1980.

[17.06.93]

А в т о р ы : Ковалев Лев Кузьмич окончил факультет, «Энергомашиностроение» Московского высшего технического училища им. Баумана в 1964 г. и механико-математический факультет Московского государственного университета в 1968 г. В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию по космической электроэнергетике в Московском авиационном институте (МАИ). Доцент кафедры «Электромеханические и электроэнергетические системы летательных аппаратов» МАИ, научный руководитель отдела «Электроэнергетика».

Илюшин Константин Васильевич окончил в 1974 г. факультет «Системы автоматического управления, приборостроения и электроэнергетики летательных аппаратов» МАИ. В 1980 г. в МАИ защитил кандидатскую диссертацию по сверхпроводниковым синхронным генераторам. Доцент кафедры «Электромеханические и электроэнергетические системы летательных аппаратов» МАИ.

Пенкин Владимир Тимофеевич в 1983 г. окончил факультет «Системы автоматического управления, приборостроения и электроэнергетики летательных аппаратов» МАИ. В 1991 г. в МАИ защитил кандидатскую диссертацию по сверхпроводниковым электрическим машинам для транспортных установок. Доцент кафедры «Электромеханические и электроэнергетические системы летательных аппаратов» МАИ.

Ковалев Константин Львович окончил в 1993 г. факультет «Экспериментальная и теоретическая физика» Московского инженерно-физического института (МИФИ). Штатный научный сотрудник кафедры «Прикладная математическая физика» МИФИ.

Использование серийных асинхронных машин в генераторном режиме

КУНЦЕВИЧ П.А., ПРОХОРОВА Г.А.

Обоснованы причины перегрузки серийных асинхронных машин малой мощности, используемых в генераторном режиме. Рассмотрен один из способов устранения перегрузки и приведена методика выбора оптимальных режимов и параметров двухконтурного асинхронного генератора в замкнутой системе автоматического регулирования возбуждения.

Заманчивая идея использования относительно недорогих серийных асинхронных машин (АМ) в генераторном режиме наталкивается на необходимость устранения их перегрузки реактивным током при обеспечении требований нагрузки к форме кривой напряжения. Это следует из особенностей работы серийной АМ в генераторном режиме.

В отличие от двигательного режима, для которого

$$\dot{E}_{\text{дв}} = \dot{U}_1 - \dot{I}_1(r_1 + jx_1), \quad (1)$$

в генераторном режиме источником энергии является сама АМ, и ее ЭДС

$$\dot{E}_r = \dot{U}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_1) \quad (2)$$

выше генерируемого напряжения на величину падения напряжения на статорной обмотке

$$\Delta \dot{U} = \dot{I}_1(r_1 + jx_1), \quad (3)$$

где \dot{I}_1 — вектор тока статора; r_1, x_1 — активная и реактивная составляющие сопротивления обмотки статора.

Всегда можно установить такие двигательный и генераторный режимы одной и той же АМ, при которых значения фазных токов и напряжений на ее зажимах равны по абсолютной величине. При выполнении этого условия ЭДС АМ для генераторного режима будет превышать ЭДС для двигательного режима на величину

$$\Delta \dot{E} = \dot{E}_r - \dot{E}_{\text{дв}} \approx 2\dot{I}_1(r_1 + jx_1). \quad (4)$$

Кроме того, должна быть учтена разность $\Delta \dot{U}_{\text{ст}}$ номинальных значений напряжения генератора и сети, определяемых соответствующими стандартами. Тогда в общем случае \dot{E}_r должна быть больше $\dot{E}_{\text{дв}}$ на величину

$$\Delta \dot{E} = \Delta \dot{U}_{\text{ст}} + (\dot{I}_{1r} + \dot{I}_{1\text{дв}})(r_1 + jx_1). \quad (5)$$

Из-за нелинейности кривой намагничивания стандартное значение напряжения на нагрузке асинхронного генератора (АГ) в случае серийной

The reasons of overloading of the production-type low-power asynchronous machines operated in a generator mode are described. One of the methods of overloading elimination is considered and the methods of determination of the optimal operation conditions and parameters of the two-circuit asynchronous generator in a closed-loop automatic excitation control system are presented.

АМ может быть получено за счет непропорционального увеличения намагничивающего тока и, в конечном счете, перегрузки АМ по току. Этот эффект тем заметнее, чем меньше мощность базовой АМ, работающей в генераторном режиме.

Как показывают экспериментальные исследования, практическое использование серийной АМ мощностью до 1 кВт в генераторном режиме невозможно. В АМ мощностью выше 1 кВт необходимы меры, устраняющие перегрузки генератора реактивным током.

Все известные пути решения этой задачи — снижение ЭДС при уменьшении напряжения генератора; повышение установленного значения частоты генерируемых колебаний; уменьшение установленного значения мощности АГ по отношению к базовой АМ — неприемлемы для большинства потребителей.

В статье рассматривается новый путь устранения перегрузки реактивным током АГ с конденсаторным возбуждением при сохранении номинальных значений его напряжения и частоты. Он заключается в следующем.

Если требуемую возбуждающую емкость образовать из двух конденсаторных батарей C_k и C_0 так, чтобы одна была подключена непосредственно к фазам АМ, а другая — через дроссель L_d (рис. 1), то эквивалентная схема АГ будет представлять собой двухконтурную систему. Эквивалентные цепи АМ и конденсатор C_k образуют первый контур; конденсаторы C_k, C_0 и дроссель L_d — второй. Как видно из векторной диаграммы

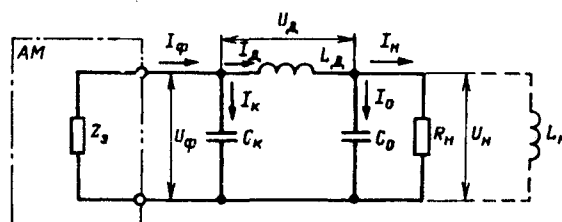


Рис. 1. Эквивалентная схема двухконтурного АГ

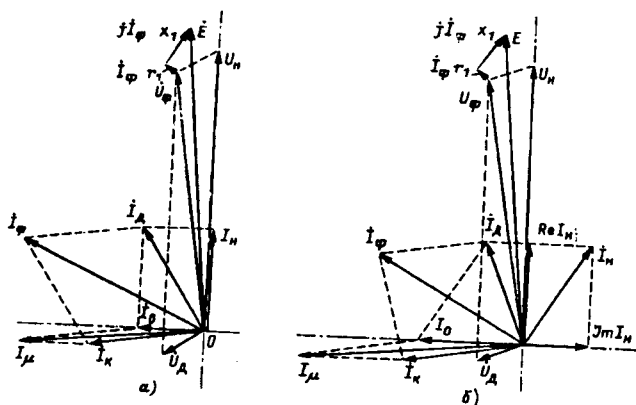


Рис. 2. Векторные диаграммы двухконтурного АГ:

а — при активной нагрузке;
б — при активно-индуктивной нагрузке

(рис. 2), в двухконтурном АГ напряжение на нагрузке U_n может значительно превышать напряжение непосредственно на зажимах АМ U_1 , создавая тем самым возможность обеспечения стандартного значения напряжения на нагрузке при допустимых значениях ЭДС и намагничивающего тока.

Изложенное подтверждается сравнением частотных характеристик одноконтурного (рис. 3,а)

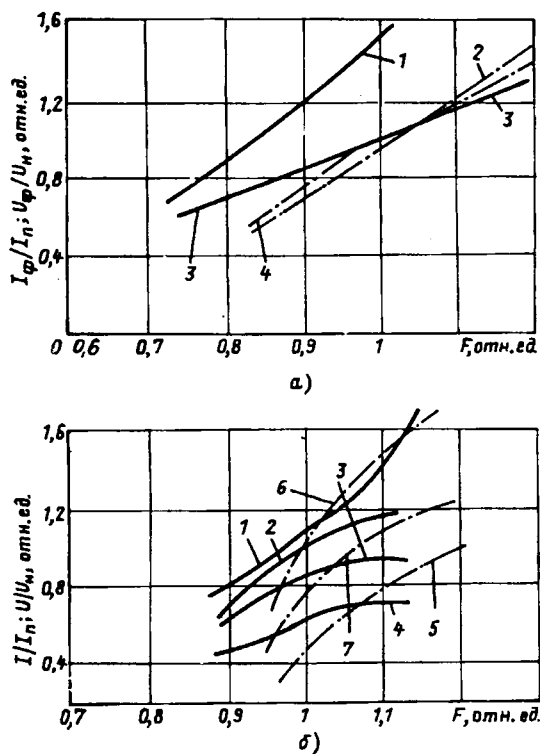


Рис. 3. Частотные характеристики АГ:

а — одноконтурного — 1 — $I_\phi(F)$ при нагрузке, равной 0,8 номинальной; 2 — $I_\phi(F)$ в режиме холостого хода; 3 — $U_\phi(F)$ при нагрузке, равной 0,8 номинальной; 4 — $U_\phi(F)$ в режиме холостого хода; б — двухконтурного при нагрузке 0,8 номинальной — 1 — $I_\phi(F)$; 2 — $U_n(F)$; 3 — $U_\phi(F)$; 4 — $I_n(F)$; в режиме холостого хода — 5 — $I_\phi(F)$; 6 — $U_n(F)$; 7 — $U_\phi(F)$

и двухконтурного (рис. 3,б) АГ, выполненных на основе серийного двигателя 4А80В4 ($P=1,5$ кВт; $n=1500$ об/мин; $I_1=3,5$ А; $\cos \varphi=0,83$). Частотные характеристики строились по измеренным данным при соблюдении условий: $\omega_1=314$ рад/с; $U_r=220$ В, где ω_1 — круговая частота напряжения генератора. Значения параметров элементов цепей двухконтурного АГ составили: $C_k=8$ мкФ; $C_0=24$ мкФ; $L_d=0,06$ Гн — в режиме холостого хода и $C_k=40$ мкФ; $C_0=24$ мкФ; $L_d=0,06$ Гн — при нагрузке, равной 0,8 номинальной мощности базовой АМ.

Итак, в двухконтурном АГ задача устранения перегрузки реактивным током серийной базовой АМ сводится к определению оптимальных значений параметров элементов внешней цепи.

Выбор параметров элементов внешней цепи связан с оптимизацией режимов АМ по току, мощности, коэффициенту мощности и КПД, что принципиально возможно в двухконтурном АГ. Приблизительно оптимальный режим АГ при заданных значениях напряжения и мощности нагрузки можно выявить графическим построением зависимости полного тока АМ от напряжения на ее фазных зажимах (рис. 4,а) и годографа вектора полного тока (рис. 4,б)

Из построений следует, что, изменяя индуктивность дросселя и емкость конденсаторных ба-

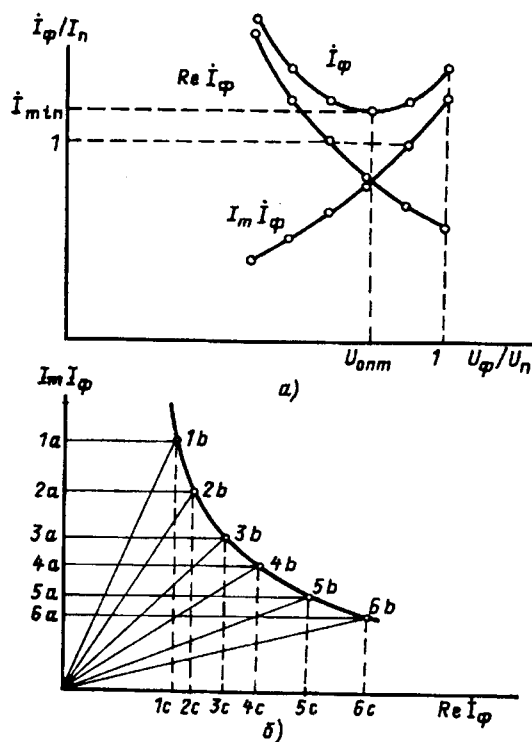


Рис. 4. К оптимизации двухконтурного АГ:
а — зависимость $I_\phi=f(U_\phi)$ при $U_{нагр}=\text{const}$; б — годограф вектора полного тока АМ при $U_{нагр}=\text{const}$ и $U_\phi=\text{var}$

тарей, можно обеспечить режим, соответствующий минимальному значению полного тока I_1 , при некотором оптимальном с точки зрения минимума реактивной составляющей тока и электрических потерь значении ЭДС генератора. При этом полный ток машины может оказаться больше паспортного значения базового электродвигателя (I_n) или меньше. В первом случае за установленную мощность АГ целесообразно принимать ее значение, при котором $I_1 = I_n$ для выбранного типоразмера электродвигателя. Во втором случае, принимая за установленную мощность АГ паспортное значение мощности электродвигателя, целесообразно снижать ЭДС генератора до значения, при котором ток АМ принимает также паспортное значение.

Оптимальный выбор режимов и параметров двухконтурного АГ может быть достигнут при достаточно высокой точности расчета. С этой целью и для сокращения времени поиска оптимального варианта целесообразно использовать ЭВМ. Предлагаемая методика расчета граничных статических режимов и соответствующих им значений элементов внешней цепи двухконтурного АГ основана на методах гармонического баланса с учетом преобразования уточненной Г-образной эквивалентной схемы АМ [1] в параллельную [2], принятую за расчетную.

Применительно к рассматриваемой расчетной схеме (рис. 1) условия баланса проводимостей для установившихся режимов можно выразить системой уравнений:

$$\begin{cases} b_3 - b_{н.э} = 0; \\ g_3 - g_{н.э} = 0, \end{cases} \quad (6)$$

где b_3, g_3 — реактивная и активная эквивалентные проводимости АМ; $b_{н.э}, g_{н.э}$ — реактивная и активная проводимости внешней цепи.

С учетом условий баланса реактивных проводимостей и нелинейности машины уравнение для эквивалентной реактивной проводимости нагрузки, приведенной к точкам I—I (рис. 1), можно представить в следующем общем виде:

$$b_{н.э}^n + M_1 b_{н.э}^{n-1} + \dots + M_i b_{н.э}^{n-i} + \dots + M_n = 0, \quad (7)$$

где коэффициенты M_i — нелинейные функции ЭДС генератора, параметров машины и нагрузки. Общее решение уравнения (7) представляет собой функцию

$$b_{н.э} = f(M_1, M_2, \dots, M_i, \dots, M_n). \quad (8)$$

Степень уравнения (7) зависит от вида аппроксимации характеристики намагничивания. Достаточно хорошую сходимость дает аппроксимирующая функция

$$E_r = \frac{b_0 - \alpha}{\beta b_0}, \quad (9)$$

где b_0 — реактивная проводимость АМ на холостом ходу; α, β — коэффициенты аппроксимации. С учетом (9) уравнение (7) обращается в квадратное [3]:

$$b_{н.э}^2 + M_1 b_{н.э} + M_2 = 0, \quad (10)$$

где

$$M_1 = \frac{1}{x_1 F^2} \left(\frac{F}{\beta U_1} + \frac{x_1 x_k}{R_n^2 + x_k^2 F^2} - \frac{r_1}{R_n} - 1 \right); \quad (11)$$

$$M_2 = \frac{x_k}{(R_n^2 + x_k^2 F^2) x_1 F^2} \left(1 + \frac{r_1}{R_n} - \frac{1}{\beta U_1} - \frac{\alpha (R_n^2 + x_k^2 F^2)}{\beta U_1 x_k F^2} \right), \quad (12)$$

x_1 — индуктивное сопротивление рассеяния статора; F — относительная частота; r_1 — активное сопротивление статорных обмоток; x_k — индуктивное сопротивление короткого замыкания; R_n — сопротивление нагрузки, приведенное к фазным зажимам с учетом электрических потерь; U_1 — напряжение на зажимах АМ.

Очевидно, для обеспечения генераторного режима АМ проводимость должна быть отрицательной. Этому условию может соответствовать определенное соотношение параметров элементов внешней цепи (рис. 1). Определение этих параметров является одной из задач синтеза двухконтурного АГ.

Эквивалентная проводимость внешней цепи, приведенная к зажимам I—I, равна

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{н.э} &= \dot{Y}_k + \dot{Y}_0 = j\omega_1 C_k + \\ &+ \frac{1}{j\omega_1 L_d + \frac{\omega_1 L_n R_n}{\omega_1 L_n - jR_n + j\omega_1^2 R_n C_0 L_n}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда активная и реактивная проводимости соответственно равны:

$$g_{н.э} = \frac{R_n}{(1 - \omega_1^2 L_d C_0 + k_L)^2 R_n^2 + \omega_1^2 L_d^2}; \quad (14)$$

$$b_{н.э} = \omega_1 C_k + \frac{(1 - \omega_1^2 L_d C_0 + k_L) R_n^2 (\omega_1 C_0 - 1/\omega_1 L_n) - \omega_1 L_d}{(1 - \omega_1^2 L_d C_0 + k_L)^2 R_n^2 + \omega_1^2 L_d^2}, \quad (15)$$

где $k_L = L_d/L_n$.

При чисто активной нагрузке $k_L = 0$, $1/(\omega_1 L_n) = 0$, следовательно,

$$Y_{н.э} = j\omega_1 C_k + \frac{1}{j\omega_1 L_d + \frac{R_n}{1 + j\omega_1 R_n C_0}};$$

$$g_{н.э} = \frac{R_n}{(1 - \omega_1^2 L_d C_0)^2 R_n^2 + \omega_1^2 L_d^2};$$

$$b_{н.э} = \omega_1 C_k + \frac{(1 - \omega_1^2 L_d C_0) \omega_1 C_0 R_n^2 - \omega_1 L_d}{(1 - \omega_1^2 L_d C_0)^2 R_n^2 + \omega_1^2 L_d^2}.$$

Кроме того, активную проводимость внешней цепи можно определить из равенства

$$g_{н.э} = P_n / (3U_1^2),$$

где P_n, U_1 — расчетные мощность нагрузки и напряжение на зажимах АГ с учетом оптимизации режима АМ. Проводимость $b_{н.э}$ можно определить из (10).

В уравнениях (14) и (15) неизвестными являются C_k, C_0 и L_d . Для их определения рассмотрим следующие случаи:

1. Частота и мощность нагрузки неизменны, а коэффициент мощности нагрузки $\cos \varphi = 1$, что характерно, например, для микроГЭС мощностью до 10 кВт, выполненной по автобалластной схеме [4].

В этом случае требуемому соотношению напряжений U_1 и U_n удовлетворяет множество значений C_k, C_0 и L_d , поэтому для определения этих параметров необходимо задаться значением одного из них, например, C_0 или C_k , принимая во внимание, что $\omega_1 C_0 < b_{н.э}$ или $\omega_1 C_k < b_{н.э}$. Тогда требуемое значение L_d можно определить из (14) или по векторной диаграмме (рис. 2), а емкости C_k или C_0 из (15).

2. Частота приводного двигателя постоянна, мощность нагрузки и коэффициент мощности нагрузки изменяются в широких пределах. Этот режим характерен для генераторов, работающих в составе дизельных агрегатов с прецизионным регулятором частоты.

В данном случае неопределенность при расчете параметров внешней цепи исключается необходимостью обеспечения граничных режимов холостого хода и номинальной нагрузки — с учетом стабилизации напряжения на нагрузке за счет соответствующего изменения дифференциальной проводимости конденсаторной батареи C_k . Например, при стабилизации напряжения АГ в соответствии с методом кратных частот [5] недостающее уравнение целесообразно задать в форме

$$2(b_{н.э}^H - b_{н.э}^B) - b_k = 0, \quad (16)$$

где $b_{н.э}^H, b_{н.э}^B$ — эквивалентные проводимости внешней цепи соответственно при номинальной нагрузке и в режиме холостого хода; b_k — максимальная проводимость батареи конденсаторов C_k . Тогда оптимальное значение емкости C_k определяется из (16), а емкость C_0 и индуктивность L_d — из совместного решения уравнений (14) и (15).

3. АГ работает в условиях изменяющихся частоты и нагрузки, например, в составе ветроустановки.

Для этого общего случая можно задать следующие граничные условия:

$$\text{при } b_{н.э} = b_{н.э}^H \quad (17)$$

$$U_n = U_{н.н}; P_n = P_{н.н}; \omega_1 = \omega_1^H; k = \omega_1 / \omega_k \rightarrow \infty; \quad (18)$$

$$\text{при } b_{н.э} = b_{н.э}^B \quad (19)$$

$$U_n = U_{н.н}; P_n = 0; \omega_1 = \omega_1^B; k = 2. \quad (20)$$

Здесь $U_{н.н}$ — номинальное напряжение на нагрузке, определяемое стандартом; $P_{н.н}$ — номинальная мощность АГ, предварительно задаваемая и равная мощности для двигательного режима; ω_k — частота регулирующих воздействий; индексы «H» и «B» соответствуют нижней и верхней граничным частотам.

Общий подход при определении режимов и параметров внешней цепи АГ для заданных условий применения генератора аналогичен изложенному выше за исключением того, что в данном случае должно учитываться изменение частоты.

Итак, предлагаемая методика синтеза двухконтурного АГ имеет следующий алгоритм:

изменяя напряжение на фазных зажимах АМ при $U_n = U_{н.н} = \text{const}$, определяем значения эквивалентных реактивных проводимостей АМ ($g_э$ и $b_э$) для граничного режима (18), при котором полный ток машины принимает минимальное значение и не превышает паспортного значения базовой АМ;

вычисляем значения эквивалентных проводимостей $g_э^B$ и $b_э^B$ для граничного режима (20);

по найденным значениям эквивалентных проводимостей АМ вычисляем значения проводимостей нагрузки, приведенные к статорным зажимам машины, и емкости управляемой конденсаторной батареи;

по найденным значениям напряжения на фазных зажимах АМ, проводимости внешней цепи и заданному значению напряжения на нагрузке определяем оптимальные значения индуктивности дросселя L_d и емкости неуправляемой конденсаторной батареи C_0 ;

вычисляем граничные режимы АМ, токи в ветвях и напряжения на элементах внешней цепи.

Методика предполагает использование численных методов при расчете двухконтурного АГ на ЭВМ. Авторами составлена блок-схема алгоритма расчета АГ, охваченного системой автоматического регулирования напряжения на нагрузке по методу кратных частот. Исходными данными для расчета являются паспортные данные базового электродвигателя (мощность, частота, фазный ток,

Расчетные и экспериментальные данные
двухконтурного АГ

Параметры и режимы	Значения		Погрешность, %
	расчет	эксперимент	
Нижний граничный режим			
C_K , мкФ	47,78	48,2	2,03
C_0 , мкФ	16,45	16,1	2,17
L_D , Гн	0,04	0,04	0
f_1 , Гц	50	50,2	0,4
P_H , Вт	1342	1395	3,8
U_Φ , В	213,9	213,3	0,28
U_D , В	29,35	29,7	1,18
U_H , В	230	229,5	0,22
I_Φ , А	5,01	4,7	6,6
I_K , А	3,21	3,2	0,31
I_D , А	2,28	2,3	0,86
I_0 , А	1,19	1,2	0,83
Верхний граничный режим			
C_K , мкФ	23,89	24,2	1,28
C_0 , мкФ	16,45	16,1	2,17
L_D , Гн	0,04	0,04	0
f_1 , Гц	55	55,2	0,38
P_H , Вт	0	0	0
U_Φ , В	212	218	2,75
U_D , В	18	17,2	4,65
U_H , В	230	236,7	2,83
I_Φ , А	3,17	3	5,67
I_K , А	1,75	1,9	7,89
I_0 , А	1,31	1,3	0,77

напряжение); параметры Г-образной эквивалентной схемы АМ; координаты трех точек характеристики холостого хода; номинальные параметры и режимы нагрузки. Параметры АМ в процессе расчета корректируются на каждом шаге итераций на основном цикле. Если расчетная мощность АГ с учетом условий оптимизации не удовлетворяет исходному требованию, вводятся исходные данные для АМ следующего габарита.

В таблице приведены расчетные и экспериментальные значения параметров и режимов АГ, выполненного на основе серийного двигателя 4А90Л4 для случая чисто активной нагрузки. Расчет выполнен на персональной ЭВМ. Погрешность расчета в сравнении с экспериментальными данными не превышает 8%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Машины переменного тока. Изд. 3-е. — Л.: Энергия, 1973.
2. Кюрегян С.Г., Ткаченко А.М. Расчет асинхронного генератора. — Электротехника, 1966, № 1.
3. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов/ И.М. Постников, А.В. Новиков, Ю.А. Прокофьев, и др. — Киев.: Наукова думка, 1977.
4. Асинхронные генераторы в составе микрогидроэлектростанций/ М.Л. Костырев, А.Н. Штанов, Н.В. Мотовилов и др. — Электротехника, 1991, № 4.
5. Кунцевич П.А., Костырев М.Л. Метод кратных частот в регулировании напряжения асинхронного резонансного генератора. — Электротехника, 1983, № 9.

[18.12.92]

Авторы: Кунцевич Петр Антонович в 1965 г. окончил Томский политехнический институт. Кандидатскую диссертацию «Асинхронный резонансный генератор как автоперестраиваемая автоколебательная система» защитил в Московском авиационном институте в 1989 г. Работает старшим научным сотрудником Научно-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ).

Прохорова Галина Андреевна в 1967 г. окончила Новочеркасский политехнический институт. Кандидатскую диссертацию «Математическое моделирование процессов самовозбуждения асинхронных генераторов» защитила в Новочеркасском политехническом институте в 1985 г. Старший научный сотрудник ВНИИЭ.

Особенности магнитопроводов асинхронных двигателей со статорами из граненых пакетов стали

СТАВИНСКИЙ А.А., ШИРИНСКИЙ С.В.

Предложены аналитические способы определения магнитного напряжения ярма, намагничивающего тока и основных потерь в стали в асинхронных двигателях с тангенциально-вверными и многоплоскостными магнитопроводами. Приведены аналитические соотношения, позволяющие учесть изменяющееся сечение участков ярма при расчете геометрии магнитопровода на стадии проектирования. Приведено сравнение результатов расчетов с результатами численного моделирования магнитного поля в ярме для разных уровней насыщения. Даны рекомендации по выбору оптимальной конфигурации ярма статора и по области применимости полученных аналитических соотношений.

Одним из направлений снижения удельной и технологической материалоемкости асинхронных двигателей (АД) является приближение внешнего контура элементарных пластин электротехнической стали к малоотходной форме с образованием на наружной поверхности статора ребер охлаждения, а также поверхностей с искусственной шероховатостью при тангенциальном смещении соседних пластин или их групп в тангенциально-вверных [1, 2] и многоплоскостных [3, 4] магнитопроводах.

Высота ярма статора с малоотходной (квадратной или треугольной) формой наружного контура определяются в виде

$$h_s(\gamma) = h_{as} + \Delta h_s(\gamma), \quad (1)$$

где h_{as} — средняя постоянная составляющая высоты ярма, соответствующая высоте ярма электромагнитно-эквивалентного АД с классическим цилиндрическим магнитопроводом; $\Delta h_s(\gamma)$ — переменная составляющая высоты ярма; γ — геометрическая угловая координата.

Изменение высоты (1) и сечения зоны ярма каждой пластины магнитопровода статора вызывает пульсацию амплитуды и ухудшение гармонического состава мгновенного значения индукции рабочего зазора АД в пределах аксиальной длины пластины (группы пластин). При смещении соседних пластин (групп) в тангенциальном направлении на угол $\gamma_{см}$ создаются условия для ослабления отрицательного влияния на электромеханические и виброакустические характеристики АД добавочных гармоник индукции, обусловленных (1).

Определение намагничивающего тока классическим способом при допущении о магнитной проницаемости магнитопровода $\mu_m = \text{const}$ может

Analytical methods of yoke magnetic strength, magnetization current and basic core losses calculation for asynchronous motors with tangential-cut and multiplane cores are suggested. Also analytical relations are present which allow to account the variable cross-section of yoke elements at the stage of design. Comparison of the calculation results with the results of numerical modelling of magnetic field in the stator yoke for different saturation levels is provided. Some recommendations are given for optimal stator yoke configuration selection and for scope of analytical relations.

быть осуществлено на основе принципа электромагнитной эквивалентности и сравнительного анализа АД с цилиндрическим ярмом высоты h_{as} и АД с синусоидальной функцией изменения высоты (1), которую с учетом сдвига нейтрали ярма относительно амплитуды индукции в зазоре на половину полюсного деления $\tau/2$ с числом полюсов p можно записать в виде

$$h_s(\gamma) = h_s(x) = h_{as} [1 + k_a \cos(k_r x)], \quad (2)$$

где x — аналог γ в прямоугольной системе координат (x, y) ; $x = x \pm \tau/2$; k_a и k_r при значении амплитуды Δh_{as} изменения высоты ярма и числе n_r , равном восьми и шести, соответственно для квадратной и треугольной форм внешнего контура элементарного слоя, определяются соотношениями:

$$k_a = \Delta h_{as}/h_{as}; \quad k_r = \pi n_r / 2p\tau.$$

Для основных гармонических составляющих магнитного поля сравниваемых АД, в прямоугольных координатах тангенциальные компоненты индукции на внутренней поверхности ярма ($y=0$) соответственно определяются выражениями [4]:

$$B_{hast_1}(y=0) = B_{Lm1} \sin(k_1 x) / \text{th}(k_1 h_{as}); \quad (3)$$

$$B_{at_1}(y=0) = [\sin(k_1 x) + 2k_a k_r \text{th}(k_1 h_s(x')) \sin(k_r x') \times \\ \times \cos(k_1 x)] B_{Lm1} / \text{th}(k_1 h_{as}) = [B_{Lm1} \sin(k_1 x) / \\ / \text{th}(k_1 h_{as})] + 2k_a k_r \sin(k_r x') \cos(k_1 x) \times \\ \times [1 + k_{\Delta B1} \cos(k_r x')], \quad (4)$$

где B_{Lm1} — амплитудное значение основной гармонической составляющей распределения индук-

ции по внутренней поверхности ярма высоты h_{as} ; k_1 — коэффициент периода; $k_1 = \pi/\tau$; значения $k_{\Delta B1}$ и $\text{th}(k_1 h_s(x))/\text{th}(k_1 h_{as})$ определяются выражениями:

$$k_{\Delta B1} = \frac{\text{th}[k_1 h_{as}(1 + k_a)] - \text{th}[k_1 h_{as}(1 - k_a)]}{2\text{th}(k_1 h_{as})};$$

$$\text{th}(k_1 h_s(x))/\text{th}(k_1 h_{as}) = 1 + k_{\Delta B1} \cos(k_1 x).$$

Значение магнитного напряжения ярма эквивалентного классического магнитопровода определяется с учетом (3):

$$F_{has} = \frac{1}{\mu_m} \int_0^\tau B_{has\tau1}(y=0) dx = \frac{1}{\mu_m} \int_0^\tau \frac{B_{Lm1}}{\text{th}(k_1 h_{as})} \times \\ \times \sin(k_1 x) dx = 2B_{Lm1}/(\mu_m k_1 \text{th}(k_1 h_{as})). \quad (5)$$

Для граненого элементарного слоя (пластины) с высотой ярма (2) выражения для тангенциальной компоненты индукции (4) и магнитного напряжения ярма, с учетом (3), (5) и тригонометрических преобразований, можно представить в виде величин, соответствующих электромагнитно-эквивалентному цилиндрическому магнитопроводу, и добавочных составляющих с амплитудами, модулированными основной и двойной частотами изменения переменной составляющей высоты ярма $\Delta h_s(y)$:

$$B_{a\tau1}(y=0) = B_{has\tau1}(y=0) + 2k_a k_r B_{Lm1} \sin(k_r x') \cos(k_1 x) + \\ + k_a k_r B_{Lm1} k_{\Delta B1} \sin(2k_r x') \cos(k_1 x);$$

$$F_{as1} = \frac{1}{\mu_m} \int_0^\tau B_{a\tau1}(y=0) dx = \frac{1}{\mu_m} \int_0^\tau B_{as\tau}(y=0) dx + \frac{2k_a k_r B_{Lm1}}{\mu_m} \times \\ \times \int_0^\tau \sin(k_r x') \cos(k_1 x) dx + \frac{k_a k_r B_{Lm1} k_{\Delta B1}}{\mu_m} \int_0^\tau \sin(2k_r x') \times \\ \times \cos(k_1 x) dx = F_{has} + \Delta F_{as1} + \Delta F_{as2}, \quad (6)$$

где значения и знаки добавочных составляющих ΔF_{as1} и ΔF_{as2} зависят от соотношения n_r и p .

Например, при $n_r=8$, $p=1$ или $p=2$, а также значениях $k_{\Delta B1}=(0,2 \div 0,15)$ [4], ΔF_{as1} и ΔF_{as2} находятся в соотношении:

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{\Delta F_{as1}}{\Delta F_{as2}} \right)_{(n_r=8; p=1)} &\approx (20 \div 30); \\ \left(\frac{\Delta F_{as1}}{\Delta F_{as2}} \right)_{(n_r=8; p=2)} &\approx -(25 \div 35). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Значения $\Delta F_{as1(2)}$ для большинства соотношений n_r и p , например $n_r=6; 8$ и $p=1; n_r=8$ $p=1; 2; 4$, а также $n_r=6$ и $p=3$, при изменении

γ пульсируют относительно 0 и при $\gamma' = \gamma \pm 2\pi/n_r$ изменяют знак на противоположный:

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{2\tau} \sin(k_r x') \cos(k_1 x) dx &= 0; \\ \int_0^{2\tau} \sin(2k_r x') \cos(k_1 x) dx &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$F_{as1}(\gamma') = \frac{1}{\mu_m} \int_{\tau+2\pi/n_r}^{\tau+2\pi/n_r} B_{a\tau1}(y=0) dx = F_{has} - \Delta F_{as1} - \Delta F_{as2}. \quad (9)$$

Из (8) и (9) следует, что значение магнитного напряжения ярма граненого магнитопровода в зависимости от координаты γ изменяется относительно среднего значения в соответствии с конфигурацией наружного контура ярма и пульсацией амплитуды $B_{\delta m}(\gamma)$. Однако при $n_r=6$ и $p=2$, а также при $n_r=8$ и $p=3$ условие (8) не выполняется и среднее значение магнитного напряжения ярма повышается относительно F_{has} .

Магнитное напряжение ярма тангенциально-верного магнитопровода с учетом (6) определяется выражением

$$F_{asmb} = \frac{1}{l_\delta} \int_0^{l_\delta} F_{as}(l, x, x_{cmi}) dl = \frac{\Delta m}{l_\delta} \left[\frac{l_\delta}{i\Delta_m} (iF_{has} + \right. \\ \left. + \sum_{i=1}^{i=P_m} \Delta F_{as1}(x, x_{cmi}) + \sum_{i=1}^{i=P_m} \Delta F_{as2}(x, x_{cmi}) \right], \quad (10)$$

где l — аксиальная координата магнитопровода; n_m — число тангенциально смещенных на γ_{cm} групп слоев (секций) в пределах активной длины l_δ ; Δ_m — толщина (аксиальный размер) секции; x_{cmi} — значение линейного смещения i -й секции, соответствующая γ_{cmi} .

Из (10) следует, что сумма добавочных составляющих намагничивающего тока в АД с магнитопроводами [1, 2] равна нулю в случае, когда x_{cmi} изменяется по крайней мере один раз от 0 до 2π в пределах l_δ :

$$\left. \begin{aligned} \Delta F_{as1\Sigma}(x, x_{cmi})_{cp} &\equiv \frac{1}{2\pi} \int_{x_{cmi}=0}^{x_{cmi}=2\pi} \left\{ \int_0^\tau \sin[k_r(x' + x_{cmi})] \times \right. \\ &\quad \times \cos(k_1 x) dx \Big\} dx_{cmi} = 0; \\ \Delta F_{as2\Sigma}(x, x_{cmi})_{cp} &\equiv \frac{1}{2\pi} \int_{x_{cmi}=0}^{x_{cmi}=2\pi} \left\{ \int_0^\tau \sin[2k_r(x' + x_{cmi})] \times \right. \\ &\quad \times \cos(k_1 x) dx \Big\} dx_{cmi} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Условию (11) соответствует величина

$\gamma_{см}(x_{см})$, которая в радианах и зубцовых делениях соответственно определяется:

$$\gamma_{см} = \gamma_B = 2\pi/\Pi_m; \quad \gamma_{Bz} = z_1/\Pi_m, \quad (12)$$

где z_1 — число зубцов статора.

Для соседних секций (соседней пластины) тангенциального (многоплоскостного) магнитопровода выражение (6) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} F_{as2} = F_{has} + \frac{2k_a k_r B_{Lm1}}{\mu_m} \int_0^{\tau} \sin \left[k_r \left(x' \pm \frac{2\pi}{n_r} \right) \right] \cos(k_1 x) dx + \\ + \frac{k_a k_r B_{Lm1} k \Delta B_1}{\mu_m} \int_0^{\tau} \sin \left[2k_r \left(x' \pm \frac{2\pi}{n_r} \right) \right] \cos(k_1 x) dx = \\ = F_{has} - \Delta F_{as1} + \Delta F_{as2}. \end{aligned} \quad (13)$$

Магнитное напряжение ярма тангенциального и многоплоскостного магнитопроводов определяется с учетом (6), (7) и (13) выражением

$$\begin{aligned} F_{as} = \frac{1}{l_\delta} \int_0^{l_\delta} F_{as}(l) dl \approx \frac{1}{n_c} \sum_{i=1}^{i=n_c} F_{asi} = \frac{\delta_c}{l_\delta} \times \\ \times \left(\sum_{i=1}^{i=n_c/2} F_{as1} + \sum_{i=1}^{i=n_c/2} F_{as2} \right) = \frac{\delta_c}{l_\delta} \left[\frac{l_\delta}{2\delta_c} (F_{as} + \Delta F_{as1} + \Delta F_{as2} + \right. \\ \left. + F_{has} - \Delta F_{as1} + \Delta F_{as2}) \right] = F_{has} + \Delta F_{as2} \approx F_{has}. \end{aligned} \quad (14)$$

Исключение второй добавочной составляющей магнитного напряжения ярма возможно в магнитопроводах с двойным тангенциальным смещением секций (элементарных пластин) [4]. При сборке магнитопроводов из взаимно сдвинутых на угол $\gamma'_{см} = \pi/n_r$ модулей в виде пар тангенциально смещенных на $2\pi/n_r$ двух соседних идентичных секций (или аналогичный сдвиг модулей из соседних тангенциально смещенных пластин) выражение для магнитного напряжения ярма можно представить в виде:

$$\begin{aligned} F_{as} = (F'_{as} + F''_{as}) = \frac{1}{2} \left[F_{has} + \frac{k_a k_r B_{Lm1} k \Delta B_1}{\mu_m} \int_0^{\tau} \sin(2k_r x') \times \right. \\ \times \cos(k_1 x) dx + F_{has} + \frac{k_a k_r B_{Lm1} k \Delta B_1}{\mu_m} \int_0^{\tau} \sin \left(2k_r \left(x' \pm \frac{\pi}{n_r} \right) \right) \times \\ \left. \times \cos(k_1 x) dx \right] = F_{has}. \end{aligned} \quad (15)$$

При пренебрежении высшими гармоническими зубчатостями распределение индукции по внешней поверхности ярма ротора АД с граненым наружным контуром пластин статора при $\mu_m = \text{const}$ определяется выражением

$$B'_L(x) = [B'_{Lm1} + \Delta B'_L \cos(k_r x')] \cos(k_1 x) =$$

$$= B'_{Lm1}(x) \cos(k_1 x), \quad (16)$$

где B'_{Lm1} — амплитудное значение основной гармонической составляющей распределения индукции по внешней поверхности ярма ротора электромагнитно-эквивалентного АД с цилиндрическим ярмом статора; $\Delta B'_L$ — амплитуда добавочной составляющей индукции, обусловленной изменением $\Delta h_s(\gamma)$.

С учетом (16) скалярный магнитный потенциал [4] и тангенциальная составляющая индукции в ярме определяются выражениями:

$$\begin{aligned} U_{mR\tau} = \frac{B'_{Lm1}(x)}{k_1 \mu_m} \cdot \frac{\text{ch}[k_1(h_{ar} - y)]}{\text{sh}(k_1 h_{ar})} \cos(k_1 x); \\ B_{R1\tau} = -\mu_m \frac{\partial U_{mR\tau}}{\partial x} = B'_{Lm1} \frac{\text{ch}[k_1(h_{ar} - y)]}{\text{sh}(k_1 h_{ar})} \sin(k_1 x) + \frac{\Delta B'_L}{k_1} \times \\ \times [k_r \sin(k_r x') \cos(k_1 x) + k_1 \cos(k_r x') \sin(k_1 x)] \times \\ \times \text{ch}[k_1(h_{ar} - y)] / \text{sh}(k_1 h_{ar}), \end{aligned} \quad (17)$$

где h_{ar} — высота ярма ротора.

Из (17) следует выражение магнитного напряжения для ярма ротора АД со статором из граненых пластин формы, удовлетворяющей (2):

$$F'_{ar} = \frac{1}{\mu_m} \int_0^{\tau} B_{R1\tau}(y=0) dx = F_{aR\tau} + \Delta F_{aR}, \quad (18)$$

где $F_{aR\tau}$ и ΔF_{aR} — соответственно магнитное напряжение ярма ротора электромагнитно-эквивалентного АД с цилиндрическим магнитопроводом статора и добавочная составляющая магнитного напряжения,

$$\begin{aligned} F_{aR\tau} = 2B'_{Lm1} / [\mu_m \text{th}(k_1 h_{ar})]; \\ \Delta F_{aR} = \frac{\Delta B'_L}{k_1 \mu_m \text{th}(k_1 h_{ar})} \int_0^{\tau} [k_r \sin(k_r x') \cos(k_1 x) + \\ + k_1 \cos(k_r x') \sin(k_1 x)] dx. \end{aligned}$$

Аналогично (11) можно убедиться, что при соблюдении (12) магнитное напряжение ярма ротора АД с тангенциально-верным магнитопроводом статора:

$$F_{aRmB} = F_{aR\tau}. \quad (19)$$

Магнитное напряжение ярма ротора АД с тангенциальным (многоплоскостным) магнитопроводом статора в соответствии с (14) и с учетом (17) при смещении соседних секций (элементарных пластин) статора на $\pm 2\pi/n_r$ может быть представлено в виде

$$F_{ar} \approx \frac{\delta_c}{l_{\delta r}} \left(\sum_{i=1}^{i=n_p/2} F_{aR}' + \sum_{i=1}^{i=n_p/2} F_{aR}'' \right) = \frac{\delta_c}{l_{\delta R}} \times$$

$$\times \left[\frac{l_{\delta R}}{2\delta_c} (F_{aR\psi} + \Delta F_{ar} + \Delta F_{aR\psi} - \Delta F_{aR}) \right] = F_{aR\psi}, \quad (20)$$

где n_p — число пластин магнитопровода ротора.

Аналогично (11), (14), (19) и (20) можно показать, что магнитные напряжения рабочего зазора, а также зубцов статора и ротора тангенциально-вверного [при соблюдении (12)], тангенциального и многоплоскостного магнитопроводов равны аналогичным величинам электромагнитно-эквивалентного цилиндрического магнитопровода.

Основные потери в стали ярма согласно изменению $h_s(\gamma)$ возрастают в зоне минимальной высоты ярма (рис. 1,а) и уменьшаются в зоне максимальной высоты ярма (рис. 1,б), а основные

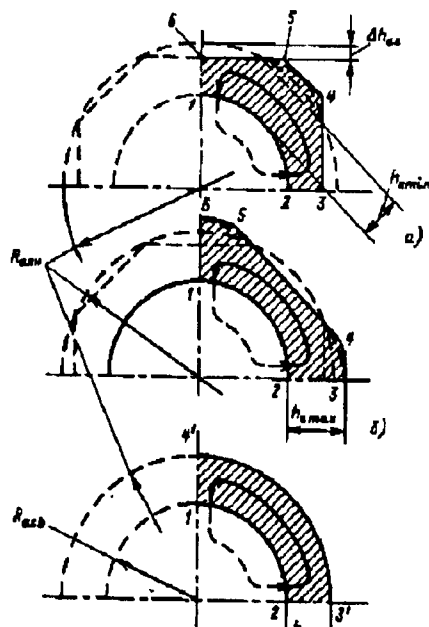


Рис. 1. Области аналитического и численного моделирования поля в ярме: а — зона минимальной высоты ярма; б — зона максимальной высоты; в — зона средней высоты ярма

потери в зубцах соответственно возрастают и снижаются в зонах координат положения максимальной $B_{\delta m1\max}$ и минимальной $B_{\delta m1\min}$ амплитуд индукции в рабочем зазоре. Однако в связи с тем, что основные потери в ярме (зубцах) пропорциональны квадрату индукции [5], сумма основных потерь в стали тангенциальных и многоплоскостных магнитопроводов в зависимости от степени электромагнитного использования на 2÷7% превышает аналогичные потери эквивалентного цилиндрического магнитопровода:

$$P_{c\Sigma} > P_{c\Sigma\psi} \approx P_{1,0/50} (f_1/50)^{\alpha_f} [k_{gz} B_{z\psi}^2 m_{zs} + k_{ga} B_{a\psi}^2 m_{as\psi}],$$

где $P_{1,0/50}$ — удельные потери при индукции 1,0 Тл и частоте перемагничивания 50 Гц; α_f — известный коэффициент [5]; $k_{gz(a)}$ — коэффициент увеличения потерь в зубцах (ярме) статора; $P_{c\Sigma\psi}$, $B_{z(a)\psi}$ и $m_{z(a)\psi}$ — сумма основных потерь, максимальное среднее значение индукции в зубцах (ярме) и масса зубцов (ярма) статора эквивалентного цилиндрического магнитопровода.

Значение основных потерь в стали магнитопроводов [1—4] определяется выражением

$$P_{c\Sigma} \approx P_{1,0/50} (f_1/50)^{\alpha_f} [k_{gz} \sum_{i=1}^{i=z} (B_{zsi}^2 m_{zs}/z_1) +$$

$$+ k_{ga} \sum_{i=1}^{i=k} (B_{asi}^2 \Delta m_{asi})], \quad (21)$$

где B_{zsi} — максимальное значение индукции в зубце, соответствующее индукции $B_{\delta m1i}$ на координате γ_i ; B_{asi} — среднее значение индукции нейтрали ярма на координате $(\gamma_i 2\pi/2p)$ i -го элемента ярма; Δm_{asi} — масса i -го элемента ярма изменяющегося сечения (рис. 1,а и б).

На основе соотношений (7) и (11)—(20) можно заключить, что суммарная МДС и намагничивающий ток АД с магнитопроводами [1—4] при отсутствии насыщения зоны $h_{s\min}$ от аналогичных величин АД с электромагнитно эквивалентным цилиндрическим магнитопроводом отличаются незначительно. Поэтому расчет намагничивающего тока рассматриваемых АД можно выполнять по средней высоте h_{as} (рис. 1,в) с использованием существующих расчетных формул [5].

Для проверки указанного заключения, а также возможности практических расчетов потерь по (21) для представленных на рис. 1,а и б областей, ограниченных $R_{asb}=6 \cdot 10^{-3}$ м и $R_{asn}=8 \cdot 10^{-3}$ м, а также области (рис. 1,в) с $h_{as}=2 \cdot 10^{-3}$ м выполнено численное моделирование электромагнитного поля с учетом нелинейности стали 1213. Численные расчеты осуществлялись методом конечных элементов [6] по программе, разработанной в Ивановском энергетическом университете, и включали воспроизведение каждой из расчетных областей, их разбиение на треугольные конечные элементы, а также определение векторных магнитных потенциалов в узлах полученной треугольной сетки на основе заданных граничных условий — конкретных значений векторных потенциалов в узлах, лежащих на границах областей.

На границах участков 1—2 (рис. 1) задавалось синусоидальное распределение векторного магнитного потенциала в виде его дискретных значений, постоянных в пределах оснований треугольников

на внутренней поверхности ярма. Потенциалы остальных узлов на границах 2—3—4—5—6—1 (рис. 1,а и б) и границах 2—3'—4'—1 (рис. 1,в) принимались равными нулю. Дополнительно к векторным потенциалам, по значениям которых может быть построена картина поля в каждой из исследуемых областей (рис. 1,а—в), соответственно определялись также средние значения нормальной B_{a1y}^* , B_{a1y}^{**} , B_{hasy}^* и тангенциальной $B_{a1\tau}^*$, $B_{a1\tau}^{**}$ и $B_{has\tau}^*$ компонент индукции в каждом конечном элементе. При вычислениях при $\mu_m = \text{const}$ нормальных (B_{a1y}^* , B_{a1y}^{**} , B_{hasy}^*) и тангенциальных ($B_{a1\tau}^*$, $B_{a1\tau}^{**}$, $B_{has\tau}^*$) компонент индукции соответственно в областях (рис. 1,а—в) аналитическим методом [4] использовались значения μ_m и скалярного магнитного потенциала, определенные по выражению для среднего значения основной гармонической индукции [4] на нейтрали ярма конфигурации (рис. 1,а и б) при подстановке средних значений индукции B_{asm}^* , рассчитанных численно на нейтрали области (рис. 1,в).

При выполнении расчетов установлено, что при увеличении степени насыщения магнитопроводов несоответствие результатов, полученных аналитическим и численным методами, возрастает. Результаты расчетов при значении $B_{asm}^* = 1,35$ Тл, которое соответствует состоянию нейтрали h_{smin} (рис. 1,б), близкому к насыщению (сталь 1213, $B_{asmmin}^* = 1,1$ Тл; $B_{asmmax}^* = 1,8$ Тл), представлены на рис. 2. Указанные результаты показывают, что относительная погрешность определения аналитическим методом величин $B_{a1y(\tau)}$ в точках, лежащих на нейтрали ярма, при высоком электромагнитном использовании магнитопровода может достигать 30%.

Таким образом, определение намагничивающего тока АД с магнитопроводами [1—4] традиционными методами при высоком электромагнитном использовании ярма может привести к существенным погрешностям определения характеристик. Однако указанные методы, а также выражение для потерь (21) в стали могут применяться при электромагнитных расчетах АД с $B_{asnmax} < 1,4 \div 1,6$ Тл.

При $B_{asnmax} > 1,4 \div 1,6$ Тл целесообразно использование численных расчетов. При этом определение магнитного напряжения ярма достигается интегрированием функции напряженности H магнитного поля вдоль контура средней силовой линии, а потери в стали ярма складываются из потерь в каждом конечном элементе:

$$F_{as}^* = \int_l \bar{H} dl \approx \sum_{i=1}^{i=k} H_i \Delta l_i; P_{ca}^* = \sum_{i=1}^k P_i,$$

где F_{as}^* и P_{ca}^* — магнитное напряжение и потери

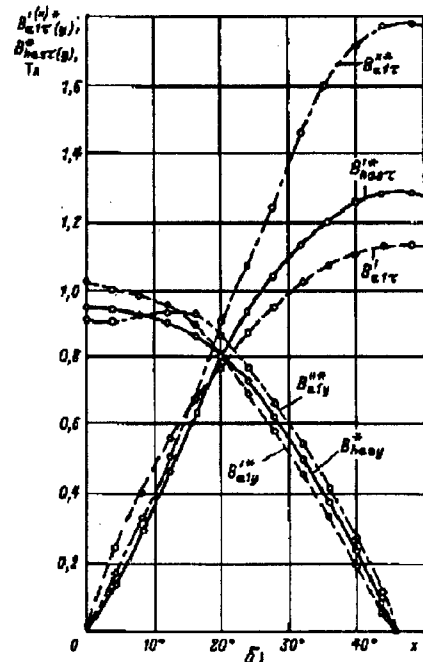
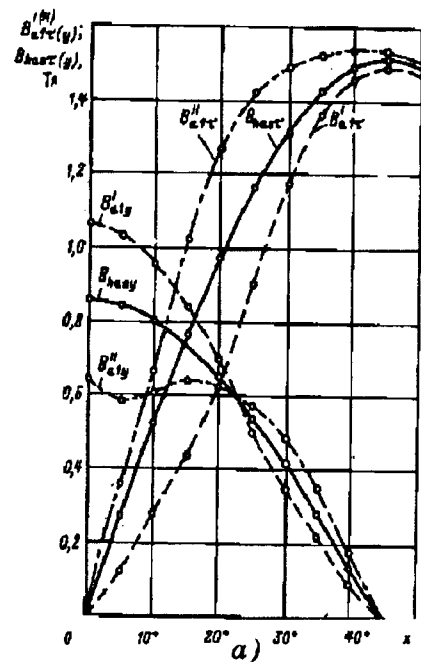


Рис. 2. Результаты расчета составляющих индукции в областях (рис. 1,а—в) на уровне $u_a = 10^{-3}$ м при $2p = 4$ и изменении x от 0 до 45° : а — с использованием аналитического метода; б — с использованием численного метода

в стали ярма; H_i и P_{ki} — напряженность поля и потери в i -м конечном элементе; Δl_i — длина отрезка силовой линии в i -м конечном элементе; k — число конечных элементов.

Величина H_i и P_i соответственно определяются из характеристик намагничивания по известной индукции и значению массы i -го конечного элемента.

Выводы. 1. Соотношения числа граней и полюсов n_p/p , равные 6/2 и 8/3, в граненых магнитопроводах применять нецелесообразно.

2. Угол смещения γ_{Bz} , число n_m и ширину секций тангенциально-вверного магнитопровода целесообразно выбирать в соответствии с числом зубцов z_1 из условия $\gamma_{Bz} = z_1/n_m$.

3. Аналитические методы расчета намагничивающего тока и потерь в стали могут быть использованы в АД с магнитопроводами [1–4] при отсутствии насыщения зоны нейтрали ярма с минимальной высотой ($B_{asm\max} < 1,4 \div 1,6$ Тл).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Особенности конструкции и вопросы проектирования электрических машин с малоотходным ярмом-радиатором/Л.Д. Овчаренко, А.М. Шейнин, А.И. Инкин и др. — В кн.: Электрические машины с составными активными элементами. — Новосибирск: изд. НЭТИ, 1989.

2. Кремешный Ю.А., Зайцев А.М., Скарковский С.Л. Экспериментальные исследования электродвигателей с «вверной» сборкой листов магнитопровода статора. — Труды ВНИПТИЭМ. Владимир, 1989.

3. Ставинский А.А. Асинхронные двигатели с тангенциально смещенными штампованными элементами активной и конструктивной части. — Труды МЭИ, 1992, вып. 656.

4. Ставинский А.А. Особенности распределения магнитного поля асинхронных двигателей с тангенциальной периодической несимметрией ярма. — Электричество, 1993, № 9.

5. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.

6. Сегерлинд Р. Применение метода конечных элементов. Пер. с англ. — М.: Мир, 1979.

[25.10.93]

Авторы: Ставинский Андрей Андреевич окончил электромеханический факультет Одесского политехнического института в 1975 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию «Торцевые асинхронные двигатели» в Московском энергетическом институте (МЭИ). Докторант кафедры электромеханики МЭИ.

Ширинский Сергей Владимирович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1989 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка маховичного вентильного автономного генератора» в МЭИ. Ассистент кафедры электромеханики МЭИ.

Статическая устойчивость машины двойного питания в режиме периодического движения

АРИСТОВ А.В.

Рассмотрены вопросы правомерности оценки статической устойчивости машины двойного питания (МДП), работающей в режиме периодического реверса, на основании анализа моментной частотной характеристики и ее составляющих синхронизирующего и демпфирующего моментов. Определены критерии статической устойчивости для фазового способа возбуждения колебательного режима работы. Дана методика и приведены результаты исследований областей устойчивости и неустойчивой работы МДП в зависимости от параметров машины, нагрузки и функций регулирования.

В настоящее время все большее распространение получают безредукторные колебательные электроприводы (КЭП) малой и средней мощности на основе обычных электродвигателей, работающих непосредственно в режиме колебаний. Они хорошо зарекомендовали себя в системах вибротранспортировки, опто-механических устройствах со сканированием, механизмах испытательной, измерительной и калибровочной техники, где по условиям технологического процесса требуются регулируемые по частоте, амплитуде и фазе периодические механические колебания.

The problems of static stability estimation of double-supply machine working under periodic reverse condition on the basis of moment frequency characteristic analysis and its components of synchronising and damping moments have been investigated. Criteria of static stability for phase excitation of periodic operating conditions have been determined. The technique and the results of investigation under stable and unstable working conditions of DSM depending on its parameters, load and regulation functions have been given as well.

В ряде случаев силовым элементом в таких системах является машина двойного питания (МДП), что позволяет с одной стороны достичь высоких удельных энергетических и динамических показателей КЭП, а с другой — обеспечить требуемую координатную точность, устранив, в частности, динамическое смещение нейтрали колебания.

Использование МДП в составе привода сопряжено с известными недостатками, основным из которых является влияние параметров машины и ее рабочих характеристик на устойчивость и

качество выходных параметров системы в целом. Поэтому, с точки зрения оптимизации режимов работы КЭП, расчета параметров МДП и выбора функций регулирования, одним из наиболее важных является вопрос оценки статической устойчивости исполнительного двигателя.

Известно, что стабилизирующее действие угла нагрузки δ характеризует статическую устойчивость синхронных машин различных модификаций. Обычно при приближенных расчетах ограничиваются оценкой устойчивости либо по знаку производной $\partial q_{эм}/\partial \delta$, определяя динамический диапазон изменения угла нагрузки δ , при увеличении которого наблюдается возрастание значения электромагнитного усилия $q_{эм}$, либо из анализа моментной частотной характеристики синхронной машины и ее составляющих синхронизирующего и демпфирующего (асинхронного) моментов [1, 2].

Рассмотрим правомерность использования данных подходов при определении критериев устойчивости МДП, работающих в квазисинхронном режиме при периодическом движении [3].

Согласно [4] средний по частоте сети электромагнитный момент (усилие) обобщенной электрической машины может быть представлен в виде

$$q_{эм}(t) = M I_s I_R \sin [z_s(t) - z_f(t) - z(t)], \quad (1)$$

где M — максимальное значение взаимной индуктивности статорных (индукторных) обмоток; I_s, I_R — модули результирующих пространственных векторов токов первичного и вторичного элементов двигателя; $z_s(t), z_f(t)$ — законы движения пространственных векторов тока (поля) первичного и вторичного элементов; $z(t)$ — обобщенная пространственная координата положения ротора (бегуна).

При разночастотном питании, когда одноименные обмотки статора и ротора попарно подключены к источникам тока частоты ω_1 и ω_2 соответственно:

$$i_{as}(t) = I_{m\alpha} \sin(\omega_1 t + \alpha);$$

$$i_{\beta s}(t) = I_{m\beta} \cos(\omega_2 t + \beta);$$

$$i_{dR}(t) = I_{md} \sin(\omega_1 t + \alpha);$$

$$i_{qR}(t) = I_{mq} \cos(\omega_2 t + \beta),$$

законы изменения результирующих векторов определяются выражениями

$$\begin{aligned} z_s(t) &= \arctg \frac{I_{m\beta} \cos(\omega_2 t + \beta)}{I_{m\alpha} \sin(\omega_1 t + \alpha)}; \\ z_f(t) &= \arctg \frac{I_{mq} \cos(\omega_2 t + \beta)}{I_{md} \sin(\omega_1 t + \alpha)}. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь $I_{m\beta}, I_{m\alpha}, I_{mq}, I_{md}, \alpha, \beta$ характеризуют амплитуды и начальные фазы питающих токов первичного и вторичного элементов в собственной системе координат.

Пренебрегая в выходном спектре закона изменения обобщенной скорости колебания ротора (бегуна) $\xi(t)$ высокочастотными составляющими частоты $(\omega_1 + \omega_2)$

$$\xi(t) = -\frac{\lambda}{2} \frac{\omega_1 + \omega_2}{A(\Omega)} \cos(\Omega t + \alpha - \beta - \delta), \quad (3)$$

при условии симметричного регулирования фазными токами ($I_{m\alpha} = I_{m\beta}, I_{md} = I_{mq}$) после подстановки выражений (2), (3) в уравнение (1) колебательное электромагнитное усилие можно рассчитать по формуле

$$q_{эм}(t) = M I_{ms} I_{mR} A(\Omega) \sin \left\{ \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \times \right. \\ \left. \times \left[\lambda \int \frac{\cos(\Omega t + \alpha - \beta - \delta)}{A(\Omega)} dt - 2 \int \frac{\cos(\Omega t + \alpha - \beta)}{A(\Omega)} dt \right], \quad (4) \right.$$

где $A(\Omega) = \sin^2(\omega_1 t + \alpha) + \cos^2(\omega_2 t + \beta)$; Ω — частота колебаний подвижного элемента двигателя ($\Omega = \omega_1 - \omega_2$); $\lambda = z_m/z_{ms}$; I_{ms}, I_{mR} — амплитудные значения модулей результирующих пространственных векторов токов первичного и вторичного элементов МДП.

Анализ уравнений (4) показывает, что наличие составляющей $A(\Omega)$ приводит к модуляции амплитуды и фазы обобщенного колебательного электромагнитного усилия. Однако чем ближе находятся частоты ω_1 и ω_2 , что характерно для наиболее часто используемых на практике низкочастотных колебаний, тем меньше сказывается влияние модуляции амплитуды электромагнитного усилия. Этот факт позволяет учитывать в дальнейшем в уравнении (4) только среднюю составляющую коэффициента $A(\Omega)$ за полпериода частоты колебаний:

$$A(\Omega)_{cp} = \frac{\Omega}{\pi} \int_0^{\pi/2} A(\Omega) dt = \frac{\Omega}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{\Omega} + \frac{1}{4\omega_2} \left[\sin 2 \left(\frac{\pi\omega_2}{\Omega} + \beta \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin 2\beta \right] - \frac{1}{4\omega_1} \left[\sin 2 \left(\frac{\pi\omega_1}{\Omega} + \alpha \right) - \sin 2\alpha \right] \right\}.$$

Тогда, с учетом сказанного, первая гармоническая составляющая колебательного электромагнитного момента после разложения выражения (4) по функциям Бесселя в ряд Фурье запишется как

$$q_{эм}(t) = 2M I_{ms} I_{mR} A^2(\Omega)_{cp} J_1 \{ \nu_\delta \} \times \\ \times \sin \left(\Omega t + \alpha - \beta + \arctg \frac{-\lambda \sin \delta}{\lambda \cos \delta - 2} \right), \quad (5)$$

где $J_1 \{ \nu_\delta \} = J_1 \left\{ \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\Omega A(\Omega)_{cp}} [1 - \lambda \cos \delta + \lambda^2/4]^{0,5} \right\}$ — функция Бесселя первого рода.

Из уравнения (5) следует, что анализировать устойчивость МДП в режиме периодических колебаний по знаку первой производной $\partial q_{эм}(t)/\partial \delta$ некорректно, так как последняя является гармонической функцией времени. Оценка критериев устойчивости может быть произведена только по амплитуде обобщенного электромагнитного усилия. В частности, для машин двойного питания, работающих в режимах вынужденных колебаний, таким критерием следует считать выражение

$$\delta \leq \arcsin \left\{ \frac{1}{\lambda} \left[1 + \frac{\lambda^2}{4} - \frac{3,2\Omega^2 A^2(\Omega)_{\text{ср}}}{(\omega_1 + \omega_2)^2} \right] \right\}, \quad (6)$$

которое получено из уравнения (5), с учетом, что свое максимальное значение функция Бесселя $J_1\{\nu_\delta\}$ принимает при $\nu_\delta = 1,8$.

Полученная критериальная оценка указывает на снижение перегрузочной способности исполнительного двигателя при квазисинхронном режиме работы по сравнению с синхронными машинами однонаправленного движения. Причем, чем выше частота колебаний исполнительного элемента МДП, тем перегрузочная способность его ниже. Согласно (6) стабилизирующее свойство угла нагрузки δ проявляется для рассматриваемого выше фазового способа возбуждения колебательного режима работы только в окрестности двойной синхронной скорости электромагнитного поля ($\lambda = 2$).

Для доказательства правомерности оценки устойчивости колебательной электрической машины по моментной частотной характеристике воспользуемся выражением для обобщенного колебательного электромагнитного усилия, полученного в [4] в виде

$$L_{\text{мех}} \frac{d^2 z}{dt^2} + [(R_{\text{мех}} - N_1) - N_2 \cos z] \frac{dz}{dt} + C_{\text{мех}}^{-1} z + M_3 \sin z = M_1 \sin(\Omega t + \psi_1) + M_2 \cos z \sin(\Omega t + \psi_3). \quad (7)$$

Здесь $L_{\text{мех}}$, $R_{\text{мех}}$, $C_{\text{мех}}^{-1}$ — обобщенные коэффициенты инерционного, демпфирующего и позиционного усилий нагрузки; N_1, N_2, M_1, M_2, M_3 — коэффициенты электромагнитного демпфирования и пускового момента, определяемые параметрами электрической машины и функциями регулирования; ψ_1, ψ_2 — начальные фазы составляющих пускового момента.

Введя замену переменных $\tau = \Omega t$ и обозначив $F = (R_{\text{мех}} - N_1)/\Omega L_{\text{мех}}$; $F_1 = -N_2/\Omega L_{\text{мех}}$; $C = C_{\text{мех}}^{-1}/\Omega^2 L_{\text{мех}}$; $C_1 = M_3/\Omega^2 L_{\text{мех}}$; $G_1 = M_1/\Omega^2 L_{\text{мех}}$; $G_2 = M_2/\Omega^2 L_{\text{мех}}$, учитывая, что при синфазном взаимодействии электромагнитных полей первичного и вторичного элементов МДП $\psi_2 - \psi_1 = \pi/2$, уравнение (7) преобразуется к виду

$$\frac{d^2 z}{d\tau^2} + (F + F_1 \cos z) \frac{dz}{d\tau} + (Cz + C_1 \sin z) = G_1 \sin(\tau + \psi_1) + G_2 \cos z \cos(\tau + \psi_1). \quad (8)$$

Определение критериев устойчивости работы МДП сведем к анализу уравнения движения (8) при исследованиях его на «устойчивость в малом»

Обозначив через Δ малые колебания вторичного элемента двигателя и пренебрегая при разложении тригонометрических функций $\cos z$, $\sin z$ в степенные ряды слагаемыми, принадлежащими z в четвертой степени и выше, а также допуская, что ввиду малого значения $\cos \Delta \approx 1,0$; $\sin \Delta \approx \Delta$, характеристическое уравнение принимает вид

$$\ddot{\Delta} + \left[\tilde{a} + \frac{z_{m1}^2}{4} F_1 \cos 2\bar{\tau} \right] \dot{\Delta} + \left[\tilde{b} + \frac{z_{m1}^2}{4} (H_1 \cos 2\bar{\tau} + H_2 \sin 2\bar{\tau}) \right] \Delta = 0,$$

где $\tilde{a} = a - z_{m1}^2 F_1/4$; $\tilde{b} = b - z_{m1}^2 H_1/4$.

Значения коэффициентов a, b, H_1, H_2 , амплитуды колебания первой гармонической составляющей закона движения z_{m1} и относительного времени $\bar{\tau}$ определяются выражениями, приведенными в приложении.

Произведя замену переменных

$$\Delta = e^{-\left[\frac{\tilde{a}}{2} \bar{\tau} + \frac{z_{m1}^2 F_1 \sin 2\bar{\tau}}{16} \right]} z(t),$$

приходим к уравнению Матье вида

$$\ddot{z} + \left[\tilde{b} - \frac{\tilde{a}^2}{4} + z_{m1} q \cos(\bar{\tau} + \rho) \right] z = 0.$$

Здесь q, ρ выражаются через параметры H_1, H_2, F_1, \tilde{a} . Обычно для электрических машин двойного питания значение $(\tilde{b} - \tilde{a}^2/4)$ намного меньше единицы, что позволяет характеристический показатель уравнения Матье ν определить согласно [6] из соотношения

$$\cos \nu \pi = \left\{ 1 - \left(\tilde{b} - \frac{\tilde{a}^2}{4} \right) \frac{\pi}{2} + \left(\tilde{b} - \frac{\tilde{a}^2}{4} \right) \frac{\pi^4}{2} + \dots \right\},$$

откуда с точностью до третьего порядка z_{m1} можно записать

$$\nu = \pm (-\tilde{b} + \tilde{a}^2/4)^{0,5}.$$

Следовательно, движение подвижного элемента электрической машины двойного питания при квазисинхронном режиме работы будет устойчивым, если вещественные корни или вещественная часть комплексных корней уравнения (9) будут отрицательными:

$$\text{Re} \left(-\frac{\tilde{a}}{2} \pm \nu \right) < 0 \text{ или } \tilde{a} > 0; \tilde{b} > 0.$$

Полученные критерии устойчивости позволяют оценить все пространство параметров электрической машины, обеспечивающих устойчивую работу МДП при периодическом движении для заданных параметров нагрузки и источников питания. Они принципиально отличаются от общеизвестных и еще раз подчеркивают выводы о неправомерности оценки устойчивости управляемых машин, имеющих, как минимум, две обмотки на вторичном элементе, по знаку коэффициентов позиционного и демпфирующего моментов [7, 8].

Нетрудно установить, что только при больших инерционных нагрузках и малых амплитудах колебаний $z_{m1} < 1$ критериальные оценки для синхронных машин однонаправленного движения и машин, работающих в режиме вынужденных колебаний, совпадают. В этом случае первый коэффициент \tilde{a} определяет аperiodическую неустойчивость системы, а второй \tilde{b} — границу области «сползания», характеризуя собой предел статической перегружаемости колебательной машины двойного питания.

На рис. 1 представлены законы изменения координаты $z(t)$ и скорости $\xi(t)$ подвижного элемента колебательного электропривода на базе МДП, иллюстрирующие неустойчивость по \tilde{a} и \tilde{b} на частоте $\Omega = 0,1$. Они были рассчитаны по выражению (7) согласно методике [9] для электрической машины, имеющей параметры: $R_s = 0,094$; $R_R = 0,06$; $L_s = 2,512$; $L_R = 2,575$; $M = 2,4$.

Из кривых следует, что при $\tilde{b} < 0$, как и при отрицательном позиционном моменте, неустойчивость системы сводится к смещению геометрической нейтральной колебаний подвижного элемента машины двойного питания относительно начала координат, или, например, при $L_{мех} = 150$, $R_{мех} = C_{мех}^{-1} = 0$ к возникновению колебательно-вращательного движения с постоянной скоростью $\omega(t) = 0,5 [(1+F_1^2)^{-0,5} \sin(\varphi - 2\gamma - \beta) - 1/F_1 \sin(\varphi - 2\gamma)]$, где $\varphi = \psi_1 + \arctg G_2/G_1$; $\gamma = \arctg 1/F_1$.

В случае $\tilde{a} < 0$ в электрической машине воз-

никают дополнительные низкочастотные пульсации ротора (бегуна), которые, по аналогии с самораскачиванием синхронных машин однонаправленного движения (частота колебаний ротора около 2 Гц), вместе с частотой вынужденных колебаний, имеющих с ними один порядок, существенно искажают общую картину изменения $z(t)$ и $\xi(t)$.

Аналитическое исследование статической устойчивости в функции параметров машины по критериям $\tilde{a} > 0$, $\tilde{b} > 0$ в общем случае затруднено. Это связано, прежде всего, с громоздкостью выражений, описывающих коэффициенты M_3, N_1 и N_2 . В связи с этим дальнейшие исследования границ областей устойчивой и неустойчивой работы МДП были проведены с помощью численных расчетов на ЭВМ в плоскости двух параметров по следующей методике.

Выделялись два варьируемых параметра, например, угол нагрузки δ и активное сопротивление цепи обмотки ротора R_R . Исходя из условия обеспечения синхронного режима работы МДП [3] для заданных значений δ и μ , рассчитывался обобщенный коэффициент нагрузки

$$z_{мех}(\Omega) = \frac{\cos \delta (1 + \mu) - 2}{(1 + \mu) \sin \delta}$$

и определялся один из варьируемых параметров нагрузки, например $L_{мех}$ при $\Omega = \text{const}$ из выражения

$$z_{мех}(\Omega) = (C_{мех}^{-1} - L_{мех} \Omega^2) / R_{мех} \Omega.$$

Изменяя R_R при $\delta = \text{const}$, рассчитывались амплитуды функций регулирования, обеспечивающие заданные значения μ и коэффициенты \tilde{a} и \tilde{b} , на основании которых производилась оценка устойчивости МДП. Задаваясь новым значением угла нагрузки δ , все расчеты повторялись. В результате определялись границы областей устойчивой и неустойчивой работы в плоскости $\delta = f(R_R)$.

В качестве примера на рис. 2 представлены области устойчивой и неустойчивой работы МДП,

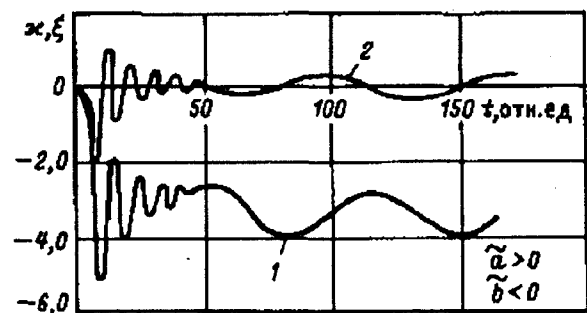
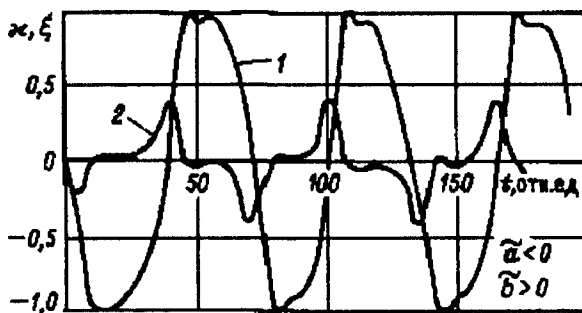


Рис. 1. Законы движения координаты (1) и скорости (2) подвижного элемента МДП в режиме периодического движения: а — $C_{мех}^{-1} = 0$; $R_{мех} = 0$; $L_{мех} = 25$; б — $C_{мех}^{-1} = 0$; $R_{мех} = 1,07$; $L_{мех} = 100$

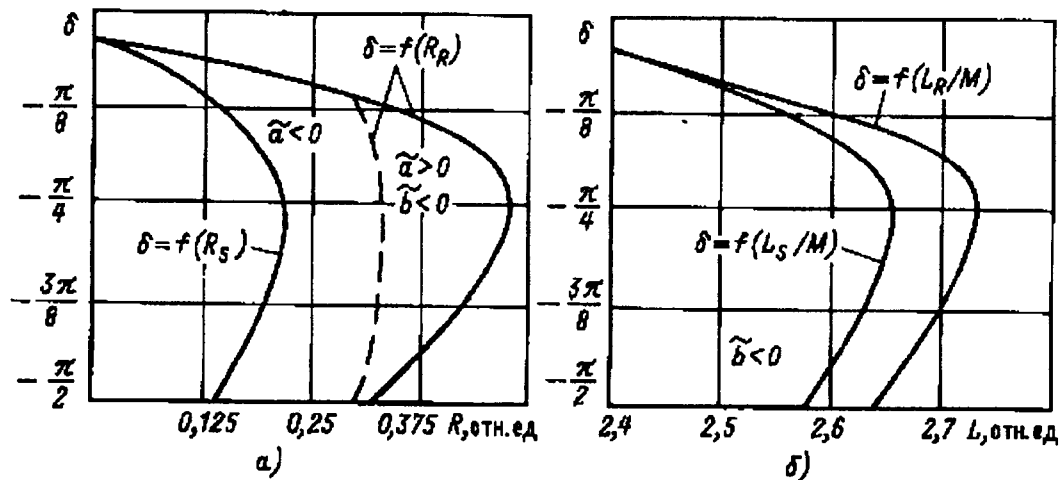


Рис. 2. Границы области устойчивой работы МДП: а — $\delta=f(R_S)$ и $\delta=f(R_R)$; б — $\delta=f(L_S/M)$ и $\delta=f(L_R/M)$

имеющей те же параметры, что и в предыдущем случае. Штриховой линией на нем обозначена граница естественной неустойчивости, вызванная отрицательным значением коэффициента электромагнитного демпфирования электрической машины, определяющим в конечном счете размер области самораскачивания. Последняя, как показали результаты расчетов, зависит от параметров как установившегося, так и переходного режимов работы. Причем, наиболее существенное влияние на нее оказывает активное сопротивление роторной цепи. Именно от его значения зависит знак коэффициента электромагнитного демпфирования, а следовательно, и возможность устойчивой работы при $R_{\text{мех}}=0$.

С увеличением собственных индуктивностей статорных и роторных цепей область самораскачивания сначала растет до некоторого критического значения, а затем уменьшается, что объясняется характером изменения асинхронного момента. Анализ полученных критериальных оценок \tilde{a}, \tilde{b} показывает, что границы устойчивой работы колебательной машины двойного питания зависят не только от параметров машины, но также от нагрузки и функций регулирования. В частности установлено, что при потенциальном питании, когда функции регулирования в собственной системе координат описываются выражениями

$$U_{a\beta}(t) = U_s(t) e^{j\varphi_s(t)};$$

$$U_{dq}(t) = U_R(t) e^{j\varphi_R(t)},$$

где

$$U_s(t) = U_{\text{мн}} [\alpha_1^2 \sin^2(\omega_1 t + \alpha) + \alpha_2^2 \cos^2(\omega_2 t + \beta)]^{0,5};$$

$$U_R(t) = U_{\text{мн}} [\alpha_3^2 \sin^2(\omega_1 t + \alpha) + \alpha_4^2 \cos^2(\omega_2 t + \beta)]^{0,5};$$

$$\varphi_s(t) = \arctg \frac{\alpha_2 \cos(\omega_2 t + \beta)}{\alpha_1 \sin(\omega_1 t + \alpha)};$$

$$\varphi_R(t) = \arctg \frac{\alpha_4 \cos(\omega_2 t + \beta)}{\alpha_3 \sin(\omega_1 t + \alpha)};$$

статическая устойчивость МДП обеспечивается во всем диапазоне регулирования только при пропорциональном изменении коэффициентов сигнала α_i по обмоткам ротора ($\alpha_3=\alpha_4=\text{var}$; $\alpha_1=\alpha_2=\text{const}$), либо по обмоткам статора и ротора ($\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\alpha_4=\text{var}$). Во всех остальных случаях (рис. 3), коэффициент позиционного момента C_1

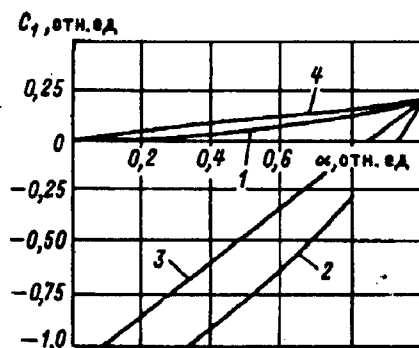


Рис. 3. Законы регулирования коэффициента электромагнитного позиционного усилия: 1 — $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\alpha_4=\text{var}$; 2 — $\alpha_1=\alpha_3=\text{var}$; $\alpha_2=\alpha_4=1$; 3 — $\alpha_1=\text{var}$; $\alpha_2=\alpha_3=\alpha_4=1$; 4 — $\alpha_3=\alpha_4=\text{var}$; $\alpha_1=\alpha_2=1$;

имеет преимущественно отрицательное значение, что приводит к нарушению статической устойчивости машины двойного питания и расширению области «сползания». Несмотря на этот факт, режимы (2) и (3) могут быть рекомендованы для систем, имеющих нежелательные упругие связи ($C_{\text{мех}}^{-1} \neq 0$) с целью компенсации их и формирования требуемых амплитудно-частотных характеристик колебательного электропривода.

Влияние параметров нагрузки на статическую

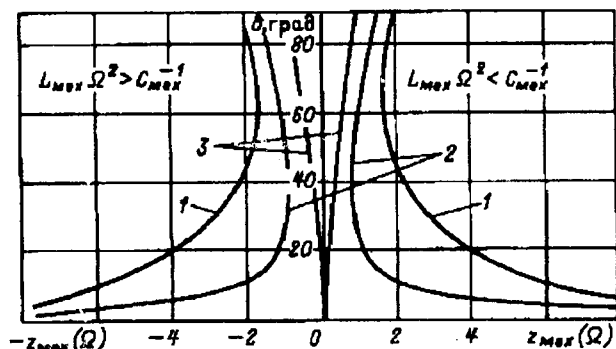


Рис. 4. Линии синхронного режима работы МДП: 1 — $\mu=0$; 2 — $\mu=0,5$; 3 — $\mu=1,0$

устойчивость МДП целесообразно проводить по обобщенному коэффициенту нагрузки $z_{мех}(\Omega)$. Для этого работу МДП в синхронном режиме удобно представлять в виде следов на плоскости параметра $z_{мех}(\Omega)$ и δ (рис. 4). Как показали исследования, с увеличением $z_{мех}(\Omega)$ область устойчивой работы МДП сужается. В частности, при малых значениях $z_{мех}(\Omega)$ устойчивая работа колебательной машины невозможна, равно как и при $z_{мех}(\Omega) \rightarrow \infty$. Последнее объясняется тем, что из-за нелинейности статической механической характеристики электрической машины в диапазоне малых скоростей ξ коэффициент электромагнитного демпфирования двигателя имеет отрицательное значение и отсутствие демпфирующей нагрузки ($R_{мех}=0$) (либо относительно малое значение ее) приводит к увеличению границ «самораскачивания».

Введение позиционной нагрузки $C_{мех}^{-1} > 2L_{мех}\Omega^2$ оказывает благоприятное влияние на статическую устойчивость системы в целом, так как стабилизирует амплитуду колебаний, а следовательно, ограничивает весовой вклад отрицательных коэффициентов в критериальные оценки \tilde{a} и \tilde{b} .

Изложенные в статье результаты и методики оценки статической устойчивости могут быть рекомендованы при расчетах и проектировании безредукторных управляемых колебательных электроприводов, выполненных на базе машины двой-

ного питания.

Приложение. Значения коэффициентов характеристического уравнения МДП при анализе статической устойчивости

$$H_1 = C_1 - 2G_2[R_2(b-1) - R_1 a]/(G_1^2 + G_2^2);$$

$$H_2 = -\{2F_1 - 2G_2[R_1(b-1) + R_2 a]/(G_1^2 + G_2^2);$$

$$R_1 = G_1 \cos \psi_1 - G_2 \sin \psi_1;$$

$$R_2 = G_1 \sin \psi_1 - G_2 \cos \psi_1;$$

$$z_{m1} = \{(G_1^2 + G_2^2)/[(b-1)^2 + a^2]\}^{0,5};$$

$$a = F + F_1; \quad b = C + C_1; \quad \bar{\tau} = \tau + \gamma;$$

$$\gamma = \arctg [(b-1)R_2 - aR_1]/[(b-1)R_1 + aR_2].$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. — М.: Высшая школа, 1975.
2. Важов А.И. Основы теории переходных процессов синхронной машины. — М.: Госэнергоиздат, 1960.
3. Аристов А.В., Луковников В.И. О синхронном режиме машины двойного питания в колебательном движении. — Электричество, 1992, № 8.
4. Трещев И.П. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980.
5. Аристов А.В., Тимофеев А.А. Закон движения электропривода колебательного движения с машиной двойного питания. — Электромеханика, 1992, № 5.
6. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. — М.: Наука, 1976.
7. Ботвинник М.М., Шакарян Ю.Г. Управляемая машина переменного тока. — М.: Наука, 1969.
8. Сорочер Т.Г. Колебания индукционного двигателя двойного питания. — Труды ВЭИ, 1941, вып. 4,7.
9. Аристов А.В., Ткалич С.А., Шутов Е.А. Цифровая модель колебательного электропривода — В кн.: Оптимизация режимов работы систем электроприводов. — Красноярск: изд. КПИ, 1986.

[25.08.93]

Автор: Аристов Анатолий Владимирович окончил факультет автоматики и электромеханики Томского политехнического института (ТПИ) в 1975 г. В 1982 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка и исследование прецизионного асинхронного электропривода угловых синусоидальных колебаний» в ТПИ. Доцент кафедры «Электрооборудование и электротехника» Томского политехнического университета.

Состояние разработок вентильных преобразователей по схеме «две обратные звезды»

ЗБОРОВСКИЙ И.А.

Предложен метод анализа процессов в преобразователях различной конструкции на основе симметричных составляющих напряжений и токов, обладающий большей общностью и точностью по сравнению с классическим методом. В преобразователе с катушкой Кюблера в зависимости от параметров возможны два варианта переходных процессов при внешнем коротком замыкании. Предложены схемы совместного испытания на электродинамическую стойкость трансформатора и реактора. Исследован один из экономических способов ограничения уравнительного тока с помощью четырехстержневого трансформатора. В качестве примера рассмотрены преобразователи, в одном из которых ограничение уравнительного тока и сглаживание пульсаций выпрямленного тока достигается трансформатором. В другом выравнивание тока между обратными звездами осуществляется токовыравнивающим реактором.

A method is proposed for analysis of processes in different-design converters, based on symmetrical components of voltages and currents and being of a greater generality and accuracy compared to the classical method. Two models of parameter-bound transient processes that take place during an external short circuit in the converter the Kubler coil are established. Set-ups for simultaneous testing of transformers and reactors for electrodynamic stability are proposed. One of the economical methods for limiting the circulating current by the use of a four-core transformer is investigated. The theory is illustrated on the example of two converters: in one of these, transformers limit the circulating current and smooth out ripples of the rectified current, while in the other one, an interphase reactor divides the current between the opposed stars.

Введение. В статье рассматриваются преобразователи, выполненные по схеме, традиционно называемой «две обратные звезды с уравнительным реактором» (рис. 1). С момента выхода в свет известной монографии [1], посвященной электромагнитным процессам в указанном преобразователе, предложены его новые модификации, процессы в которых либо не могут быть осмыслены в рамках существующей теории, либо описываются приближенно. К упомянутым модификациям относятся:

1) преобразователь с многофункциональным реактором [2];

2) преобразователь без уравнительного реактора [3] (функцию последнего выполняет трансформатор);

3) преобразователь без уравнительного и сглаживающего реакторов [4, 5] (функции последних выполняет трансформатор);

4) преобразователь с междуфазным реактором, предназначенным для равномерного деления тока между обратными звездами [6].

Все названные преобразователи могут быть объединены под общим названием, указанным в заголовке статьи.

В статье предлагаются общий метод исследования и его иллюстрация на примерах различных конструкций преобразователей. Метод базируется на симметричных составляющих напряжений и токов.

Постановка задачи (общие положения). Рассмотрим симметричный шестифазный преобразователь с симметричной системой синусоидальных напряжений на его входе. Никаких конструктивных ограничений на уравнительный реактор не накладывается: он может представлять собой катушку со средним выводом (катушка Кюблера), или между его ветвями может отсутствовать магнитная связь. Наличие уравнительного реактора вообще не обязательно: функцию реактора может выполнять шина.

На конструктивное исполнение трансформатора также не накладывается ограничений: он может быть трех-, четырех-, пятистержневой или состоять из трех однофазных.

Принимаем допущение о том, что индуктив-

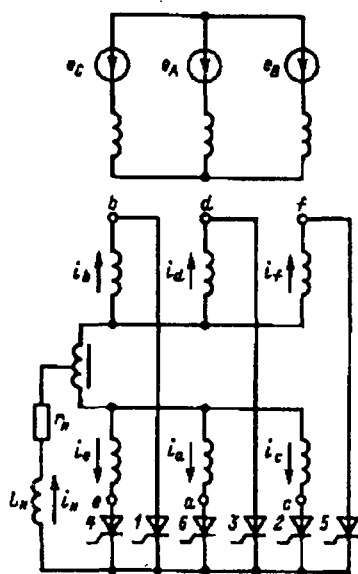


Рис. 1. Шестифазный преобразователь с уравнительным реактором

ные сопротивления на частоте источника питания значительно превышают активные. Выход преобразователя может содержать активно-индуктивную нагрузку или наряду с резистором или вместо него — постоянную ЭДС.

При исследовании установившегося режима можно выделить три этапа:

1. Определение мгновенных токов в обмотках трансформатора и среднего значения тока нагрузки (первое уравнение внешней характеристики).

2. Вывод формул для расчета амплитуд и начальных фаз вынужденных токов методом симметричных составляющих.

3. Определение среднего значения напряжения на выходе преобразователя (второе уравнение внешней характеристики).

Мгновенные значения токов. Проиллюстрируем метод на примере рабочего режима преобразователя, в котором вентили проводят ток группами по три и по два.

Начало первого интервала проводимости совместно с моментом отпирания второго вентиля, который смещен на угол регулирования относительно момента прохождения ЭДС e_a через максимальное значение (рис. 2). Указанный момент совмещен с началом отсчета.

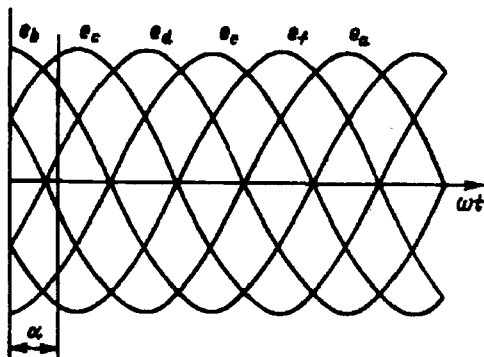


Рис. 2. Мгновенные ЭДС в фазах вентильной обмотки трансформатора на холостом ходу

Номера вентилях, проводящих ток на трех интервалах, начало и концы интервалов указаны в таблице.

Номер интервала	Номера вентилях, проводящих ток	Начало интервала	Конец интервала
I	1, 6, 2	α	$\alpha + \gamma$
II	1, 2	$\alpha + \gamma$	$\alpha + \pi/3$
III	1, 2, 3	$\alpha + \pi/3$	$\alpha + \gamma + \pi/3$

На первом интервале происходит коммутация среди вентилях четной группы, а на третьем — нечетной группы. Длительность коммутации равна γ . Число рассматриваемых интервалов опре-

деляется минимальным числом соотношений, необходимых для определения постоянных интегрирования.

Мгновенный ток в течение интервала в любой ветви преобразователя состоит из двух составляющих: синусоидальной, определяемой методом симметричных составляющих, и постоянной. При определении постоянных интегрирования используем граничные условия.

Средний ток нагрузки определяется на первом интервале как сумма токов трех тиристоров, а на втором — двух (см. таблицу):

$$I_H = \frac{3}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_H d\theta + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_H d\theta \right), \tag{1}$$

где

$$\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_H d\theta = [I_{mbI} \cos(\theta + \beta_{bI}) + I_{mcI} \cos(\theta + \beta_{cI}) + I_{maI} \cos(\theta + \beta_{aI})]_{\alpha}^{\alpha+\gamma} + [I_{mbII} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bII}) - I_{mbI} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bI}) - I_{mbII} \sin(\alpha + \beta_{bII} + \frac{\pi}{3}) + I_{mbIII} \sin(\alpha + \beta_{bIII} + \frac{\pi}{3}) - I_{mbIII} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bIII} + \frac{\pi}{3}) - I_{mcI} \sin(\alpha + \beta_{cI}) - I_{maI} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{aI})] \gamma; \tag{2}$$

$$\int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_H d\theta = [I_{mbII} \cos(\theta + \beta_{bII}) + I_{mcII} \cos(\theta + \beta_{cII})]_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} + [I_{mbIII} \sin(\alpha + \beta_{bIII} + \frac{\pi}{3}) - I_{mbII} \times \sin(\alpha + \beta_{bII} + \frac{\pi}{3}) - I_{mbIII} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bIII} + \frac{\pi}{3}) - I_{mcII} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{cII}) + I_{mcI} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{cI}) - I_{mcI} \sin(\alpha + \beta_{cI})] (\frac{\pi}{3} - \gamma).$$

Синусоидальные и косинусоидальные функции умножаются на амплитуды вынужденных составляющих токов в фазах вентильной обмотки. Буквой β обозначены начальные фазы упомянутых составляющих. В обозначениях амплитуд токов и начальных фаз римским цифрам I, II, III соответствуют номера интервалов (см. таблицу).

Определение вынужденных составляющих токов. В качестве исходных используются уравнения, связывающие симметричные составляющие напряжений и токов шестифазной системы.

Если исходить из идеализированной вольт-амперной характеристики тиристора (напряжение между анодом и катодом равно нулю в проводящем состоянии; ток равен нулю в запертом состоянии), то между отводом любой фазы вентильной обмотки (a, b, c, d, e, f) и общей точкой катодов тиристоров может быть либо разрыв, либо глухое соединение. Несимметричная шестифазная система напряжений между указанными точками может быть разложена на шесть симметричных составляющих. Аналогичным образом раскладываем и несимметричную систему фазных токов

вентильной обмотки.

Упомянутые уравнения, связывающие симметричные составляющие:

$$\begin{aligned} \dot{E}_a &= Z_1 \dot{I}_1 + \dot{U}_1; \quad 0 = Z_2 \dot{I}_2 + \dot{U}_2; \quad 0 = Z_3 \dot{I}_3 + \dot{U}_3; \\ 0 &= Z_4 \dot{I}_4 + \dot{U}_4; \quad 0 = Z_5 \dot{I}_5 + \dot{U}_5; \quad 0 = Z_6 \dot{I}_6 + \dot{U}_6, \end{aligned} \quad (3)$$

где \dot{U}_k, \dot{I}_k — комплексные напряжения и токи симметричных составляющих фазы a , ($k=1, 2, \dots, 6$); \dot{E}_a — комплексная ЭДС, индуцируемая в фазе a вентиляльной обмотки, при холостом ходе трансформатора ($\dot{E}_a = -\dot{E}_A$, где \dot{E}_A — ЭДС фазы A питающей сети); Z_k — комплексные сопротивления первой—шестой последовательностей ($k=1, 2, \dots, 6$).

Первая система векторов образует прямую последовательность, пятая — обратную; вторая и четвертая состоят из двух трехфазных систем с одинаковым направлением векторов тех двух фаз, которые находятся на одном стержне трансформатора. Вторая и четвертая последовательности образуются из двух трехфазных симметричных систем соответственно обратного и прямого чередования фаз. Третья последовательность векторов состоит из двух трехфазных систем нулевой последовательности, сдвинутых на π . Шестая содержит две совпадающие трехфазные системы нулевой последовательности.

Из изложенного следует, что, например, токи фаз вентиляльной обмотки можно выразить через симметричные составляющие следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_a &= \sum_{k=1}^6 \dot{I}_k; \quad \dot{I}_b = a^5 \dot{I}_1 + a^4 \dot{I}_2 - \dot{I}_3 + a^2 \dot{I}_4 + a \dot{I}_5 + \dot{I}_6; \\ \dot{I}_c &= a^4 \dot{I}_1 + a^2 \dot{I}_2 + \dot{I}_3 + a^4 \dot{I}_4 + a^2 \dot{I}_5 + \dot{I}_6; \\ \dot{I}_d &= -\dot{I}_1 + \dot{I}_2 - \dot{I}_3 + \dot{I}_4 - \dot{I}_5 + \dot{I}_6; \\ \dot{I}_e &= a^2 \dot{I}_1 + a^4 \dot{I}_2 + \dot{I}_3 + a^2 \dot{I}_4 + a^4 \dot{I}_5 + \dot{I}_6; \\ \dot{I}_f &= a \dot{I}_1 + a^2 \dot{I}_2 - \dot{I}_3 + a^4 \dot{I}_4 + a^5 \dot{I}_5 + \dot{I}_6 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

или в матричном виде

$$\dot{I} = M \dot{I}_n; \quad \dot{I}_n = M^{-1} \dot{I}, \quad (5)$$

где \dot{I}, \dot{I}_n — столбцовые матрицы соответственно фазных токов вентиляльной обмотки и их симметричных составляющих; M — матрица преобразования; M^{-1} — обратная матрица; $a = e^{j\pi/3}$.

Выражения, аналогичные (5), могут быть записаны и для напряжений между отводами фаз вентиляльной обмотки и общей точкой катодов. Поэтому выражения (5) будут использоваться с учетом возможности замены токов на напряжения.

Уравнения (3) содержат двенадцать неизвестных, и поэтому они должны решаться совместно

с другими. Для первого интервала (см. таблицу) имеем дополнительные условия:

$$\dot{U}_a = \dot{U}_b = \dot{U}_c = 0; \quad \dot{I}_e = \dot{I}_d = \dot{I}_f = 0. \quad (6)$$

На основании выражений (3), (5), (6) определяем действующие токи фаз вентиляльной обмотки на первом интервале (см. таблицу):

$$\dot{I}_{aI} = \frac{\Delta_a}{\Delta}; \quad \dot{I}_{bI} = \frac{\Delta_b}{\Delta}; \quad \dot{I}_{cI} = \frac{\Delta_c}{\Delta}, \quad (7)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= 3Z_{12}[2(Z_{12}^2 + Z_{36}^2 - Z_{63}^2 - Z_{21}^2) + 5Z_{12}Z_{36} + 4Z_{21}Z_{63}]; \\ \Delta_a &= 6\dot{E}_a \{ Z_{12}[2Z_{12}(2+a^4) + Z_{36}(4-a^4) - 3a^5(Z_{63} - Z_{21})] + (1-a^4)(Z_{36}^2 - Z_{63}^2 - Z_{21}^2 + 2Z_{63}Z_{21}) \}; \\ \Delta_b &= 18a^2 Z_{12} \dot{E}_a (Z_{63} - Z_{21} - Z_{12} - 2Z_{36}); \\ \Delta_c &= 6\dot{E}_a \{ (1-a^4)[(Z_{63} - Z_{21})^2 - Z_{36}^2] - Z_{12}Z_{36}(1 - 4a^4) + 2Z_{12}^2(1+2a^4) - 3a^5 Z_{12}(Z_{63} - Z_{21}) \}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В выражениях (8) приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} Z_{12} &= Z_1 + Z_2; \quad Z_{36} = Z_3 + Z_6; \\ Z_{21} &= Z_2 - Z_1; \quad Z_{63} = Z_6 - Z_3. \end{aligned} \quad (9)$$

Для определения вынужденных составляющих токов на втором интервале (см. таблицу) используем дополнительные условия:

$$\dot{U}_b = \dot{U}_c = 0; \quad \dot{I}_a = \dot{I}_e = \dot{I}_d = \dot{I}_f = 0. \quad (10)$$

В соответствии с (3), (5), (10) комплексные вынужденные токи фаз вентиляльной обмотки на втором интервале (см. таблицу) равны:

$$\dot{I}_{bII} = 6a^4 \dot{E}_a \frac{aZ_{11} - Z_{12}}{Z_{11}^2 - (Z'_{12})^2}; \quad \dot{I}_{cII} = 6a^4 \dot{E}_a \frac{Z_{11} - aZ_{12}}{Z_{11}^2 - (Z'_{12})^2}, \quad (11)$$

где

$$Z_{11} = 2Z_{12} + Z_{36}; \quad Z'_{12} = -Z_{21} + Z_{63}. \quad (12)$$

На третьем интервале комплексные вынужденные составляющие токов $\dot{I}_{bIII}, \dot{I}_{cIII}, \dot{I}_{dIII}$ отстают соответственно от токов $\dot{I}_{aI}, \dot{I}_{bI}, \dot{I}_{cI}$ на угол $\pi/3$. Поэтому, умножив выражения (11) на a^{-1} , получим комплексные вынужденные токи третьего интервала.

Если индуктивное сопротивление нагрузки $X_H \rightarrow \infty$, то выражения (2) интегралов гока нагрузки упрощаются и принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i_H d\theta &= \gamma [-I_{mbI} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bI}) + I_{mbII} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bII}) - \\ &\quad - I_{mbII} \sin(\alpha + \beta_{bII} + \pi/3) + I_{mbIII} \sin(\alpha + \beta_{bIII} + \pi/3) - \\ &\quad - I_{mbIII} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{bIII} + \pi/3) - I_{mcI} \sin(\alpha + \beta_{cI}) - \\ &\quad - I_{maI} \sin(\alpha + \gamma + \beta_{aI})]; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} i_H d\theta = & \left(\gamma - \frac{\pi}{3} \right) [I_{mbI} \sin \left(\alpha + \beta_{bII} + \frac{\pi}{3} \right) - I_{mbIII} \times \\ & \times \sin \left(\alpha + \beta_{bIII} + \frac{\pi}{3} \right) + I_{mbIII} \sin \left(\alpha + \gamma + \beta_{bIII} + \frac{\pi}{3} \right) + \\ & + I_{mcII} \sin \left(\alpha + \gamma + \beta_{cII} \right) - I_{mcI} \sin \left(\alpha + \gamma + \beta_{cI} \right) + \\ & + I_{mcI} \sin \left(\alpha + \beta_{cI} \right)], \quad (13) \end{aligned}$$

где комплексные вынужденные токи определяются по формулам

$$\begin{aligned} \dot{I}_{aI} = & \frac{2\dot{E}_a}{ZZ_{12}} [(4-a^4)Z_{12} + 2(1-a^4)(2Z_3 + Z_{21}) - 3a^5Z_{12}]; \\ \dot{I}_{bI} = & -\frac{6a^2\dot{E}_a}{Z}; \quad \dot{I}_{cI} = \frac{2\dot{E}_a}{ZZ_{12}} [2(a^4-1)(2Z_3 + Z_{21}) + (4a^4-1) \times \\ & \times Z_{12} - 3a^5Z_{12}]; \\ \dot{I}_{bII} = & -\dot{I}_{cII} = 3a^4\dot{E}_a \frac{a-1}{2(Z_{12}+Z_3)+Z_{21}}; \\ \dot{I}_{bIII} = & \frac{2\dot{E}_a}{ZZ_{12}} [(1+4a^5)Z_{12} + 2(1+a^5) \times \\ & \times (Z_{21} + 2Z_3) - 3a^4Z_{12}]; \quad (14) \end{aligned}$$

$$Z = Z_1 + 9Z_2 + 8Z_3. \quad (15)$$

Второе уравнение внешней характеристики определим при весьма большой индуктивности нагрузки ($X_6 \rightarrow \infty$).

Комплексное действующее напряжение на выходе преобразователя

$$\dot{U}_H = -\dot{U}_6. \quad (16)$$

Найдем комплексное напряжение отдельно для первого и второго интервалов (см. таблицу). После сложения уравнений (3) и с учетом того, что на первом интервале $\dot{U}_a = 0$ (см. таблицу), получим

$$\dot{U}_{HI} = \dot{E}_a - Z_1(\dot{I}_1 + \dot{I}_5) - Z_2(\dot{I}_2 + \dot{I}_4) - Z_3\dot{I}_3, \quad (17)$$

так как $Z_1 = Z_5$, $Z_2 = Z_4$.

Преобразуем соотношение (17) с учетом (5), (9), (14). В результате для первого интервала получим

$$\dot{U}_{HI} = 6\dot{E}_a e^{-j\pi/3} \frac{X_2 + X_3}{X_1 + 9X_2 + 8X_3}, \quad [\alpha < \theta < \alpha + \gamma], \quad (18)$$

где X_1, X_2, X_3 — индуктивные сопротивления первой, второй и третьей последовательностей.

Для определения комплексного напряжения на выходе преобразователя на втором интервале используем выражения (3), (9), (14), (16). В результате преобразований получим

$$\dot{U}_{HI} = -\frac{\sqrt{3}}{2} j \dot{E}_a, \quad [\alpha + \gamma < \theta < \alpha + \pi/3]. \quad (19)$$

Перейдем от комплексных значений (18) и (19) к мгновенным напряжениям. Среднее на-

пряжение за интервал повторяемости

$$\begin{aligned} U_H = & \frac{3}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} U_{HI} d\theta + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+\pi/3} u_{HI} d\theta \right) = \frac{3}{\pi} E_a \times \\ & \times \left\{ 6\sqrt{2} \frac{X_2 + X_3}{X_1 + 9X_2 + 8X_3} [\sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha] + \right. \\ & \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} [\cos(\alpha - \pi/3) - \cos(\alpha + \gamma - 2\pi/3)] \right\}. \quad (20) \end{aligned}$$

Выражения (1), (13), (14), (20) определяют зависимость между средними значениями напряжения и тока на выходе преобразователя, т.е. внешнюю характеристику в режиме 2—3. Для определения напряжения и тока следует задаться углами регулирования и коммутации.

Если в качестве вентилей используются диоды, то они отпираются при $\alpha = \alpha_0$, где α_0 — угол естественного отпирания. При тиристорном управлении α_0 — минимальный угол управления.

Угол естественного отпирания равен (см. приложение)

$$\begin{aligned} \alpha_0 = & \arctg \frac{1}{\sqrt{3}} \times \\ & \times \frac{X_2(1,5X_6 - 4,5X_3 - 6X_2) + 1,5X_1(X_6 - 3X_3 - 4X_2)}{4(X_1X_2 + X_3X_6) + 0,5(9X_1X_3 + 9X_2X_6 + X_1X_6 + X_2X_3)}. \quad (21) \end{aligned}$$

Если индуктивность нагрузки весьма велика ($X_6 \rightarrow \infty$), то

$$\alpha_0 = \arctg \frac{\sqrt{3}(X_1 + X_2)}{X_1 + 8X_3 + 9X_2}. \quad (22)$$

В схеме преобразователя «две обратные звезды с уравнительным реактором (катушкой Кюблера)» значение X_3 можно принять весьма большим, и поэтому $\alpha_0 = 0$, т.е. отпирание диодов происходит в моменты совпадения ЭДС, которые образуют симметричную трехфазную систему (соответственно e_a, e_c, e_e и e_b, e_d, e_f).

В качестве иллюстрации полученных формул рассмотрим преобразователь с многофункциональным реактором, исследованный классическим методом [2]. Строгость последнего доказана при весьма большом индуктивном сопротивлении уравнительного или многофункционального реактора. При ограниченном сопротивлении реактора этот метод может вызвать сомнение, хотя бы потому, что не учитывает различие между соединением сетевой обмотки по схемам звезды и треугольника и другие конструктивные особенности трансформатора, влияющие на сопротивление третьей последовательности (сопротивление шестой последовательности принимается весьма большим).

Сопротивление третьей последовательности трансформатора при соединении сетевой обмотки в треугольник близко к величине X_1 . При соединении по схеме звезды указанное сопротивление существенно возрастает, и, следовательно,

возрастает общее сопротивление третьей последовательности, так как оно включает трансформатор и реактор. За счет этого снижается уравнительный ток, и поэтому среднее напряжение на выходе преобразователя, рассчитанное по формулам (1), (13), (14), (20), при заданном значении тока нагрузки оказывается выше, чем определенное по формулам классической теории. Например, для диодного преобразователя с многофункциональным реактором, параметры которого соответствуют [2], при номинальном токе нагрузки выходное напряжение, рассчитанное по формулам данной статьи, на 3–4% выше, чем найденное в соответствии с классической теорией [2].

Переходный процесс при внешнем коротком замыкании. В преобразователе с катушкой Кюблера могут быть два качественно различных варианта протекания переходного процесса. Рассмотрим первый вариант. Как и в случае преобразователя с многофункциональным реактором [2], наиболее тяжелое КЗ начинается с момента $\theta=0$ (рис. 2). При этом ток проводят тиристоры 1 и 2.

Допустим, что сопротивление $X_3 \gg X_6$. Этому случаю, в частности, соответствует глухое КЗ на выходе преобразователя. Согласно формулам [2] определяем начальные фазы вынужденных составляющих токов:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = -\pi/6. \quad (23)$$

Поэтому токи в тиристорах 1 и 2 равны между собой, т.е. (рис. 3)

$$i_1 = i_2 = I_m [\sin(\theta - \pi/6) + \frac{1}{2}]; \quad i_n = 2i_1. \quad (24)$$

Магнитодвижущие силы в ветвях уравнительного реактора направлены встречно.

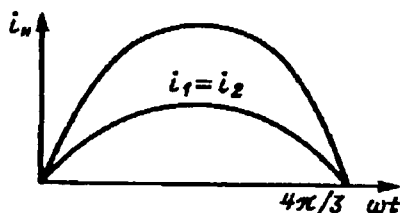


Рис. 3. Временные зависимости токов в тиристорах и нагрузке по первому варианту переходного процесса

Переходный процесс заканчивается при $\theta=4\pi/3$, когда токи в тиристорах проходят через нулевое значение.

Рассмотрим второй вариант. При увеличении параметра X_6 , например за счет увеличения индуктивности реактора в цепи нагрузки, начальные фазы $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2$. Мгновенные токи в фазах вентильной обмотки трансформатора b и c не равны.

Для того чтобы физически осмыслить переходный процесс по второму варианту, допустим,

что $X_3 = X_6$ и, кроме того, другими сопротивлениями симметричных составляющих по сравнению с X_3 можно пренебречь. В этом случае на основании формул [2]

$$\varepsilon_1 = -\pi/3; \quad \varepsilon_2 = 0. \quad (25)$$

На первом этапе переходного процесса токи проводят тиристоры 1 и 2, и ток нагрузки равен их сумме (рис. 4). При $\theta=\pi$ ток первого тиристора равен нулю. На втором этапе ($\theta>\pi$) ток проводит только второй тиристор.

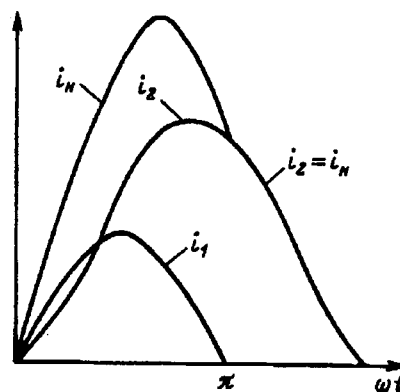


Рис. 4. Временные зависимости токов в тиристорах и нагрузке по второму варианту переходного процесса

Описанный характер переходного процесса качественно подтверждается в [7], где отмечено экспериментальное подтверждение упомянутого процесса.

Об испытаниях трансформатора и реактора на электродинамическую стойкость. При КЗ в преобразователе элементы его силовой части должны выдерживать воздействие электродинамических усилий. Поэтому на заводах-изготовителях они подвергаются соответствующим испытаниям. В частности, рассмотрим испытания трансформатора и реактора.

Согласно ГОСТ 11677–85 [8] «трансформаторы должны выдерживать внешние КЗ в эксплуатации». В [9] описаны методы испытаний трансформаторов на электродинамическую стойкость. По вопросу испытаний уравнительных реакторов и связанных с ними ошинок на стойкость при КЗ в известной литературе нет соответствующей информации.

В последнее время разработаны специальные схемы совместного испытания трансформатора и реактора на электродинамическую стойкость. Подобная схема представлена на рис. 5,а и апробирована [10]. Как правило, в сухих трансформаторах токи в фазах сетевой обмотки и трех фазах вентильной обмотки, подключенных к уравнительному реактору, изменяются практически по тем же законам, что и при трехфазном КЗ в схемах прямая или обратная звезда, так как МДС

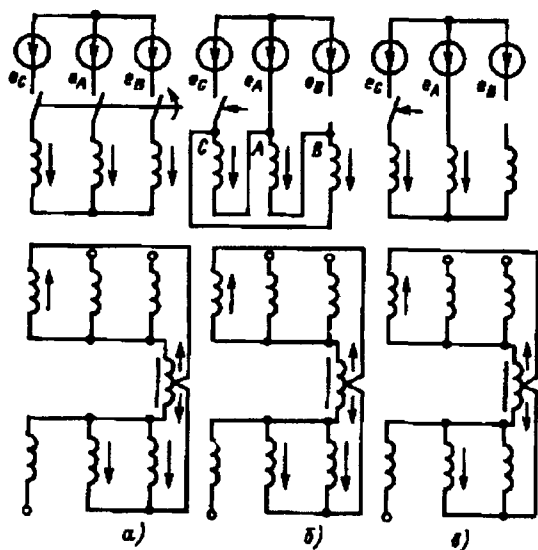


Рис. 5. Схемы испытания на электродинамическую стойкость трансформатора и реактора

«переплетенных» ветвей реактора равны и направлены встречно; электромагнитный процесс при КЗ в основном определяется параметрами трансформатора. Параметры уравнильного реактора мало влияют на токи КЗ.

Момент включения выключателя выбирается таким, чтобы напряжение на фазе С сетевой обмотки проходило через нулевое значение. В этом случае наибольшие ударные токи КЗ будут в указанной фазе сетевой обмотки и ветвях уравнильного реактора.

В схеме рис. 5,а следует добиваться практически одновременного включения трех фаз выключателя. Этого недостатка лишена схема рис. 5,б с однополюсным выключателем. Включение выключателя происходит в момент прохождения напряжения фазы С сетевой обмотки через нулевое значение. В этом случае токи КЗ в фазе С, а также в фазе вентильной обмотки, расположенной на одном стержне с фазой С, и в ветвях уравнильного реактора будут такими же, как и в схеме рис. 5,а, если сетевая обмотка включена треугольником. Установившийся ток КЗ в фазах А и В в 2 раза меньше, чем в фазе С. Аналогично и в фазах вентильной обмотки, расположенных на тех же стержнях трансформатора, что и фазы А и В, ток в 2 раза меньше, чем в фазе, расположенной на одном стержне с фазой С.

Если сетевая обмотка соединена по схеме звезды, то при использовании однополюсного выключателя токи в фазе В сетевой обмотки и в фазе вентильной обмотки, расположенной на одном стержне с указанной фазой сетевой обмотки, равны нулю. Поэтому упомянутая фаза вентильной обмотки разомкнута (рис. 5,в). Действующее напряжение на фазах А и С сетевой

обмотки в 2 раза меньше линейного между фазами А и С. Наибольший ударный ток достигается при подаче на трансформатор указанного линейного напряжения в момент его прохождения через нулевое значение. При определенном соотношении линейных напряжений в схемах рис. 5,а и б (в последней в $2/\sqrt{3}$ раза больше, чем в первой) получим соответственно равные токи в фазе С сетевой обмотки, в фазе вентильной обмотки, расположенной на одном стержне магнитопровода с фазой С, в ветвях уравнильного реактора.

В схемах рис. 5,б и в, как и в схеме рис. 5,а, уравнильный реактор практически мало влияет на величину токов КЗ, что подтверждено экспериментально на сухих трансформаторах.

Ограничение уравнильного тока трансформатором. Для этой цели применяются трансформаторы четырех-, либо пятистержневой конструкции [3, 11, 12]. За счет исключения уравнильного реактора достигается некоторый эффект в экономии активных материалов и потерь электроэнергии. В мощных масляных трансформаторах, например с четырьмя парами звезд вентильной обмотки, упрощается ошиновка.

В данном исследовании на основе метода симметричных составляющих ставится задача определения законов изменения напряжений на фазах вентильной обмотки и магнитных потоков четырехстержневого магнитопровода трансформатора.

Так как магнитные потоки в трех стержнях, на которых размещены обмотки трансформатора, искажены, главным образом из-за магнитных потоков тройной частоты, то сетевая обмотка должна быть соединена по схеме звезды.

Комплексные напряжения на фазах вентильной обмотки складываются из напряжений шести последовательностей (3) и могут быть записаны аналогично выражениям (4):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{af} &= \dot{U}_1 = Z_2 \dot{I}_2 - Z_3' \dot{I}_3 - Z_4 \dot{I}_4 - Z_5 \dot{I}_5 - Z_6' \dot{I}_6; \\ \dot{U}_{bf} &= a^5 \dot{U}_1 - a^4 Z_2 \dot{I}_2 + Z_3' \dot{I}_3 - a^2 Z_4 \dot{I}_4 - a Z_5 \dot{I}_5 - Z_6' \dot{I}_6; \\ \dot{U}_{cf} &= a^4 \dot{U}_1 - a^2 Z_2 \dot{I}_2 - Z_3' \dot{I}_3 - a^4 Z_4 \dot{I}_4 - a^2 Z_5 \dot{I}_5 - Z_6' \dot{I}_6; \\ \dot{U}_{df} &= -\dot{U}_1 - Z_2 \dot{I}_2 + Z_3' \dot{I}_3 - Z_4 \dot{I}_4 + Z_5 \dot{I}_5 - Z_6' \dot{I}_6; \\ \dot{U}_{ef} &= a^2 \dot{U}_1 - a^4 Z_2 \dot{I}_2 - Z_3' \dot{I}_3 - a^2 Z_4 \dot{I}_4 - a^4 Z_5 \dot{I}_5 - Z_6' \dot{I}_6; \\ \dot{U}_{ff} &= a \dot{U}_1 - a^2 Z_2 \dot{I}_2 + Z_3' \dot{I}_3 - a^4 Z_4 \dot{I}_4 - a^5 Z_5 \dot{I}_5 - Z_6' \dot{I}_6, \end{aligned} \right\} (26)$$

где Z_3', Z_6' — комплексные сопротивления третьей и шестой последовательностей трансформатора.

Найдем напряжения на фазах вентильной обмотки для идеализированного случая $Z_3' \rightarrow \infty$ и $Z_6' \rightarrow \infty$. Последнее достигается за счет весьма большой индуктивности в цепи нагрузки, что определяет ток шестой последовательности $I_6 = 0$.

Определим напряжения на первом интервале (см. таблицу). Для этого запишем выражения комплексных токов фаз вентильной обмотки (14) при $Z_3' \rightarrow \infty$:

$$\dot{I}_{aI} = -\dot{I}_{cI} = \frac{(1-a^4)\dot{E}_a}{Z_{12}}; \dot{I}_{bI} = 0. \quad (27)$$

Симметричные составляющие фазных токов вторичной обмотки (5) на первом интервале будут иметь вид

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_4 = \frac{\dot{E}_a}{2Z_{12}}; \dot{I}_2 = \dot{I}_5 = \frac{\dot{E}_a e^{j\pi/3}}{2Z_{12}}; \dot{I}_3 = 0. \quad (28)$$

Комплексное напряжение третьей последовательности с учетом (14), (3), (5)

$$\dot{U}_3 = -\lim_{Z_3 \rightarrow \infty} Z_3 \dot{I}_3 = -\frac{1}{4} \dot{E}_a e^{j2\pi/3}. \quad (29)$$

Симметричные составляющие токов (28) и напряжение третьей последовательности (29) подставляем в (26). В результате получаем

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{a\phi} &= \dot{U}_{b\phi} = \dot{U}_{c\phi} = \frac{3}{4} \dot{E}_a e^{-j\pi/3}; \\ \dot{U}_{d\phi} &= \left[-\frac{9}{8} + j\frac{\sqrt{3}}{8} + (1+a) \frac{Z_1 - Z_2}{2(Z_1 + Z_2)} \right] \dot{E}_a; \\ \dot{U}_{e\phi} &= \frac{3}{4} \dot{E}_a e^{j2\pi/3}; \\ \dot{U}_{f\phi} &= \left(\frac{3 + j5\sqrt{3}}{8} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} e^{j\pi/6} \right) \dot{E}_a. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

В идеализированном случае ($Z_2=0$)

$$\dot{U}_{d\phi} = \dot{U}_{e\phi} = \dot{U}_{f\phi} = \frac{3}{4} \dot{E}_a e^{j2\pi/3}. \quad (31)$$

Определим комплексные напряжения на фазах вентильной обмотки на втором интервале $[\alpha + \gamma < \theta < \alpha + \pi/3]$. Из (14) имеем

$$\dot{I}_{bII} = \dot{I}_{cII} = 0.$$

Поэтому все симметричные составляющие токов вентильной обмотки равны нулю.

С учетом (14) комплексное напряжение третьей последовательности

$$-\lim_{Z_3 \rightarrow \infty} Z_3 \dot{I}_3 = \frac{1}{6} \lim_{Z_3 \rightarrow \infty} Z_3 (\dot{I}_{cII} - \dot{I}_{bII}) = \frac{\dot{E}_a}{2}. \quad (32)$$

Из изложенного следует, что только комплексные напряжения первой и третьей последовательностей не равны нулю, т.е. на основании (3), (26), (32) имеем

$$\begin{aligned} \dot{U}_{a\phi} &= -\dot{U}_{d\phi} = \frac{3}{2} \dot{E}_a; \dot{U}_{b\phi} = \dot{U}_{c\phi} = \\ &= -\dot{U}_{e\phi} = -\dot{U}_{f\phi} = -j\frac{\sqrt{3}}{2} \dot{E}_a. \end{aligned} \quad (33)$$

Согласно законам изменений напряжений на интервале повторяемости можно найти напряжения на фазах вентильной обмотки в течение всего периода 2π . В виде примера на рис. 6 изображены кривые $u_{a\phi}$ при угле коммутации $\gamma=0$.

В соответствии с законом электромагнитной индукции определяются потокоцепления фаз вентильной обмотки (рис. 7). Магнитный поток в четвертом стержне трансформатора (рис. 8)

$$\Phi_4 \sim \psi_a + \psi_c + \psi_e.$$

Результаты теоретических исследований подтверждены экспериментально на преобразователе с транс-

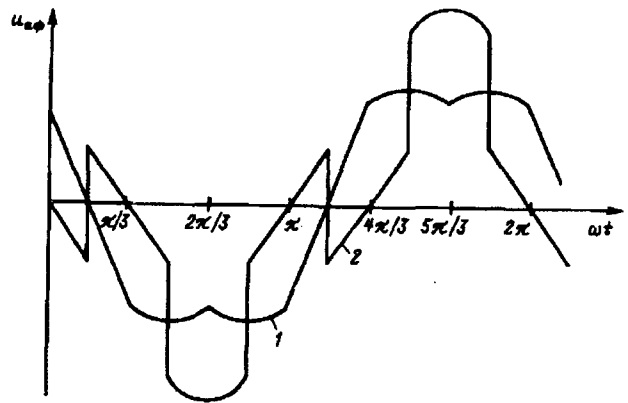


Рис. 6. Напряжение на фазе a вентильной обмотки: 1 — при $\alpha=0$; 2 — при $\alpha=90^\circ$

форматором типа ТСЗП-1000/10 УХЛ4, изготовленном на трехфазном магнитопроводе, к которому пристроен дополнительный четвертый стержень.

Преобразователь на трех однофазных трансформаторах. Метод симметричных составляющих, в частности, позволяет достаточно просто определить работоспособность преобразователя, изображенного на рис. 9 и состоящего из трех однофазных трансформаторов, причем между ярами каждого из них установлен дополнительный стержень из ферромагнетика [5]. Для этого оп-

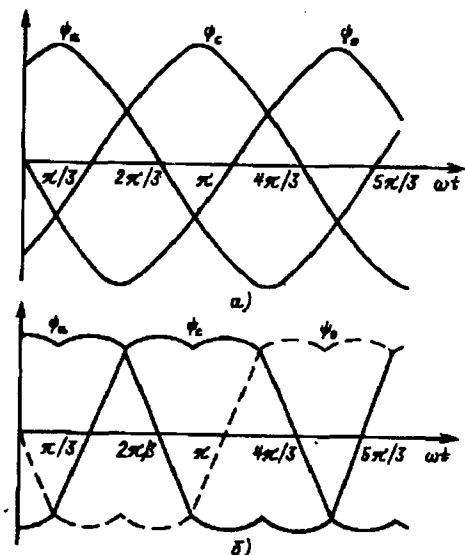


Рис. 7. Временные зависимости потокоцепления фаз вентильной обмотки: а — $\alpha=0$; б — $\alpha=90^\circ$

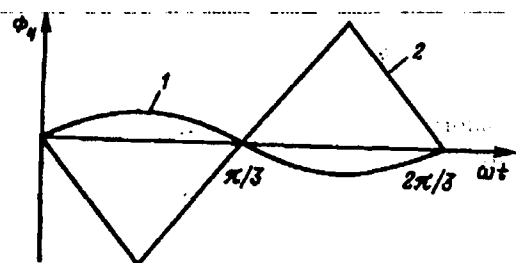


Рис. 8. Временные зависимости магнитного потока в четвертом стержне: 1 — при $\alpha=0$; 2 — при $\alpha=90^\circ$

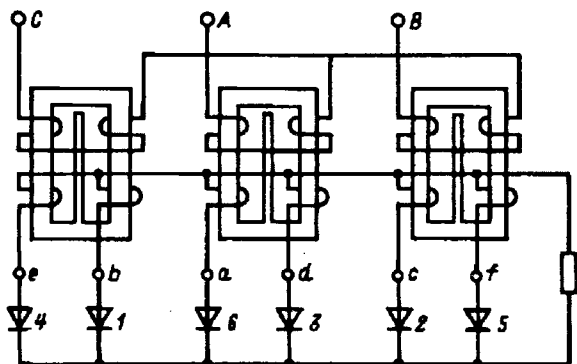


Рис. 9. Схема шестифазного преобразователя без уравнивающего и сглаживающего реакторов

ределяем сопротивления третьей и шестой последовательностей согласно [13, 14]. При определении сопротивления третьей последовательности трех трансформаторов следует соединить соответственно выводы a, c, e и b, d, f , к которым подключается источник питания. Очевидно, что магнитные потоки в каждом из трансформаторов от фаз прямой и обратной звезд будут арифметически складываться. При этом магнитные потоки замыкаются по магнитопроводам, минуя дополнительный стержень. Это говорит о том, что сопротивление третьей последовательности достаточно для ограничения уравнивающего тока. Оно определяется по формуле [13]:

$$Z_3 = \frac{3}{2} \frac{U}{I},$$

где U, I — напряжение и ток источника питания.

При определении сопротивления шестой последовательности трех трансформаторов источник питания подключается между нулевым проводом и выводом, объединяющим a, b, c, d, e, f . В этом случае магнитные потоки от схем прямой и обратной звезд будут замыкаться через дополнительные стержни. Если это сопротивление будет достаточно велико, то нет необходимости в сглаживающем реакторе, включаемом последовательно с нагрузкой. Последнее проверялось экспериментально на двухтактной нулевой преобразовательной схеме, содержащей один однофазный трансформатор, конструкция которого соответствует рис. 9.

О схеме с токовыравнивающим междофазным реактором. Последний обеспечивает равномерное деление тока нагрузки между схемами прямой и обратной звезд. Интересно отметить, что сопротивление третьей последовательности, вносимое междофазным реактором, достаточно велико, если он выполняется в виде трех отдельных магнитопроводов [6], так как магнитные потоки замыкаются в магнитопроводах реактора (рис. 10). Сетевая обмотка на трансформаторе не показана. При выполнении этого реактора на трехфазном магнитопроводе сопротивление третьей последовательности уменьшается, так как магнитные по-

токи замыкаются частично по магнитопроводам, а частично по воздуху. Однако сопротивление достаточно для ограничения уравнивающего тока.

Выводы. 1. Предложен метод анализа электромагнитных процессов на основе симметричных составляющих в преобразователях различной конструкции с двумя обратными звездами. Метод, в частности, позволяет вывести формулы для расчета внешних характеристик, углов коммутации

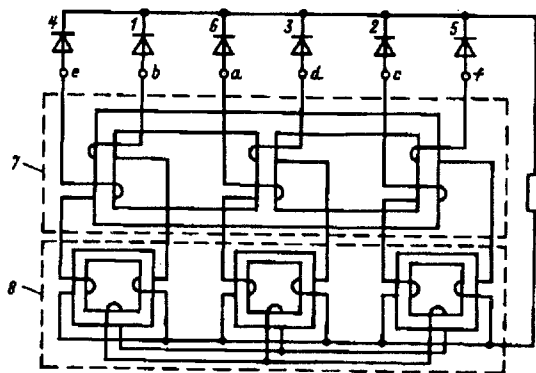


Рис. 10. Схема преобразователя с токовыравнивающим междофазным реактором: 1–6 — вентили; 7 — трансформатор; 8 — реактор

и естественного отпирания, обладающие большей общностью и точностью по сравнению с формулами для расчета классическим методом.

2. В преобразователе с катушкой Кюблера установлены два варианта переходных процессов при внешнем КЗ и последующем действии защиты по управляющему электроду. Если индуктивность в цепи выпрямленного тока мала, то переходный процесс имеет один этап, при котором МСД ветвей уравнивающего реактора и фаз на стержнях трансформатора взаимно уравновешены.

Если на выходе преобразователя включен реактор, то переходный процесс может иметь два этапа, причем МДС ветвей реактора не уравновешены: на первом этапе — ток течет по двум ветвям, на втором — по одной.

3. При внешнем КЗ преобразователя обмотки трансформатора и катушки Кюблера подвергаются опасному воздействию электродинамических сил. Существующая практика испытания на электродинамическую стойкость только трансформатора без уравнивающего реактора очевидно несовершенна. Предложены апробированные на практике схемы совместного испытания трансформатора и реактора на стойкость при КЗ.

4. Один из экономичных способов ограничения уравнивающего тока между схемами прямой и обратной звезд вентильной обмотки — использование четырехстержневого магнитопровода. Для этого случая в соответствии с предлагаемым в данной статье методом анализа определялись на-

пряжения на фазах вентильной обмотки и магнитные потоки. Теоретические кривые подтверждены данными эксперимента.

5. Использование предлагаемого метода удобно в инженерной практике, так как сравнительно простой анализ схемы преобразователя позволяет сделать заключение о работоспособности. Это проиллюстрировано на примере двух преобразователей: в одном из них трансформаторы выполняют функцию ограничения уравнивающего тока и сглаживания пульсаций выпрямленного тока, в другом — междофазный реактор не только делит ток нагрузки между схемами прямой и обратной звезд, но и ограничивает уравнивающий ток.

ПРИЛОЖЕНИЕ. Определение угла естественного отпирания. Начало первого интервала (см. таблицу) совмещено с моментом отпирания второго вентиля. Первому интервалу предшествует проводимость токов первым и шестым вентилями. Задача заключается в определении момента отпирания второго вентиля (диода) при условии, что ток проводят первый и шестой вентили.

Мгновенное напряжение на втором вентиле равно разности фазных напряжений вентильной обмотки:

$$u_{2в} = u_{сф} - u_{аф}. \quad (П-1)$$

Комплексные напряжения на фазах a и c согласно (26)

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{аф} &= \dot{U}_1 + \dot{U}_2 - Z_3 \dot{I}_3 + \dot{U}_4 + \dot{U}_5 - Z_6 \dot{I}_6; \\ \dot{U}_{сф} &= a^4 \dot{U}_1 + a^2 \dot{U}_2 - Z_3 \dot{I}_3 + a^4 \dot{U}_4 + a^5 \dot{U}_5 - Z_6 \dot{I}_6. \end{aligned} \right\} \quad (П-2)$$

Комплексное напряжение на втором вентиле на интервале проводимости токов пятым и шестым вентилями согласно (П-1) и (П-2) равно

$$\dot{U}_{2в} = \sqrt{3} \left[(\dot{U}_1 + \dot{U}_4) e^{-j\frac{5}{6}\pi} + (\dot{U}_2 + \dot{U}_5) e^{j\frac{5}{6}\pi} \right]. \quad (П-3)$$

Комплексные напряжения в правой части (П-3) связаны с симметричными составляющими токов согласно выражениям (3).

Токи фаз a и b на интервале, предшествующем первому, определяются тем же путем, что и токи фаз a и c на втором интервале [см. (11)].

$$\dot{I}_a = 6\dot{E}_a \frac{Z_{11} - a^5 Z_{12}}{Z_{12}^2 - (Z_{12}')^2}; \quad \dot{I}_b = 6\dot{E}_a \frac{a^5 Z_{11} - Z_{12}}{Z_{11}^2 - (Z_{12}')^2}, \quad (П-4)$$

где Z_{11}, Z_{12}' рассчитываются по (12).

Определим симметричные составляющие фазных токов вентильной обмотки и соответствующие им напряжения по формулам (5) и (3). Комплексные напряжения симметричных составляющих

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{E}_a \left[1 - \frac{X_1}{q} (2X_{11} - X_{12}') \right] \dot{U}_2 = \sqrt{3} \dot{E}_a e^{j\pi/6} \frac{X_2 X_{11}}{q}; \\ \dot{U}_4 &= j\sqrt{3} \dot{E}_a \frac{X_4 X_{12}}{q}; \quad \dot{U}_5 = \dot{E}_a e^{-j\pi/3} \frac{X_5}{q} (X_{11} - 2X_{12}'), \end{aligned} \right\} \quad (П-5)$$

где $q = (X_{12}')^2 - X_{11}^2$.

Подставим выражения (П-5) в (П-3). Мгновенное напряжение на втором вентиле

$$u_{2в} = \sqrt{3} E_{ам} \left[\left(1 + \frac{X_1}{q} (2X_{11} - X_{12}') \right) \sin \omega t + \frac{\sqrt{3} X_4 X_{12}}{q} \times \right. \\ \left. \times \cos \omega t + \sqrt{3} \frac{X_2 X_{11}}{q} \sin \left(\omega t + \frac{11}{6}\pi \right) + \frac{X_5}{q} (X_{11} - 2X_{12}') \times \right. \\ \left. \times \sin \left(\omega t + \frac{4}{3}\pi \right) \right]. \quad (П-6)$$

В момент времени отпирания второго вентиля $\theta = \alpha_0$ напряжение $u_{2в} = 0$. После подстановки последнего в (П-6) и некоторых преобразований с учетом (12) получим выражение (21) для расчета угла естественного отпирания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М.П., Нейман Л.Р., Блаудзевич Г.И. Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками. — М., Л.: Изд. АН СССР, 1946.
2. Зборовский И.А. Шестифазный преобразователь с многофункциональным реактором. — Электричество, 1990, № 5.
3. Низковольтные выпрямители для электрохимической промышленности. — ЭП. Преобразовательная техника, 1976, вып. 7 (78).
4. Girse G. Netzgeführter mit in der Transformator integrierter Saug- und Glättungsdrösselwirkung. — ETZ-Archiv, Bd 8, H3, 1986.
5. А.с. №1558594 (СССР). Устройство для дуговой сварки/Зборовский И.А., Соловьев Л.А., Деев Л.П. — Оpubл. в Б.И., 1990, № 15.
6. United States Patent №4831332. Rectifier transformer/Katsuji Sokai, Hiromy Shinkai, 1989.
7. Ефремов М.С., Калашников Б.Г. Расчет токов короткого замыкания в цепи тиристорного тягового управляемого выпрямителя. — Электричество, 1979, № 11.
8. ГОСТ 11677—85. Трансформаторы силовые. Общие технические условия. — М.: Изд. стандартов, 1989.
9. ГОСТ 20243—74. Трансформаторы силовые. Методы испытания на стойкость при коротком замыкании. — М.: Изд. стандартов, 1989.
10. А.с. №1737380 (СССР). Устройство для испытания на электродинамическую стойкость/Зборовский И.А., Амромин А.Л., Раутярви Г.В. — Оpubл. в Б.И., 1992, № 20.
11. Зборовский И.А. Современное состояние и развитие теории электромагнитных процессов шестифазных преобразователей с двумя параллельными трехфазными системами. Силовая полупроводниковая техника и ее применение в народном хозяйстве: Тезисы доклада 8 Всесоюзной научно-технической конференции, Челябинск, 1989.
12. Особенности проектирования трансформаторов для схемы две обратные звезды без уравнивающего реактора. Силовая полупроводниковая техника и применение в народном хозяйстве/ С.В.Захаревич, Е.Н.Исакова, В.В.Кузнецова, В.П.Светосов. Тезисы доклада 8 Всесоюзной научно-технической конференции, Челябинск, 1989.
13. А.с. №1638655 (СССР). Устройство для определения сопротивления третьей последовательности индукционного аппарата/ Амромин А.Л., Зборовский И.А., Стальмахович Г.В. — Оpubл. в Б.И., 1991, № 12.
14. А.с. №1638656 (СССР). Устройство для определения сопротивления шестой последовательности индукционного аппарата/ Амромин А.Л., Зборовский И.А., Стальмахович Г.В. — Оpubл. в Б.И., 1991, № 12.

[10.08.93]

Автор: Зборовский Исаак Аронович закончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1952 г. В 1963 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Переходные процессы в синхронных двигателях с возбуждением от полупроводниковых преобразователей» в Уральском политехническом институте. Ведущий специалист АО «Уралэлектротяжмаш».

О взаимодействии стеклосвязующего и токопроводящей фазы в резистивных композитах

МАГРУПОВ М.А., УМАРОВ А.В., ХАМИДОВ Ш.Р., МАХМУДОВ Р.Х.

В статье устанавливается факт взаимодействия стеклосвязующего и токопроводящей фазы (ТПФ) при изготовлении встроенных в электровакуумные приборы резистивных элементов. Исследованы удельные сопротивления стеклооксидных композитов и их температурные коэффициенты. Различия значений, рассчитанных по разным моделям электрических параметров и измеренных экспериментально, являются основанием для утверждения о наличии взаимодействия (физического или химического) связующего и ТПФ.

Для нормальной работы электровакуумных приборов (ЭВП) в радиоэлектронных схемах требуются резисторы, удовлетворяющие различным требованиям. В настоящее время для этих целей используются резисторы, устанавливаемые вне ЭВП. Для изготовления выводов к электродам ЭВП (для подсоединения внешних элементов) требуются дополнительные механосборочные и технологические операции, что усложняет конструкцию ЭВП и заметно снижает выход годных приборов.

Целью данной работы является исследование взаимодействия стеклосвязующего и токопроводящей фазы (ТПФ) в резистивных композитах и изучение влияния этого взаимодействия на электрические свойства композита (для оптимизации состава компонентов последнего).

Исследования выявили, что обычно предъявляемым требованиям удовлетворяет широкий класс стекол, а в качестве ТПФ лучше всего подходят диоксид рутения (RuO_2) и оксид кадмия (CdO). С точки зрения совместимости с технологией изготовления конкретных ЭВП, как было показано ранее, представляется наиболее удобным использование стеклоцемента СЦНК-77-2 [1].

Анализ литературы показывает, что существуют различные точки зрения на физико-химические процессы в керметных композитах при вжигании. Одна группа исследователей полагает, что стеклосвязующее и ТПФ в процессе вжигания не взаимодействуют и не изменяют свойств (физических и химических) друг друга. С этой точки зрения выбор RuO_2 , CdO , а также рутенатов висмута и свинца в качестве ТПФ обосновывается их высокой стабильностью при воздействии высоких температур и химических активных веществ. В этом случае (невзаимодействие компонентов) температурный коэффициент сопротивления TKR керметного резистивного слоя может быть вычислен на основе параметров отдельных компонентов [2] следующим образом. Общее сопротивление композита складывается из сопро-

The paper establishes the existing of interaction of glass-binder and current-conducting phase when making resistive elements intergrated into electrovacuum devices. Glass-oxide compositions and their temperature coefficients are researched. The difference between electrical parameters magnitudes calculated by various models and thats obtained experimentally forms the base for a confirmation of existance of interacting (physical or chemical) between glass-binder and current-conducting phase.

тивлений проводящих частиц, контактных переходов и слоев стекла между ними.

Сопротивление R_k единичного контактного перехода между сферическими проводящими частями можно определить по формуле [3]

$$R_k = \rho / [0,67 r (E/P)^{1/3}],$$

где ρ — удельное сопротивление; r — радиус частиц; E — модуль упругости; P — контактное давление.

В однородных композитных системах, содержащих частицы одного материала, разделенные контактными переходами, TKR контакта равен [4]:

$$\text{TKR}_k = \text{TK}\rho - \alpha,$$

где α — температурный коэффициент линейного размера; $\text{TK}\rho$ — температурный коэффициент удельного сопротивления проводящего материала.

С учетом изменения контактного давления из-за ограничения температурной деформации резистивного композита в стеклянной матрице получаем:

$$\text{TKR}_k = \text{TK}\rho - \alpha - \frac{E_0}{3P(\alpha - \alpha_0 2d/L)},$$

где L — длина резистивного элемента; d — толщина оболочки; E_0 — модуль упругости оболочки; α_0 — ее температурный коэффициент линейного размера.

Если $\text{TK}\rho$ проводящего материала положителен, как в случае RuO_2 , для снижения TKR резистора необходимо условие $\text{TKR}_k < 0$, т.е.

$$\text{TK}\rho < (\alpha - \alpha_0 \frac{2d}{L}) \quad \text{при} \quad \alpha > \alpha_0 \frac{2d}{L}.$$

Величина удельного сопротивления ρ в этом представлении определяется объемным содержанием и удельным сопротивлением ТПФ в соответствии с соотношениями теории протекания [5], справедливыми вблизи порога протекания.

Свойства гетерогенных систем с не взаимодействующими (разделенными четкими границами) компонентами при постоянном и переменном электрическом сигнале исследовались многими авторами [6, 7]. Полученные выражения хорошо описывают параметры гетерогенных систем, состоящих, например, из металлических частиц в различных пластмассах. В этих случаях действительно нет взаимодействия химических реакций или растворения) между компонентами системы. Так как выполнение последнего условия в керамических резистивных слоях сомнительно даже в случае использования чистых металлов в качестве ТПФ, то мы здесь лишь отмечаем эти работы.

Рассмотрим теперь, каковы же основания для сомнений в отсутствие взаимодействия между ТПФ и стеклосвязующего в процессе вжигания.

Сначала вычислим среднее расстояние между частицами ТПФ в стеклосвязующем. Чтобы упростить задачу, будем считать резистивный слой беспористым и имеющим постоянную толщину h по своей длине, а частицы ТПФ — сферическими. При диаметре частиц d расстояние между ними [8]

$$S = \left[\left(\frac{\pi V_k}{V_n} \right)^{1/3} - 1 \right] d,$$

где V_k — объем композитного материала; V_n — объем наполнителя.

Если вместо объемной концентрации использовать массовую, то согласно [8]:

$$S = \left\{ \left[\frac{\pi (\gamma_c k_n + \gamma_n k_c)}{6 \gamma_c k_n} \right] - 1 \right\} d,$$

где $\gamma_c, k_c, \gamma_n, k_n$ — соответственно плотность и массовая часть связующего и наполнителя.

Для частиц RuO_2 и CdO значение $\gamma_n \approx (6,97 \div 6,95) \text{ г/см}^3$, а для стеклоцемента СЦНК-77-2 $\gamma_c \approx (4,10 \div 5,70) \text{ г/см}^3$ (меньшее значение — для спека, большее — для слитка).

Электронно-микроскопические исследования размера частиц RuO_2 и CdO показали, что средний размер частиц составляет около 3–5 мкм; тогда при $d \approx 4,0$ мкм, $k_n = 0,2$ и $k_c = 0,8$ имеем $S = 2,4$ мкм. Естественно, что на таких расстояниях не может быть заметного вклада туннельного эффекта, так как исследования [9] показывают, что туннелирование эффективно до расстояний порядка 0,05 мкм.

Первый довод в пользу взаимодействия стекла с ТПФ базируется на данных измерений сопротивления резистивной композиции и состоит в следующем. При нанесении резистивная паста кроме ТПФ и стеклосвязующего еще содержит органическое связующее — примерно (20 ÷ 25)% (по массе). Плотность резистивного слоя

$$\rho_R = \frac{1}{x \left(\frac{1}{\rho_n} - \frac{1}{\rho_c} \right) + \frac{1}{\rho_c}} = (4 \div 4,8) \text{ г/см}^3,$$

где ρ_n и ρ_c — удельные сопротивления наполнителя и связующего соответственно; x — объемная доля наполнителя.

Плотность органического связующего ориентировочно равна $0,95 \text{ г/см}^3$. Суммарный объем композита перед нанесением будет равен удвоенному объему стеклопорошка и ТПФ вместе взятых, т.е. можно считать, что эффективная объемная концентрация ТПФ вдвое меньше, чем в резистивном слое после вжигания. Если мы измерим удельное сопротивление резистивной композиции с содержанием 40% (по массе) ТПФ перед вжиганием, то оно должно быть близко удельному сопротивлению резистивного слоя, содержащего 20% ТПФ, после вжигания. Однако измерения показали, что эти удельные сопротивления отличаются более чем на 7 порядков (до вжигания в 40% композита с RuO_2 составляет более $10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$, а в 20% композита с RuO_2 после вжигания — несколько килоом или для композита с 60% оксида кадмия до вжигания — более $10^{13} \text{ Ом} \cdot \text{см}$, а для 30% после вжигания — порядка $10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$).

Вторым доводом в пользу наличия взаимодействия стеклосвязующего с ТПФ в процессе вжигания является оценка сопротивления резистивного элемента, основанная на вышеприведенном рассмотрении.

Мы получили, что сферические частицы диаметром $d = 4$ мкм разделены при $x = 0,2$ слоем стекла толщиной $l \geq 2,5$ мкм. Пусть удельное сопротивление стекла будет около $10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Чтобы получить нижнюю границу значений сопротивления слоя, заменим сферические частицы на цилиндрические с плоским основанием и осью, направленной параллельно току. Как и ранее, диаметр основания и длина цилиндра равны d . Сопротивление одного слоя стекла между этими цилиндрами

$$R'_c \geq 10^{10} \left(\frac{2,5 \cdot 10^{-4}}{\pi (2 \cdot 10^{-4})^2} \right) = 2 \cdot 10^{13} \text{ Ом}.$$

Сопротивление проводящего цилиндра RuO_2

$$R'_n = 3 \cdot 10^{-4} \left(\frac{4 \cdot 10^{-4}}{\pi (2 \cdot 10^{-4})^2} \right) = 1 \text{ Ом}.$$

Размеры тестовых образцов:

$$a = 3 \text{ мм}, h = 0,01 \text{ мм}, b = 10 \text{ мм}.$$

Число частиц ТПФ в объеме образца

$$N_{\text{обр}} = \frac{N}{N_{\text{общ}}} a h b = \frac{3}{4\pi} \frac{1}{r^3} \left[1 + \frac{\gamma_n}{\gamma_c} \left(\frac{1}{x} - 1 \right) \right]^{-1} a h b = 1,1 \cdot 10^6.$$

Считая частицы распределенными равномерно по объему образца, находим число частиц ТПФ в одной цепочке вдоль образца:

$$N_{\text{ц}} = \frac{b}{l} = \frac{1,0}{2,5 \cdot 10^{-4}} = 4 \cdot 10^3,$$

а число таких цепочек в поперечном сечении

$$N_s = \frac{S_{\text{обр}}}{S_{\text{час}}} = \frac{a h}{l^2} = \frac{3 \cdot 10^{-1} \cdot 4 \cdot 10^{-1}}{(2,5 \cdot 10^{-4})^2} = 1920.$$

Суммарное сопротивление образца

$$R = (R'_c + R'_n) \frac{N_{\text{ц}}}{N_s} = R'_c \frac{N_{\text{ц}}}{N_s} = 2 \cdot 10^{13} \frac{4 \cdot 10^3}{1,92 \cdot 10^3} = 4,17 \cdot 10^{13} \text{ Ом}.$$

Таким образом, при заданных условиях, если свойства стекла при вжигании не меняются, в исследованных образцах мы должны бы иметь при $x=0,2$ сопротивление не меньше $R=4,17 \cdot 10^{13}$ Ом. Измеренное же значение R , как показано выше, не превышает 10^6 Ом. Такие же результаты получаются при использовании композита с оксидом кадмия.

Исследования резистивных композиций, спеченных при различных температурах (при $700 \div 850^\circ\text{C}$ — типичных температурах вжигания и при 450°C — температуре кристаллизации стекла СЦНК-77-2), показали, что интенсивность взаимодействия компонентов толсто пленочной резистивной композиции (а значит и вышеописанное влияние на электрические свойства) растет с увеличением температуры спекания.

О взаимодействии компонентов композиции (структурных превращениях соединений RuO_2 и стекла) свидетельствуют и рентгенограммы, снятые при 20, 400, 600, 700, 800°C .

Таким образом, вышеприведенные доводы подтверждают наличие взаимодействия (как физического, так и химического) стеклосвязующего и ТПФ в резистивных композитах и о влиянии этого взаимодействия на электрические свойства композиции.

Исследования привели к следующему выводу: для уменьшения влияния взаимодействия компонентов необходимо композиции по возможности спекать при более низких температурах, т.е. использовать композиции на основе стекла с низкой температурой кристаллизации. Для точного прогнозирования свойств резистивного компози-

та, видимо, необходимо изучить механизм его электропроводности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Махмудов Р.Х., Хамидов Ш.Р., Умаров А.В. Композиция на основе боросиликатного стекла с добавкой RuO_2 для разработки резисторов. — Тез. конф. «Приборы и средства автоматизации научных исследований и народного хозяйства республики», май, 1991, Ташкент.
2. Мартышов К.Н., Тихонов А.И., Зайцев Ю.В. Прецизионные непроволочные резисторы. — М.: Энергия, 1979.
3. Гальперин Б.С. Непроволочные резисторы. — Л.: Энергия, 1968.
4. Бондаренко Э.А., Гареймович О.А., Соколов Б.П. Электропроводность композиционных материалов. — Электротехника, 1975, сер. 6, вып. 3.
5. Шкловский Б.И., Эфрос А.Л. Электронные свойства легированных полупроводников. — М.: Наука, 1979.
6. Оделевский В.И. Расчет обобщенной проводимости гетерогенных систем. — ЖТФ, 1951, т. 21, № 6.
7. Дульнев Т.Н., Новиков В.В. Процессы переноса в неоднородных средах. — Л.: Энергоатомиздат, 1991.
8. Магруппов М.А., Умаров А.В., Гафуров А. Расчет расстояния между частицами наполнителя в композиционных материалах. — Пластические массы, 1983, № 9.
9. Мотт Н., Дэвис Э. Электронные процессы в некристаллических веществах. — М.: Мир, 1982.

[18.02.92]

Авторы: **Магруппов Махмуд Аскарлович** в 1958 г. окончил физико-математический факультет Самаркандского государственного университета. В 1981 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Гетерогенные электропроводящие полимерные материалы». В 1967–1991 гг. был заведующим кафедрой ТашГУ (Узбекистан).

Умаров Абдусалом Вахитович в 1982 г. закончил физический факультет Ташкентского государственного университета (ТашГУ). В 1987 г. в Ленинградском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме «Механизм электропроводности полупроводниковых пирополимеров на основе полиакрилонитрила». Доцент кафедры общей физики ТашГУ.

Хамидов Шавкат Рахматович в 1982 г. закончил физический факультет ТашГУ. В 1991 г. в ТашГУ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование электрофизических свойств резистивных материалов на основе неорганических стекол и оксидов некоторых металлов». Доцент кафедры общей физики ТашГУ.

Махмудов Рустам Хасанбаевич в 1982 г. закончил физический факультет ТашГУ. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование электрофизических свойств толсто пленочных резистивных композиционных материалов на основе стекла и оксидов недорогих металлов» в ТашГУ. Ассистент кафедры общей физики ТашГУ.

Мощность цепей синусоидального тока*

ФЕДОРОВ В.Н.

Предложено изменить метод расчета полной мощности цепи переменного тока. Изменение позволяет дать определение мгновенного значения реактивной мощности цепи. Предложение также снимает ограничение на представление мощности методом вращающихся векторов.

1. Введение. Основным методом расчета линейных цепей переменного тока является комплексный. Однако его применение ограничивается исключительно расчетами токов и напряжений. Единственным комплексным уравнением, применяемым при расчетах мощности, является уравнение комплексной мощности:

$$\underline{S} = \dot{U} \dot{I}^* = UI e^{j\varphi} = P + jQ, \quad (1)$$

где \underline{S} — комплексная мощность; \dot{U}, \dot{I}^* — комплексное напряжение и сопряженный комплексный ток; U, I — действующие значения напряжения и тока; φ — сдвиг фаз между напряжением и током; P, Q — активная и реактивная мощности.

Следствием указанного ограничения являются отсутствие единой интерпретации активной, реактивной и полной мощности, трудность увязки их между собой с точки зрения физических процессов. Например, под активной мощностью понимается среднее за период значение необратимо потребляемой от источника мощности, а под реактивной мощностью — максимальное (т.е. амплитудное) значение мощности, которой генератор и приемник обмениваются между собой.

При таком подходе к определениям восприятие полной мощности представляет собой довольно сложную проблему. Однако указанная проблема может быть разрешена, если снять ограничения на представление мощности в комплексном виде, а также снять ограничения на представление мощности в виде векторных диаграмм.

2. Вывод формулы полной мощности в комплексном виде. Воспользуемся формулой мгновенной мощности p :

$$p = u i, \quad (2)$$

где u — мгновенное напряжение; i — мгновенный ток.

Подставим в эту формулу вместо u и i проекции соответствующих векторов \dot{U}_m и \dot{I}_m , вращающихся на комплексной плоскости. В час-

A modified method is proposed for calculation the total power of an alternating current electric circuit. This modification gives us an opportunity to define the momentary value of a reactive power. It also abolishes restriction to represent a power using the rotating vectors method.

тности подставим выражения

$$\left\{ \begin{aligned} u &= \operatorname{Re}(\dot{U}_m) = \operatorname{Re}[U_m e^{j(\omega t + \psi_u)}]; \\ i &= \operatorname{Re}(\dot{I}_m) = \operatorname{Re}[I_m e^{j(\omega t + \psi_i)}], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где Re — символ проекции на действительную ось; $\omega t + \psi_u$ — фаза напряжения; $\omega t + \psi_i$ — фаза тока.

После подстановки имеем:

$$p = \operatorname{Re}[\dot{U}_m] \operatorname{Re}[\dot{I}_m]. \quad (4)$$

В приведенном виде перемножение проекций представляет собой определенные трудности. Поэтому заменим одну из проекций полусуммой комплексной и сопряженной ей величины. Получим

$$\begin{aligned} p &= \operatorname{Re}(\dot{U}_m) \frac{\dot{I}_m^* + \dot{I}_m}{2} = \operatorname{Re} \left[\frac{\dot{U}_m^* \dot{I}_m}{2} + \frac{\dot{U}_m \dot{I}_m^*}{2} \right] = \\ &= \operatorname{Re} \left[\frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \psi_u)} \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \psi_i)} + \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \psi_u)} + \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \psi_i)} \right] = \\ &= \operatorname{Re}[UI e^{j\varphi} + UI e^{j(2\omega t + \psi_u + \psi_i)}]. \end{aligned} \quad (5)$$

Выражение в квадратных скобках, проекция которого на действительную ось по определению является мгновенной мощностью, по аналогии с током и напряжением может быть названо комплексным выражением полной мощности цепи переменного тока \underline{S}_n . Тогда

$$\underline{S}_n = UI e^{j\varphi} + UI e^{j(2\omega t + \psi_u + \psi_i)}. \quad (6)$$

3. Интерпретация уравнения мощности. Сравнивая комплексные формы записи полной мощности с комплексной формой записи напряжения и тока нужно отметить, что имеются два существенных отличия. Во-первых, в формуле мощности физический смысл имеют одновременно обе проекции. Во-вторых, в записи уравнения мощности имеется постоянная составляющая, свидетельствующая о необратимости протекающих в цепи процессов. В связи с чем возможны многочисленные варианты трактовки полной мощности. В частности:

* В порядке обсуждения. См. раздел «Дискуссии».

а) по проекциям на оси комплексной плоскости;

б) в зависимости от времени;

в) в виде векторных диаграмм.

3.1. Проекция полной мощности на оси комплексной плоскости. Проекция полной комплексной мощности на действительную ось является мгновенным значением активной мощности цепи. В соответствии с формулой мощности имеем

$$p = UI \cos \varphi + UI \cos (2\omega t + \psi_u + \psi_i). \quad (7)$$

Мгновенное значение активной мощности содержит постоянную и синусоидальную составляющие. Постоянная составляющая является не чем иным как средним значением активной мощности:

$$P = UI \cos \varphi. \quad (8)$$

Мнимая составляющая комплексной мощности представляет собой мгновенное значение реактивной мощности цепи

$$q = UI \sin \varphi + UI \sin (2\omega t + \psi_u + \psi_i). \quad (9)$$

Мгновенное значение реактивной мощности также содержит постоянную и синусоидальную составляющие. Постоянная составляющая есть не что иное как среднее значение реактивной мощности:

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (10)$$

3.2. Интерпретация в зависимости от времени. Составляющей комплексной мощности, не зависящей от времени, имеет смысл дать название направленной мощности. Эта мощность вырабатывается генератором и безвозвратно потребляется приемником. Причем сказанное относится как к активной, так и к реактивной составляющей полной мощности.

Комплексная направленная мощность \underline{S}_H представляет собой не что иное как геометрическую сумму активной и реактивной мощности:

$$\underline{S}_H = UI e^{j\varphi} = P + jQ. \quad (11)$$

Формула комплексной направленной мощности является не чем иным как широко применяемой сегодня формулой комплексной мощности (1). Модуль комплексной направленной мощности можно назвать полной направленной мощностью цепи:

$$S_H = |\underline{S}_H| = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (12)$$

Составляющей комплексной мощности цепи, зависящей от времени, имеет смысл дать название обменной мощности $S_{об}$. Обменная мощность это часть полной мощности, которой генератор и приемник электрической энергии периодически обмениваются между собой. Частота обменной мощности в 2 раза превышает частоту

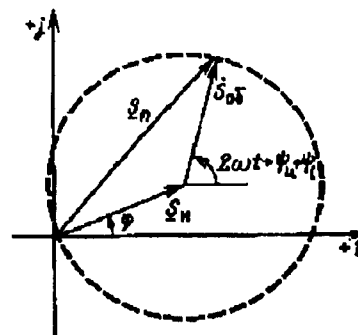
переменного тока:

$$\dot{S}_{об} = UI e^{j(2\omega t + \psi_u + \psi_i)}. \quad (13)$$

Модули направленной и обменной мощности численно равны друг другу. В связи с чем модуль мгновенной мощности цепи изменяется от нуля до максимума, равного $2UI$ или равного $U_m I_m$.

3.3. Интерпретация в виде векторных диаграмм. На комплексной плоскости полная мощность цепи может быть представлена суммой двух равных по длине векторов. Первый вектор, представляющий собой направленную мощность \underline{S}_H , неподвижен и строится из начала системы координат (см. рисунок). Второй вектор, вектор обменной мощности $\dot{S}_{об}$, вращается вокруг конца вектора направленной мощности \underline{S}_H с удвоенной частотой.

4. Заключение. Теория комплексных чисел позволяет ввести в комплексный метод расчета цепей переменного тока понятие полной комплексной мощности. Получаемое выражение мощности полностью соответствует традиционной форме записи полной мощности (1) и включает ее в качестве одной из своих составляющих — направленной мощности.



Вместе с тем новая запись требует уточнить понятия «реактивная мощность» и «обменная мощность». Реактивная мощность, так же как и активная, всегда направлена от генератора к приемнику. Обменная мощность, формально имея вид активно-реактивной, постоянно циркулирует от генератора к приемнику и обратно.

Автор: Федоров Виктор Николаевич в 1973 г. окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ). В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка методики прогнозирования срока службы медных контактов электрических аппаратов в воздухе» в ЛПИ. Доцент кафедры электротехники Санкт-Петербургского государственного университета путей сообщения (Великолукский филиал).

О математическом языке теоретических основ электротехники

(Статья Федорова В.Н. — «Электричество», 1994, № 6)

НЕТУШИЛ А.В.

Вопрос о терминах и обозначениях в теоретических основах электротехники, увлекавший в свое время академика Л.Р. Неймана [1], до сих пор не исчерпан. Он периодически возникает в печати, где высказываются различные, а иногда и старые, но забытые предложения. В статье В.Н. Федорова обсуждаются такие предложения. В связи с этой статьей я вспомнил свои студенческие годы и оживленные дискуссии по любым вопросам математического языка электротехники на кафедре высшей математики МЭИ (в то время руководимой чл.-корр. АН СССР Я.Н. Шпильрейном, который за его увлечение применением векторов в электротехнике получил прозвище «Шпильвектор»). На одном из таких обсуждений на доске была изображена та самая векторная диаграмма с двумя векторами: одним неподвижным и вторым — вращающимся с двойной частотой, которая изображена на рисунке в статье В.Н. Федорова. Рассматривалась мгновенная мощность, получающаяся, как проекция суммарного вектора на действительную ось, при отсутствии какого-либо физического объяснения мнимой составляющей, т.е. проекции на мнимую ось. По-видимому, поэтому дальнейшего развития обсуждавшегося предложения не последовало. Для мощности цепи синусоидального тока были приняты и отражены в ГОСТ [2] четыре понятия:

- *1) зависящая от времени мгновенная мощность двухполюсника;
- 2) активная мощность двухполюсника;
- 3) реактивная мощность двухполюсника;
- 4) полная (или кажущаяся) мощность двухполюсника.

При этом термин «кажущаяся» был незаслуженно признан nereкомендуемым. Из этих четырех понятий только первое зависит от времени и имеет физическое объяснение, а остальные носят расчетный характер. В стандарте, к сожалению, отсутствует понятие комплексной мощности, выражающей связь между тремя расчетными мощностями, изображаемыми прямоугольным треугольником векторов на комплексной плоскости, и нет общего понятия «мощность».

В обсуждаемой статье автор останавливается на мнимой составляющей комплексного описания суммы неподвижного и вращающегося векторов мощности, которая названа комплексным выражением полной мощности, и утверждает, что существует физический смысл мнимой составляющей вращающегося вектора, называемой им мгновенным значением реактивной мощности. При этом никакого физического понятия этой расчетной величины не дается. Более того, утверждается, что эта «мощность» всегда направлена от источника к приемнику и требует уточнения. Можно согласиться с автором, что это понятие требует уточнения, или предать его забвению, как это произошло с описанием мощности в виде суммы двух векторов, обсуждавшимся на кафедре высшей математики МЭИ более полувека тому назад.

В заключение еще раз подтверждаю свои возражения, высказанные при обсуждении ГОСТ [2] в 1973 г. о несогласии с заменой термина «кажущаяся» мощность термином «полная». Эти два слова имеют различный смысл и их никак нельзя считать синонимами. Речь идет о расчетной величине, определяемой как произведение действующих напряжения и тока. Она не отражает скорость передачи энергии, и ее можно рассмотреть только как расчетное выражение, имеющее размерность мощности и поэтому кажущуюся ею, а не как реальную «полную» энергию, передаваемую в единицу времени.

Приходится еще раз выразить огорчение, что этот термин догматически принят в современной российской технической литературе и им вынужден пользоваться автор обсуждаемой статьи [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Терминология теоретической электротехники. Сборник рекомендуемых терминов/ Отв. ред. Л.Р. Нейман. — М.: Изд-во АН СССР. 1958, вып. 46.
2. Электротехника. Основные понятия. Термины и определения. ГОСТ 19880—74. — М.: Госкомстандарт, 1974.
3. Лыскин Г.П. Определение понятия мощностей в однофазных и трехфазных электрических цепях. — Сб. научно-методических статей. Электротехника, вып. 12. — М.: Изд-во Московского полиграфич. ин-та, 1991 г.

Совершенствование нормативов надежности функционирования электроэнергетических систем

(Статья Барина В.А., Волкова Г.А., Калиты В.В. и др. — *Электричество*, 1993, № 7)

КОЗЛОВ В.А.

В обсуждаемой статье рассматривается проблема нормирования надежности электроэнергетических систем (ЭЭС) и попутно затронуты вопросы систем электроснабжения потребителей (СЭП) (см. раздел «Нормирование показателей надежности», п. 4).

Если вопросы ЭЭС рассматриваются в той или иной степени подробно, то содержание п. 4 имеет постановочный характер, ограничиваясь ссылкой на литературу. Между тем проблема надежности СЭП имеет специфические особенности, отличные от особенностей ЭЭС, в связи с чем вопросы, затронутые в п. 4, требуют определенных уточнений, тем более, что приведенные ссылки на литературу явно односторонни.

Не вникая в подробности материала, связанного с ЭЭС, сделаем общие замечания к исходным предпосылкам упомянутой статьи. Нетрудно установить, что эти предпосылки противоречивы. В самом деле, тезис «Введение рыночных отношений подразумевает возможность принятия решений собственниками в процессе производства, транспорт и распределения электрической и тепловой энергии с одновременным выполнением согласованных между всеми участниками требований... Одними из главных требований среди них являются требования обеспечения... и эффективного (надежного и экономичного) электроснабжения потребителей» применительно к СЭП дополняется утверждением, что «...уровень надежности электроснабжения определяется самим потребителем».

Если строго следовать этому тезису, то возникает вопрос о значимости «Нормативов надежности», рассмотрению которых посвящен материал статьи. Понятие «Нормы» не соответствует «свободному принятию решения», о чем трактует рассматриваемый тезис. Нормы предусматривают определенную систему разработки, утверждения, области использования, обязательности и ответственности за их выполнение.

В статье ставится задача ускорения разработки «тарифа на электрическую энергию, учитывающего фактор надежности электроснабжения потребителей...». Несостоятельность подобных предложений других авторов была показана в ряде публикаций и осталась без ответа, в том числе и в данном случае. Ссылки на зарубежный опыт при этом лишены основания, так как имеющаяся дифференциация зарубежных тарифов связана не с уровнем надежности электроснабжения потребителей (имеются в виду возможные внезапные

отказы системы электроснабжения и возникающий при этом ущерб у потребителей), а с режимом его электропотребления с учетом допустимых ограничений последнего без ущерба для потребителя. Эта дифференциация используется для стимулирования электропотребления на условиях, выгодных для энергоснабжающей организации.

Если обратиться к отечественной практике формирования СЭП, то можно установить, что критерий ($n-1$) использован также в основе рекомендаций ПУЭ, т.е. решение проблемы надежности отечественных СЭП соответствует мировой практике. Имеющиеся различия состоят в том, что рекомендации ПУЭ содержат определенную дифференциацию реализации критерия ($n-1$), учитывая многообразие последствий, возникающих при внезапных отказах электроснабжения потребителей. В частности, в неизменном виде критерий ($n-1$) касается основной массы электроприемников: приемников 2-й категории. Для приемников 1-й категории требования к надежности по сравнению с критерием повышены, в то время как для приемников 3-й категории системы электроснабжения могут не содержать резервные элементы. Недостаточным четким в ПУЭ является классификация электроприемников, которая отражена в общем виде. Однако ПУЭ в этом отношении дополняется ведомственными нормативами, содержащими списки конкретных электроприемников и их категорийность. Нормативы в совокупности с рекомендациями ПУЭ позволяют рационально решать вопросы надежности СЭП без каких-либо ее расчетов.

В результате задача реализации надежности СЭП состоит не «в дальнейшем совершенствовании расчетов надежности», а в грамотном применении имеющейся нормативной документации и исключении различного рода местных тенденций, которые, к сожалению, достаточно часто встречаются при формировании систем электроснабжения из-за необоснованных требований энергоснабжающих организаций с целью повышения надежности электроснабжения потребителей вне уровня устанавливаемого ПУЭ.

Следует остановиться на утверждении, что «...договорные условия относительно уровня надежности», ... «выгодные как для потребителя, так и для энергоснабжающей организации», являются «...оптимальными с точки зрения народного хозяйства в целом». Однако, что такое «народное хозяйство» и каков критерий «оптимальности» в

рыночных условиях, не уточняется. Есть основания полагать, что основными условиями оптимальности при рыночных отношениях должны быть решения, исключающие непроизводительные затраты материальных ресурсов страны, а не взаимовыгодные «договорные» отношения между энергоснабжающей организацией и потребителем.

К причине негативной оценки «...принятой в ПУЭ системы нормативов надежности» относится «отсутствие экономического стимулирования принятия решений». Учитывая, что нормы, в том числе ПУЭ, являются обязательными в области их использования, возникает вопрос, о каком стимулировании «их применения» идет речь.

Остановимся на критерии ($n-1$), который согласно утверждению авторов является решающим при формировании систем электроснабжения. Этот критерий определяет объем резервных элементов в системе. Если параметры системы определены по данному критерию, то для ЭЭС дополнительно требуется их проверка на устойчивость системы и других требований, рассмотренных в обсуждаемой статье. В то же время, выбор параметров СЭП по критерию ($n-1$) исчерпывает реализацию надежности в рассматриваемой системе.

Указанное свидетельствует о том, что материал статьи и с точки зрения.

Указанное свидетельствует о том, что материал статьи и с точки зрения использования основного критерия формирования систем ($n-1$) никак не соответствует исходной предпосылке, что «...потребитель может сам определять уровень надежности». Важно подчеркнуть, что формирование СЭП по критерию ($n-1$) исключает необходимость каких-либо расчетов надежности, нормирования ее показателей. Критерий однозначно определяет объем резервных элементов в системе, устанавливая тем самым уровень надежности электроснабжения потребителя. Необходимость расчетов, как вспомогательная мера, может возникнуть в редких случаях для сложных СЭП, когда при заданном по критерию ($n-1$) объеме резервных элементов формирование системы возможно по ряду вариантов для выбора варианта с наибольшей надежностью.

Говоря о расчетах надежности СЭП, остановимся на вопросе ее оптимизации, исходя из определения оптимального уровня надежности на основе сопоставления стоимостных показателей ущерба, возникающего при внезапных отказах системы, со стоимостью резервных элементов в системе, предусматриваемых для предотвращения этого ущерба. Как неоднократно отмечалось, рассматриваемый подход содержит в себе концептуальную неопределенность из-за вероятностного характера показателей ущерба и отказов, что исключает однозначность принятия решений. Рыночные отношения неизбежно связаны с усугублением

этой неопределенности, так как расчет ущерба будет находиться полностью в руках потребителя.

Фактический уровень надежности потребителя определяется совокупным показателем надежности ЭЭС и СЭП и находится в определенных рамках, которые диктуются надежностью ЭЭС в точке разграничения с СЭП. При этом надежность ЭЭС имеет своего рода монопольный оттенок, так как реализация ЭЭС осуществляется энергоснабжающей организацией.

Действительная необходимость «...определения надежности самим потребителем» может встретиться в редких случаях, и установленный потребителем уровень надежности в пределе может удовлетворяться только за счет использования автономных источников. Без связи с рынком подобное решение отражено в ПУЭ применительно к особой группе электроприемников 1-й категории.

Изложенное показывает, что постановка проблемы надежности СЭП в трактовке обсуждаемой статьи лишена практического интереса. Такой же вывод может быть распространен и на весь накопленный к настоящему времени материал по теории надежности СЭВ, в связи с чем этот материал остается до сих пор невостребованным.

В заключении подчеркнем ошибочность распространенного мнения о «вседозволенности» рынка, в данном случае «самостоятельного определения уровня надежности». Негативные последствия такого подхода совершенно очевидны, так как любое отступление от оптимальных решений, в данном случае диктуемых ПУЭ, всегда связано с необоснованными тратами ресурсов страны. Во избежание этого статус ПУЭ в условиях рынка должен быть поднят до уровня стандарта, обязательного для выполнения независимо от формы собственности. Если разделить позицию авторов статьи о дозволенности своего рода «заказа надежности» потребителями, то разрушение принципов формирования СЭП, апробированных мировой практикой, неизбежно.

Рынок, естественно, потребует более четкой регламентации ответственности энергоснабжающих организаций за надежность электроснабжения в точке разграничения ЭЭС и СЭП (учитывая, что такая ответственность в настоящее время отсутствует).

Решение этого вопроса следует искать исходя из фиксированного уровня надежности в точке разграничения по критерию ($n-1$) и факторов нарушения этого уровня из-за действий персонала энергоснабжающей организации. При этом последняя должна компенсировать ущерб, возникший при отказе электроснабжения, с определением его прямой калькуляцией для каждого конкретного случая отказа и рассмотрения каждого слоя с помощью арбитража.

Симпозиум «Проблемы электромагнитной совместимости и расчеты уровня электромагнитных помех»

(организован Отделом электроэнергетических проблем РАН, II и IV секциями Совета РАН по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», Министерством науки и технической политики РФ, Научным советом по проблеме «Электромагнитная совместимость технических структур и биологических объектов», Центром экологического образования и информации Санкт-Петербургского государственного технического университета, политехническим фондом, Санкт-Петербург, 4—5 ноября 1993 г.

Участники симпозиума — представители НИИ, вузов, промышленных предприятий — рассматривали следующие вопросы.

1. Электромагнитная совместимость (ЭМС) биосферы с электроэнергетикой. Эта проблема имеет место вследствие электромагнитных полей всех частот повышенной напряженности, радиоактивных излучений ионизации и озонирования воздуха, акустических воздействий, появляющихся в нормальных режимах, а также при аварийных ситуациях в электротехнических системах. В итоге создаются мешающие и опасные влияния, дискомфорт для человека и животных.

2. ЭМС других систем техносферы (радио- и проводная связь, трубопроводы, железные дороги) с электроэнергетикой. Проблема возникает вследствие опасных и мешающих влияний, интенсивной коррозии (особенно язвенной) блуждающими токами в земле при нормальных и аварийных режимах работы электропередач ВН, УВН и СВН.

3. ЭМС между различными подсистемами самой электроэнергетики в сетях низкого напряжения (сети собственных нужд, вторичной коммутации, насыщенной компьютерной и электронной техникой) при авариях и коммутациях в сетях ВН.

4. ЭМС внутри самой системы электроэнергетики при внутренних и грозовых перенапряжениях, аварийных режимах этой системы, электромагнитных бурях, других электромагнитных излучениях (ЭМИ).

В ряде докладов было отмечено, что весьма сложными и ответственными оказываются проблемы защиты всех систем от нарушений ЭМС, разработки методов расчета и моделирования аварийных ситуаций создания специальных тренажерных установок для подготовки обслуживающего персонала к оперативным действиям.

Симпозиум считает, что дальнейшие исследования в области ЭМС должны быть направлены на решение следующих задач:

анализ опыта эксплуатации энергосистем и других объектов в части влияния на биосферу электромагнитных полей, токов и напряжений электрических сетей ВН, СВН, и УВН, грозовых перенапряжений, систем связи, трубопроводных и других систем техносферы;

разработка перспективных методов физико-математического моделирования электромагнитных связей между системами в широком диапазоне удельного сопротивления грунтов, частот токов и напряжений;

разработка алгоритмов и программ расчетов на ЭВМ различных видов взаимодействия между системами с учетом нелинейных и частотно-зависимых сосредоточенных и распределенных параметров;

анализ ЭМС систем ВН, СВН и УВН с целью улучшения качества электроэнергии;

разработка методов и средств защиты населения от влияния электромагнитных полей ЛЭП переменного и постоянного тока СВН и УВН;

разработка методов оценки воздействия электромагнитных полей источников естественного и искусственного происхождения на системы автономного электроснабжения, автоматики и связи специальных объектов;

выдача технических требований к новым средствам и методом защиты электрооборудования с учетом комплексного воздействия электромагнитных импульсов, а также моделирующих комплексов с целью воспроизведения всех компонент современных электромагнитных источников естественного и искусственного происхождения (ИЕИП); теоретические и экспериментальные исследования стойкости;

электрооборудования и технических систем к действию полей, токов и напряжений ИЕИП;

разработка рекомендаций по рациональному заземлению оборудования на основе комплексного подхода с учетом требований ПУЭ и защиты от электромагнитных воздействий;

подготовка предложений по молниезащите объектов высокой надежности с повышенной чувствительностью к атмосферному электричеству;

разработка методов и средств комплексной проверки фактической защищенности систем электроснабжения и управления объектов к воздействию компонент электромагнитных воздействий;

подготовка нормативов и ГОСТ на допустимые воздействия ЭМИ на человека в процессе труда.

Симпозиум считает, что целесообразность проведения таких обсуждений несомненна.

Халилов Ф.Х., профессор

35-я сессия Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ)

Сессия СИГРЭ состоится в период 28 августа — 03 сентября 1994 г. в Париже во Дворце Конгрессов.

Наряду с традиционным обменом мнениями о достижениях в области электроэнергетики и электрооборудования для нее важной задачей данной сессии будет ознакомление с этими достижениями специалистов из промышленно развивающихся стран и предоставление им возможности выступить со своими докладами на эту тему и принять участие в дискуссиях.

На сессию представлено более 200 докладов. Они будут обсуждены на заседаниях 15 дискуссионных групп: 11 — Вращающиеся машины; 12 — Трансформаторы; 13 — Коммутационное оборудование; 14 — Связи на постоянном токе и силовая электроника; 15 — Изоляционные материалы; 21 — Изолированные кабели высокого напряжения; 22 — Воздушные линии; 23 — Подстанции; 33 — Перенапряжения и координация изоляции; 34 — Релейная защита и локальные системы управления в энергосистемах; 35 — Связь и телеуправление в энергосистемах; 36 — Электромагнитная совместимость в энергосистемах; 37 — Планирование и развитие энергосистем; 38 — Анализ процессов в энергосистемах и используемая для этого техника; 39 — Режимы работы энергосистем и управление ими.

Тематика докладов посвящена проблемам:

улучшение режимов работы и надежности энергосистем, их взаимодействие с окружающей средой; перспективные виды электрических материалов и электрооборудования; силовая электроника, гибкие управляемые системы электропередачи переменного тока и др.

Впервые в период сессии с 29 августа по 1 сентября можно будет посетить техническую выставку «Генерирование и передача электроэнергии».

Как обычно, для участников сессии организуются технические экскурсии (платные), в частности, на новые подстанции 225 и 400 кВ, исследовательские лаборатории Электрические де Франс в Ренарди и Кламарте.

Регистрационные взносы для каждого участника сессии СИГРЭ: 4200 фр. франков для членов СИГРЭ, уплативших членские взносы за 1993 и 1994 гг.; 5200 фр. франков — для не членов СИГРЭ; 400 фр. франков — за сопровождающее лицо.

Более детальную информацию можно получить в Российском Национальном Комитете (РНК) СИГРЭ: 115201 Москва, Каширское шоссе, 22 кор. 3 (ВНИИЭ РНК СИГРЭ); телетайп 114396 «Капля»; факс (095) 113-75-88;

в Центральном правлении СИГРЭ: Central Office of CIGRE, 3 rue de Metz, F75010 Paris, France.

К сведению авторов и читателей

Редколлегия журнала «Электричество» сообщает, что премиями по итогам 1993 г. отмечены авторы следующих статей:

Колесников Э.В. — серия статей (№№ 1,2,4), посвященных скин-эффекту в параллельных проводках;

Борисов Р.К., Григорьев О.А., Ларионов В.П. Методы испытания бортового оборудования летательных аппаратов на молниестойкость (№ 7);

Афанасьев А.А., Нестерин В.А., Воробьев А.Н. Расчет намагничивания постоянных магнитов электродвигателя методом сопряжения конформных отображений (№ 10)

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б.Черкасский пер., 2/10

☎ 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 27.04.94. Подписано в печать 28.05.94. Формат 60×88 1/8.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Тираж 1000 экз. Заказ 1056

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Макет выполнен АО «Знак», 115547, Москва, Михневский пр-д, 4
Типография № 9
Москва, 109033, Волочаевская ул., 40

Бики М.А., Бродовой Е.Н., Брянцев А.М., Лейтес Л.В., Лурье А.И., Чижевский Ю.Л. Электромагнитные процессы в мощных управляемых реакторах	1	Biki M.A., Brodovoi E.N., Bryantsev A.M., Chizhevskii Yu.L., Leites L.V., Lurie A.I. Electromagnetic Process in High-Power Con- trolled Reactors	1
Александров Г.Н. Электропередачи перемен- ного тока на основе компактных линий повышенной пропускной способности и управляемых шунтирующих реакторов	11	Aleksandrov G.N. Electrical Energy Transmission on the Bases of Compact Lines with Increased Transfer Capability and controlled Shunt Reactors	11
Худяков В.В., Ивакин В.Н., Сысоева Н.Г. Расчет технико-экономических характери- стик электропередач в условиях рыночной экономики	16	Khudyakov V.V., Ivakin V.N., Sysoeva N.G. Calculation of Technical and Economic Substantiation of Power Transmissions at Market Conditions	16
Пономарев А.М., Толкачева Е.С. Фильтр для синхронных тональных каналов связи по электрическим сетям	21	Ponomarev A.M., Tolkacheva E.S. Filter Constraction for Synchronous Tonal Frequency Channals in Power Distribution Network	21
Овчаренко Н.И. О преобразовании режим- ных параметров электроэнергетических систем в устройствах противоаварийного управления в сигналы информации	25	Ovcharenko N.I. About Conversion of Regime Parameters of Power Systems to Informational Signals in Automatic Arrangement of the Counter Abnormal Control	25
Поддубных Л.Ф. Модель определения скидок и надбавок к тарифу за компенсацию реактивной мощности и качество элек- троэнергии	28	Poddubnykh L.F. The Model to the Determine of the Decreasing of the Charge for the Reactive Quality	28
Ковалев Л.К., Илюшин К.В., Пенкин В.Т., Ковалев К.Л. Гистерезисные электриче- ские машины с ротором из высокотем- пературных сверхпроводников	31	Kovalev L.K., Ilushin K.V., Kovalev K.L., Penkin V.T. Hysteresis Electrical Machines with High Temperature Superconducting Rotor	31
Кунцевич П.А., Прохорова Г.А. Использо- вание серийных асинхронных машин в генераторном режиме	45	Kuntsevich P.A., Prokhorova G.A. A Contribution to the Production-Type Asynchronous Machines in a Generator Mode	45
Ставинский А.А., Ширинский С.В. Особен- ности магнитопроводов асинхронных дви- гателей со статорами из граненых пакетов стали	50	Stavinskii A.A., Shirinskii S.U. Details of Asynchronous Motor Cores with Stators Made from Cut Lamination	50
Аристов А.В. Статическая устойчивость ма- шины, двойного питания в режиме пе- риодического движения	55	Aristov A.V. Static Stability of Double-Supply Machine under Periodic Movement Condition	55
Зборовский И.А. Состояние разработок вен- тильных преобразователей по схеме «две обратные звезды»	61	Zborovskii I.A. State of Art in Rectifier Converters Connected in Two Opposed Stars	61
Магруппов М.А., Умаров А.В., Хамидов Ш.Р., Махмудов Р.Х. О взаимодействии стек- лосвязующего и токопроводящей фазы в резистивных композитах	70	Magrupov M.A., Umarov A.V., Khamidov Sh.R., Makhmudov R.Kh. About the Interacting of Glass-Binder and Current-Conducting Phase in Resistive Compositions	70
Федоров В.Н. Мощность цепей синусоидаль- ного тока	73	Fyodorov V.N. Notions of Power in the Alternation Current Circuits.	73
ДИСКУССИИ		DISCUSSIONS	75
Нетушил А.В. О математическом языке те- оретических основ электротехники (по статье Федорова В.Н.)	75	CHRONICLE	78
Козлов В.А. По статье Баринаова В.А. и др. «Совершенствование нормативов надежно- сти функционирования электроэнергетиче- ских систем» («Электричество» 1993 № 7)	76		
ХРОНИКА			
Халилов Ф.Х. Симпозиум «Проблемы элек- тромагнитной совместимости и расчеты уровня электромагнитных помех»	78		
35-я сессия Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ)	79		

Подготовка рукописей для журнала «Электричество»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений. Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов, исследований и т.п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

- а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановки задачи, решаемой в статье;
- б) метод решения задачи и принятые допущения;
- в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;
- г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;
- д) выводы и рекомендации;
- е) приложения: доказательства использованных в статье положений; математические выкладки и преобразования;
- ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый минимум формул.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первый и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см.

4. Формулы вписываются темными чернилами в отдельных строках, а не в тексте. В том числе, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуются подчеркивать двумя чертами снизу, строчные — двумя чертами сверху. Греческие буквы следует заключать в кружок красным карандашом.

При вписывании индексов следует указывать, какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте, при этом указываются:

- а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер, страницы;
- б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания, число страниц в книге.

Названия иностранных работ, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобным ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках должны соответствовать стандарту. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи и не повторять его.

Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснить либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

7. В таблицах все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. В конце статьи должны быть указаны сведения об авторе(ах):

- а) какой факультет, какого вуза и когда закончил;
- б) когда получил ученую степень, где и по какой тематике была защита;
- в) место настоящей работы и должность;
- г) адрес и номера домашнего и служебного телефонов.

9. Необходимо представить краткую аннотацию статьи на русском и английском (включая название статьи) языках.