

ISSN 0013-5860

Э **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА** **Т** **1 1994**

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

Редактор отдела **Кунавина О.В.**

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254—1152



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

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 1 ЯНВАРЬ 1994

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Дибиев С.М. Исследование режимов работы дугостаторного двигателя с учетом его электрической и магнитной несимметрии..... 2
- Семенов О.С. Новый микроэлектродвигатель с возбуждением постоянными магнитами для видеомэгнитофонов..... 7
- Родькин Д.И., Давидкович В.М., Аллстратенко Ю.В. Оценка эффективности систем динамического нагружения асинхронных двигателей..... 9
- Лавриненко В.А. Анализ характеристик регулируемых асинхронных микродвигателей бытового назначения..... 15

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Васильев С.И. Определение передаточных функций на основе обобщенной модели ключевых преобразователей постоянного напряжения..... 18
- Адамия Г.Г., Жирко Ю.П. Микропроцессорный выпрямитель в системе АБП..... 22

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

- Головчан В.Д., Дорожко Л.И., Сорокин В.М., Технико-экономическое сопоставление управляемых реакторов с тиристорными устройствами..... 27

НИЗКОВОЛЬТНАЯ АППАРАТУРА

- Лямец Ю.Я., Ильин В.А. Трехфазное адаптивное реле сопротивления..... 36

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Аристов А.В., Аристов В.В. Исследование уравнения низкочастотного колебательного движения машины двойного питания..... 47
- Гераськов В.Л. О повышении эффективности использования источников постоянного тока при больших нагрузках..... 51
- Загирняк М.В., Усатюк В.М. Анализ результатов тепловых испытаний и расчет намагничивающих катушек электромагнитных сепараторов..... 54
- Месенжник А.З., Прут Л.Я., Воловодов А.В. Новые данные о влиянии эксплуатационных факторов на надежность установок погружных электроцентробежных насосов для добычи нефти..... 58

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

- Гуревич В.И. Универсальные защитные реле максимального тока нового поколения..... 61
- Чунихин А.А. О развитии общего курса "Электрические аппараты" в МЭИ..... 66
- Гуанчжоуский научно-исследовательский институт электрооборудования при министерстве машиностроения приглашает к научно-техническому и экономическому сотрудничеству..... 68



ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ДУГОСТАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ С УЧЕТОМ ЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ НЕСИММЕТРИИ

С.М.ДИБИЕВ, канд.техн.наук

Грозненский нефтяной институт

Если в области исследования электромагнитных процессов в электрических машинах с линейным статором накопилась довольно обширная научно-техническая информация, то аналогичная информация по дугостаторным двигателям (ДСД) имеется в весьма ограниченном количестве.

В статье рассматриваются некоторые особенности электромагнитных процессов в дугостаторном двигателе, возникающие из-за разомкнутости его магнитопровода. Теоретические исследования электромагнитных процессов в этих машинах, получение научно-обоснованных выводов по количественной оценке электромагнитных явлений на основные эксплуатационные свойства машин существенно помогут в лабораторных и промышленных испытаниях макетных и натуральных образцов ДСД.

Специфика обобщенного анализа процессов машин с разомкнутым магнитопроводом заключается в несимметрии магнитной цепи, вызванной разомкнутостью магнитопровода, не имеющей места при обычных исполнениях двигателей.

Разомкнутость магнитопровода приводит к тому, что при вращении ротора в разомкнутом статоре контуры ротора, индуктивно связанные со статором, непрерывно меняются, что является причиной переходных электромагнитных процессов в этих контурах в местах их выхода из активной зоны статора. Указанное явление приводит к искажению поля на краях дугового статора.

Кроме того, специфика разомкнутого магнитопровода дугового статора приводит к тому, что фазы обмоток статора и ротора находятся в разных условиях воздействия магнитного поля статора, что является причиной несимметрии токов в них.

При соединении обмоток статора в звезду с изолированной нулевой точкой с симметричной системой линейных напряжений на зажимах машины токи фаз статора $\underline{I}_A, \underline{I}_B, \underline{I}_C$ можно представить как сумму токов прямой ($\underline{I}_{A1}, \underline{I}_{B1}, \underline{I}_{C1}$) и обратной ($\underline{I}_{A2}, \underline{I}_{B2}, \underline{I}_{C2}$) последовательностей, обусловленных электромагнитной несимметрией дугостаторного двигателя.

Искажение симметрии токов фаз статора определяется величинами токов обратной последовательности. О степени такого искажения можно

судить по коэффициенту искажения

$$K_{\text{и}} = \underline{I}_{22} / \underline{I}_{11}, \quad (1)$$

где $\underline{I}_{11} = \underline{I}_{A1} = \underline{I}_{B1} = \underline{I}_{C1}$ и

$$\underline{I}_{22} = \underline{I}_{A2} = \underline{I}_{B2} = \underline{I}_{C2}.$$

Система МДС трехфазных токов, протекающих по фазам обмотки статора, образует результирующую МДС. Как известно, эта МДС распределена в пространстве по синусоидальному закону и может быть представлена в виде вращающегося пространственного вектора.

МДС фаз равны:

$$F_A = \underline{I}_A w_1; \quad F_B = \underline{I}_B w_1; \quad F_C = \underline{I}_C w_1, \quad (2)$$

где w_1 — число витков фазы статора.

Так как МДС фаз пропорциональны токам, то можно аналогично пространственному результирующему вектору МДС ввести понятие результирующего вектора тока. В комплексной форме этот вектор можно представить в виде [4]:

$$\underline{I}_s = \frac{2}{3} (\underline{I}_A + a \underline{I}_B + a^2 \underline{I}_C), \quad (3)$$

где $a = e^{j120^\circ}$ — оператор поворота.

Условный коэффициент $2/3$ введен с той целью, чтобы абсолютная величина результирующего вектора тока при симметричных токах фаз совпадала с амплитудой фазного тока.

При несимметричной системе фазных токов статора пространственный вектор тока равен сумме пространственных векторов токов прямой и обратной последовательностей

$$\underline{I}_s = \underline{I}_{s1} + \underline{I}_{s2} = \frac{2}{3} (\underline{I}_A + a \underline{I}_B + a^2 \underline{I}_C), \quad (4)$$

где $\underline{I}_A, \underline{I}_B, \underline{I}_C$ — несимметричная система токов фаз дугового статора.

Приведенные соотношения (3), (4) справедливы и для результирующего пространственного вектора тока ротора, если ротор имеет трехфазную обмотку или она приводится к эквивалентной трехфазной. Для несимметричного режима имеем, в частности,

$$\underline{I}_r = \underline{I}_{r1} + \underline{I}_{r2} = \frac{2}{3} (\underline{I}_a + a \underline{I}_b + a^2 \underline{I}_c), \quad (5)$$

где $\underline{I}_a, \underline{I}_b, \underline{I}_c$ — несимметричная система токов фаз ротора.

При исследовании несимметричных режимов работы электрических машин часто бывает вы-

годным оси результирующих векторов токов ротора и статора свести к одной системе координат, чаще всего к синхронным координатам (+1c, +jc), вращающимся в пространстве с синхронной скоростью ω_s [5].

Результирующие пространственные векторы токов статора (\underline{I}_s) и ротора (\underline{I}_r) направлены (рис. 1) относительно действительной (неподвижной) (+1s) и синхронной (+1c) осей систем координат под углами β_s , β_{sc} , β_{rs} и β_{rc} .

Рассмотрим процесс преобразования системы координат вектора тока статора.

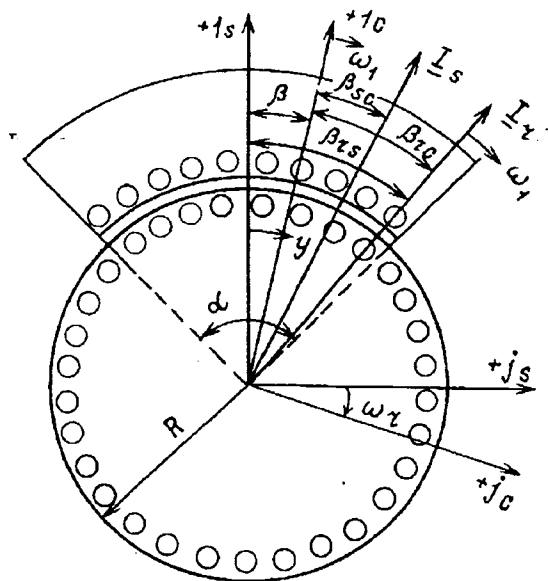


Рис. 1. Преобразование системы координат

Угол сдвига между неподвижной (+1s) и синхронной (+1c) осями координат β является текущей координатой пространственного вектора тока статора (рис. 1). При этом угол β связан с синхронной частотой

$$\omega_s = d\beta/dt. \quad (6)$$

Угловая частота ротора дугостаторного двигателя определяется синхронной угловой частотой вращающегося поля дугового статора и относительным активным углом дуги статора $\alpha_0 = \alpha/2\pi$ (рис. 1)

$$\omega_r = \omega_s \alpha_0. \quad (7)$$

Пространственный вектор тока статора в неподвижной и синхронной системах координат может быть представлен в виде

$$\underline{I}_s = I_s e^{j\beta_s} \text{ и } \underline{I}_{sc} = I_{sc} e^{j\beta_{sc}}, \quad (8)$$

где \underline{I}_s — модуль вектора тока статора.

Отношение векторов в приведенных системах координат

$$\frac{\underline{I}_s}{\underline{I}_{sc}} = e^{j(\beta_s - \beta_{sc})} = e^{j\beta}. \quad (9)$$

Как вытекает из (9) и рис. 1, угол сдвига между неподвижной и вращающейся системами координат β определяет взаимную связь между ве-

личинами пространственного вектора тока дугового статора в различных системах (неподвижной и подвижной) координат. Из (6) и (7) в общем случае имеем

$$\beta = \beta_c + \int_0^t \omega_s dt, \quad (10)$$

где β_c — начальный угол сдвига между неподвижной и синхронной системами координат ($t=0$).

При $\omega_s = \omega_1 = \text{const}$ имеем

$$\beta = \beta_c + \omega_1 t. \quad (11)$$

Синусоидально меняющийся во времени результирующий вектор тока статора может быть представлен в виде комплекса

$$\underline{I}_s(t) = \underline{I}_s e^{j(\omega_1 t + \varphi_s)}, \quad (12)$$

где φ_s — начальная фаза.

Как известно [3], пространственное распределение токов статора в области активной зоны дуги меняется таким образом, что результирующий вектор в этой зоне представляется в виде

$$\underline{I}_s(\alpha_0) = I_s(t) e^{-j\frac{\pi}{\tau} y}, \quad 0 \leq y \leq \frac{\alpha_0 R}{2}, \quad (13)$$

где R — радиус ротора (рис. 1); τ — полюсное деление обмотки статора.

Из (9) пространственный вектор в синхронных осях координат имеет вид

$$\underline{I}_{sc} = I_s e^{-j\beta}. \quad (14)$$

Совместное рассмотрение (11) — (14) дает:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{sc} &= I_s e^{j(\omega_1 t + \varphi_s)} e^{-j(\beta_c + \omega_1 t)} \times \\ &\times e^{-j\frac{\pi}{\tau} \alpha_0 R} = I_s e^{j(\varphi_s - \beta_c - \frac{\pi}{\tau} y)}. \end{aligned} \quad (15)$$

Обозначив $\varphi_s - \beta_c = \gamma_s$, перепишем уравнение (15)

$$\underline{I}_{sc} = I_s e^{j(\gamma_s - \frac{\pi}{\tau} y)}. \quad (15a)$$

Закон распределения токов в цепи ротора в пределах активной зоны дуги статора, как доказано в [3], имеет такой же характер, как и в соотношении (13), но физический процесс образования вторичных токов и их состав значительно сложнее, чем в дуговом статоре. Обусловлено это разомкнутостью магнитопровода. Одной из особенностей вторичных токов машин с разомкнутым магнитопроводом является наличие в них составляющих, обусловленных краевыми эффектами.

По данным Г.И.Штурмана [3] ток ротора может быть представлен в виде

$$\underline{I}_r = \frac{2I_s(t) \frac{w_1}{w_2} \mu_0}{\delta \left(\frac{\pi^2}{\tau^2} + \frac{2}{\mu h \delta} \right)} \left[e^{-j\frac{\pi}{\tau} y} - e^{j\left(\lambda \frac{\alpha_0 R}{2} - y \right)} \right], \quad (16)$$

где w_1 , w_2 — число витков фаз статора и ротора; μ_0 , μ — магнитная проницаемость воздушного

зазора и магнитных цепей машины; h — высота ярма статора;

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\mu h \delta} + \frac{j\omega\mu_0}{\delta z}},$$

$z=r+jx$ — сопротивление распределенных контуров цепи ротора, отнесенное к 1 см длины в направлении перпендикулярно плоскости чертежа (рис. 1).

В уравнении (16) первое слагаемое

$$\underline{I}_{r(0)} = c \underline{I}_{s(t)} e^{-j\frac{\pi}{\tau} y}$$

— основная составляющая тока ротора, обусловленная полем статора, где

$$c = \frac{2 \frac{w_1}{w_2} \mu_0}{\delta \left(\frac{\pi^2}{\tau^2} + \frac{2}{\mu h \delta} \right)};$$

второе слагаемое

$$\underline{I}_{r(g)} = c \underline{I}_{s(t)} e^{j \left(\lambda \frac{\alpha_0 R}{2} - y \right)}$$

— добавочная составляющая тока ротора, обусловленная краевыми эффектами.

Таким образом, пространственный комплекс полного тока ротора в зоне активной дуги статора представляется в виде

$$\underline{I}_r = \underline{I}_{r(0)} - \underline{I}_{r(g)}. \quad (17)$$

Имея в виду, что частота вращения синусоидального меняющегося во времени результирующего вектора тока ротора совпадает с частотой вектора тока статора, ток ротора может быть записан в виде комплекса

$$\underline{I}_{r(t)} = I_r e^{j(\omega_1 t + \varphi_r)}, \quad (18)$$

где φ_r — начальная временная фаза.

По аналогии уравнения (9) пространственный вектор тока ротора может быть представлен в синхронных осях координат

$$\underline{I}_{rc} = \underline{I}_r e^{-j\beta}. \quad (19)$$

Из уравнений (11), (16), (18) и (19) получим выражение для пространственного результирующего вектора тока ротора в синхронных осях координат

$$\underline{I}_{rc} = c I_s \left[e^{j \left(\gamma_r - \frac{\pi}{\tau} y \right)} - e^{j \left(\lambda \frac{\alpha_0 R}{2} - y \right)} \right], \quad (20)$$

где $\gamma_r = \varphi_r - \beta_c$.

Для несимметричного режима работы электродвигателя векторы токов \underline{I}_{sc} и \underline{I}_{rc} равны сумме пространственных векторов прямой и обратной последовательности

$$\underline{I}_s = \underline{I}_{s(1)} + \underline{I}_{s(2)}; \quad (21)$$

$$\underline{I}_r = \underline{I}_{r(1)} + \underline{I}_{r(2)}. \quad (22)$$

В уравнениях (21) и (22) для простоты опущены индексы "с".

Комплекс результирующего пространственного вектора тока прямой последовательности $\underline{I}_{s(1)}$ и $\underline{I}_{r(1)}$ совпадает с аналогичным значением временного тока прямой последовательности симметричных составляющих $(\underline{I}_{s(t)_1}, \underline{I}_{r(t)_1})$ [4]

$$\underline{I}_{s(1)} = \underline{I}_{s(t)_1} = \frac{\underline{I}_A + a \underline{I}_B + a^2 \underline{I}_C}{3}. \quad (23)$$

Комплексное значение пространственного вектора обратной последовательности $\underline{I}_{s(2)}$ равно комплексному значению, сопряженному с временным вектором тока обратной последовательности симметричных составляющих,

$$\underline{I}_{s(2)} = \underline{I}_{s(t)_2}^* = \frac{\underline{I}_A^* + a \underline{I}_B^* + a^2 \underline{I}_C^*}{3}. \quad (24)$$

В выражении (24) комплекс $\underline{I}_{s(t)_2}^*$ является сопряженным комплексом

$$\underline{I}_{s(t)_2} = \frac{\underline{I}_A + a \underline{I}_B + a^2 \underline{I}_C}{3}.$$

Аналогично уравнениям (23) и (24) могут быть написаны уравнения для токов цепи ротора $\underline{I}_{r(1)}$ и $\underline{I}_{r(2)}$.

Очевидно, что при совпадении соответствующих пространственных и временных векторов совпадают и их амплитуды, т.е.

$$\underline{I}_{s(1)} = \underline{I}_{s(t)_1}; \quad \underline{I}_{s(2)} = \underline{I}_{s(t)_2};$$

$$\underline{I}_{r(1)} = \underline{I}_{r(t)_1}; \quad \underline{I}_{r(2)} = \underline{I}_{r(t)_2}.$$

Определив из уравнений (23) и (24) амплитуды пространственных векторов прямой и обратной последовательностей, по уравнениям (15а) и (20) получим соотношение для пространственных результирующих векторов прямой и обратной последовательностей в синхронных осях $\underline{I}_{s(1)}$, $\underline{I}_{s(2)}$. При этом необходимо иметь в виду, что векторы токов прямой последовательности в синхронных осях имеют вид, аналогичный выражениям (15а) и (20), т.е. они неподвижны, а векторы (комплексы) токов обратной последовательности, имеющие обратносинхронные частоты вращения, представляются в виде функции от двойной синхронной частоты $2\omega_1$.

Следовательно,

$$\underline{I}_{s(1)} = I_{s(1)} e^{j \left(\gamma - \frac{\pi}{\tau} y \right)}; \quad (25)$$

$$\underline{I}_{s(2)} = I_{s(2)} e^{j \left[\left(\gamma_s - \frac{\pi}{\tau} y \right) - 2\omega_1 t \right]}; \quad (26)$$

$$\underline{I}_{r(1)} = c I_{s(1)} \left[e^{j \left(\gamma_r - \frac{\pi}{\tau} y \right)} - e^{j \left(\lambda \frac{\alpha_0 R}{2} - y \right)} \right]; \quad (27)$$

$$\underline{I}_{r(2)} = c I_{s(2)} \left[e^{j\left(\gamma_r - \frac{\pi}{\tau} y\right)} - e^{j\left(\lambda \frac{\alpha_o R}{2} - y\right)} \right] \times e^{-j2\omega_1 t} \quad (28)$$

Тогда уравнения (21) и (22) представляются в окончательной форме:

$$\underline{I}_s = \left[I_{s(1)} + I_{s(2)} e^{-j2\omega_1 t} \right] e^{j\left(\gamma_s - \frac{\pi}{\tau} y\right)}; \quad (29)$$

$$\underline{I}_r = c I_{s(1)} \left[e^{j\left(\gamma_r - \frac{\pi}{\tau} y\right)} - e^{j\left(\lambda \frac{\alpha_o R}{2} - y\right)} \right] \times \left(1 + e^{-j2\omega_1 t} \right). \quad (30)$$

По аналогии с пространственными векторами токов (15а) и (20) получим соотношения для пространственных векторов потокосцеплений.

Потокасцепления статора $\underline{\Psi}_s$ и ротора $\underline{\Psi}_r$ определяются совместным действием тока статора и ротора в синхронных осях координат и выражаются следующим образом [5]

$$\underline{\Psi}_s = \underline{I}_s L_s + \underline{I}_r L_m; \quad (31)$$

$$\underline{\Psi}_r = \underline{I}_r L_r + \underline{I}_s L_m, \quad (32)$$

где $L_s = L_{s1} + L_m$ — полная эквивалентная индуктивность фазы статора; L_{s1} — индуктивность от поля рассеяния статора; L_m — индуктивность от поля взаимной (между статором и ротором) индукции; $L_r = L_{r1} + L_m$ — полная эквивалентная индуктивность фазы ротора; L_{r1} — индуктивность от поля рассеяния ротора.

Определение индуктивностей от полей само- и взаимной индукции в машинах с разомкнутым магнитопроводом отличается от решения такой задачи в машинах с круговым статором [6].

Аналогично комплексам токов (25) — (28) потокосцепления (31), (32) представляются в виде составляющих прямой и обратной последовательности, определяемых соответствующими составляющими токов

$$\underline{\Psi}_{s(1)} = \underline{I}_{s(1)} L_s + \underline{I}_{r(1)} L_m; \quad (33)$$

$$\underline{\Psi}_{s(2)} = \underline{I}_{s(2)} L_s + \underline{I}_{r(2)} L_m; \quad (34)$$

$$\underline{\Psi}_{r(1)} = \underline{I}_{r(1)} L_r + \underline{I}_{s(1)} L_m; \quad (35)$$

$$\underline{\Psi}_{r(2)} = \underline{I}_{r(2)} L_r + \underline{I}_{s(2)} L_m. \quad (36)$$

Результирующие потокосцепления статора и ротора могут быть записаны аналогично уравнениям токов (21) и (22)

$$\underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_{s(1)} + \underline{\Psi}_{s(2)}; \quad (37)$$

$$\underline{\Psi}_r = \underline{\Psi}_{r(1)} + \underline{\Psi}_{r(2)}. \quad (38)$$

При известных значениях пространственных векторов потокосцепления статора и ротора электромагнитный момент может быть определен как векторное произведение векторов $\underline{\Psi}_s$ и $\underline{\Psi}_r$ [4, 5] с учетом числа пар полюсов машины p

$$M = \frac{3}{2} p \underline{\Psi}_s \times \underline{\Psi}_r. \quad (39)$$

Раскрытие векторного произведения комплексных для выражения (39) дает:

$$M = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left(\underline{\Psi}_s^* \underline{\Psi}_r \right), \quad (40)$$

где $\underline{\Psi}_r^*$ — сопряженный комплекс.

Учет соотношений (33) и (35) дает значение электромагнитного момента от действий прямого поля

$$M_1 = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left[\left(\underline{I}_{s(1)} L_s + \underline{I}_{r(1)} L_m \right) \times \left(\underline{I}_{r(1)} L_r + \underline{I}_{s(1)} L_m \right) \right]. \quad (41)$$

Из выражений (34) и (35) электромагнитный момент от действия обратного поля

$$M_2 = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left[\left(\underline{I}_{s(2)} L_s + \underline{I}_{r(2)} L_m \right) \times \left(\underline{I}_{r(2)} L_r + \underline{I}_{s(2)} L_m \right) \right]. \quad (42)$$

В уравнениях (41) и (42) $\underline{I}_{s(1)}^*$, $\underline{I}_{s(2)}^*$, $\underline{I}_{r(1)}^*$,

$\underline{I}_{r(2)}^*$ — сопряженные комплексы соответствующих комплексов токов. Одной из составляющих общего электромагнитного момента электродвигателя является момент, созданный от взаимодействия прямо- и обратнорвращающихся полей статора и ротора

$$M_{sr} = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left(\underline{\Psi}_{s(1)} \underline{\Psi}_{r(2)} + \underline{\Psi}_{s(2)} \underline{\Psi}_{r(1)} \right) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left[\left(\underline{I}_{s(1)} L_s + \underline{I}_{r(1)} L_m \right) \times \left(\underline{I}_{r(2)} L_r + \underline{I}_{s(2)} L_m \right) + \left(\underline{I}_{s(2)} L_s + \underline{I}_{r(2)} L_m \right) \left(\underline{I}_{r(1)} L_r + \underline{I}_{s(1)} L_m \right) \right]. \quad (43)$$

При подстановке в уравнения (41) — (43) значений комплексов токов прямой и обратной последовательностей статора и ротора и их сопряженных комплексов и при последующих преобразованиях получаются весьма громоздкие выражения. Поэтому целесообразно определять электромагнитные моменты M_1 , M_2 и M_{sr} , подставляя в указанные уравнения численные значения комплексов и сопряженных комплексов токов статора и ротора прямой и обратной последовательностей, вычисленные по уравнениям (25) — (28).

Результирующий электромагнитный момент двигателя

$$M = M_1 + M_2 + M_{sr}. \quad (44)$$

Момент M_1 создается взаимодействием прямо-вращающегося поля, образованного совместным действием нотоосцепления статора и ротора прямой и обратной последовательностей ($\Psi_{s(1)}, \Psi_{r(1)}$) с токами ротора. Он направлен в сторону вращения ротора (рис. 2,а) и является вращающим. Поле машины обратной последовательности, образованное потокоосцеплениями $\Psi_{r(2)}$ и $\Psi_{s(2)}$, имеет скольжения относительно ротора

$$s_2 = \frac{-\omega_1 - \omega_r}{-\omega_1} = 2 - s_1, \quad (45)$$

где $s_1 = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1}$ — скольжение ротора относительно поля прямой последовательности.

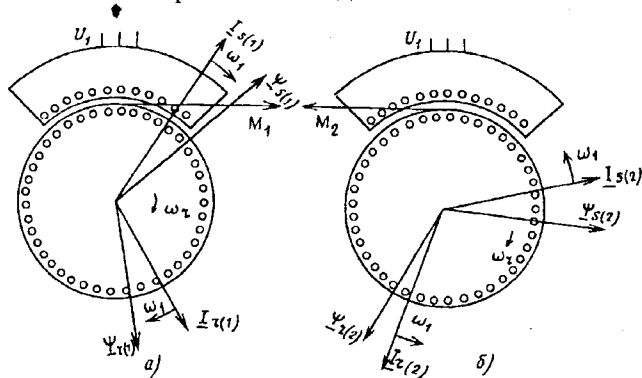


Рис. 2. Диаграмма токов и потокоосцеплений двигателя с разомкнутым магнитопроводом: а — для токов прямой последовательности; б — для токов обратной последовательности

В результате взаимодействия этого поля с токами машины образуется момент M_2 , направленный в противоположную сторону вращения ротора (рис. 2,б).

Анализ момента от взаимодействия полей по уравнению (43) и приведенный в [4] для машины с круговым статором показывает, что этот момент является гармонической функцией двойной частоты $2\omega_1$.

Момент M_{sr} содержит две составляющие: одна, зависящая от скольжения s по отношению к полю прямой последовательности $M'_{sr} = f(s)$, другая составляющая, которая зависит от сколь-

жения $|2 - s|$ по отношению к обратному полю

$M'_{sr} = f(2 - s)$. Значение момента характеризует изменения во вращающем моменте машины при колебаниях нагрузки.

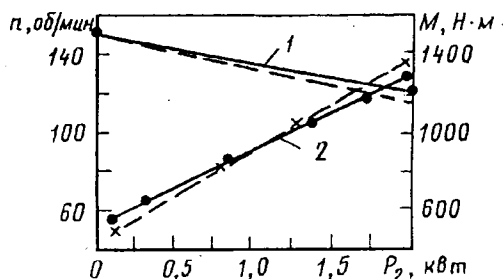


Рис.3. Механическая характеристика дугостаторных двигателей:

1 — $n = f_1(p_2)$; 2 — $M = f_2(p_2)$;
 ————— эксперимент; - - - - - расчет

На кафедре электротехники, электропривода и автоматизации промышленных установок Грозненского нефтяного института изготовлены и испытаны лабораторный и промышленный образцы асинхронных дугостаторных двигателей.

Параметры номинального режима асинхронного ДСД

| | |
|---|------|
| Мощность $P_{н}$, кВт..... | 2,0 |
| Напряжение, В..... | 220 |
| Коэффициент мощности $\cos\varphi$ | 0,6 |
| КПД η | 0,55 |
| Частота вращения, об/мин | 140 |
| Скольжение s_n | 10 |
| Активное сопротивление обмотки статора: | |
| фазы А- r_A , Ом | 30,3 |
| В- r_B , Ом | 25,3 |
| С- r_C , Ом | 24,5 |
| Индуктивное сопротивление обмотки статора | |
| фазы А- x_A , Ом | 59,5 |
| В- x_B , Ом..... | 47,5 |
| С- x_C , Ом | 43,5 |

На рис. 3 приведены рабочие характеристики асинхронного ДСД. Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик показывает вполне удовлетворительные совпадения расчета с экспериментом (рис. 3, таблица).

| Номер образца асинхронного ДСД | I_A , А | | I_B , А | | I_C , А | | M , Н·м | | n , об/мин |
|--------------------------------|-----------|------|-----------|------|-----------|------|-----------|------|--------------|
| | Расчет | Опыт | Расчет | Опыт | Расчет | Опыт | Расчет | Опыт | |
| 1 | 10 | 11,5 | 10 | 11,3 | 13 | 13,3 | 500 | 560 | 146 |
| 2 | - | 13,5 | - | 13,1 | - | 15,7 | - | 630 | 143 |
| 3 | 14 | 14,3 | 14 | 14 | 17 | 17,1 | 810 | 840 | 140 |
| 4 | 15 | 15,1 | 15 | 14,9 | 18 | 18,2 | 1080 | 1030 | 130 |
| 5 | 17 | 17,2 | 17 | 16,5 | 20 | 20,6 | 1310 | 1240 | 115 |

Выводы

1. Получены выражения для определения токов в цепях статора и ротора и вращающего момента ДСД в зависимости от основных его параметров с учетом разомкнутости магнитопровода.

2. Сравнение расчетов с данными эксперимента показывает достоверность полученных результатов.

Список литературы

1. Веселовский О.П. Техническая обусловленность возникновения интереса к электродвигателям с разомкнутым магнитопроводом//Электродвигатели с разомкнутым магнитопроводом. 1973. Вып. 1.
2. Штурман Г.И. Индукционные машины с дугowymi и плоскими статорами//Тр.ХЭТИ. 1948. С. 179-200.
3. Штурман Г.И. Индукционные машины с разомкнутым магнитопроводом в режимах короткого замыкания//Тр.ХЭТИ. 1948. Вып. VII. С.201-213.
4. Артемюк Б.Т. Асинхронные двигатели при периодической нагрузке. Киев: Техника, 1972.
5. Грузов Л.Н. Методы математического исследования электрических машин. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1958.
6. Адаменко А.И. Несимметричные асинхронные машины. Киев: Изд-во АН УССР, 1962.

Поступила 23.03.92

УДК 621.313.1-133.3.001.8

НОВЫЙ МИКРОЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ДЛЯ ВИДЕОМАГНИТОФОНОВ

О.С.СЕМЕНОВ, инж.

В соответствии с планом по разработке и освоению новой техники НПО "Псковэлектромаш" разработало и освоило в серийном производстве микроэлектродвигатель (МЭД) постоянного тока с возбуждением постоянными магнитами ДП 25-1, 0-4-9-Б-1М9181-СО9-РО9-Д41-УХЛ4.2 (ДП 25) по техническим условиям ИЖГК.524212.024ТУ.

Микроэлектродвигатель ДП 25 предназначен для заправки магнитной ленты и установки кассеты видеоманитофонов, а также может использоваться как исполнительный в системах автоматики и как сервисный в различных устройствах (например, в устройстве подъема телескопической антенны автомобиля).

В настоящее время микроэлектродвигатели ДП 25 применяются для заправки магнитной ленты в видеоманитофонах "Электроника ВМ-18" и "Электроника ВМ-12", а также для установки кассеты в видеоманитофонах "Электроника ВМ-18".

Микродвигатели ДП 25 предназначены для работы как в продолжительном, так и в повторно-кратковременном режимах работы (обозначения соответственно S1 и S4 ГОСТ 183 74).

В составе видеоманитофонов ДП 25 работает в повторно-кратковременном реверсивном с остановками режиме (S4) с продолжительностью включения (ПВ) 60%, продолжительностью цикла 10 с.

Основные параметры МЭД ДП 25 приведены в табл. 1.

Одним из основных параметров МЭД лентопротяжных механизмов (ЛПМ) видеоманитофонов является начальный пусковой момент, так как он, в значительной мере, определяет стабильность и безотказность его работы при стартовых и реверсивных режимах.

Таблица 1

| Наименование параметров | Параметры | |
|---|---------------------|---------------------|
| | для режима S4 | для режима S1 |
| Напряжение питания, В | 9 | 9 |
| Номинальный вращающий момент, Н·м | $45 \cdot 10^{-4}$ | $45 \cdot 10^{-4}$ |
| Номинальная частота вращения, мин ⁻¹ | 3000 | 3000 |
| Номинальный потребляемый ток, А, не более | 0,35 | 0,28 |
| Начальный пусковой момент, Н·м, не менее | $130 \cdot 10^{-4}$ | $130 \cdot 10^{-4}$ |
| Пусковой ток, А, не более | 1,3 | 1,3 |
| Частота вращения на холостом ходу, мин ⁻¹ не более | 5300 | 5300 |
| Ток холостого хода, мА, не более | 60 | 60 |
| Напряжение пульсаций по цепи питания на сопротивлении 2 Ом при номинальных напряжении питания и моменте нагрузки, В, не более | 0,4 | - |
| Средний уровень звука на холостом ходу при частоте вращения: | | |
| 3000 мин ⁻¹ на расстоянии 0,25 м от корпуса, дБ, не более | 40 | - |
| 4000 мин ⁻¹ на расстоянии 1 м от корпуса, дБ, не более | - | 47 |
| Среднее квадратичное значение виброскорости на холостом ходу, мм·с ⁻¹ , не более: | | |
| при частоте вращения 3000 мин ⁻¹ | 2,8 | - |
| при частоте вращения 4000 мин ⁻¹ | - | 7,1 |
| КПД, не менее | 49 | 49 |
| Масса, г, не более | 55 | 55 |
| Степень защиты по ГОСТ 17494-87 | IP4X | IP4X |
| Установленная безотказная работа, циклов, не менее | 40 000 | 500 ч |
| Срок службы, лет, не менее | 5 | 5 |

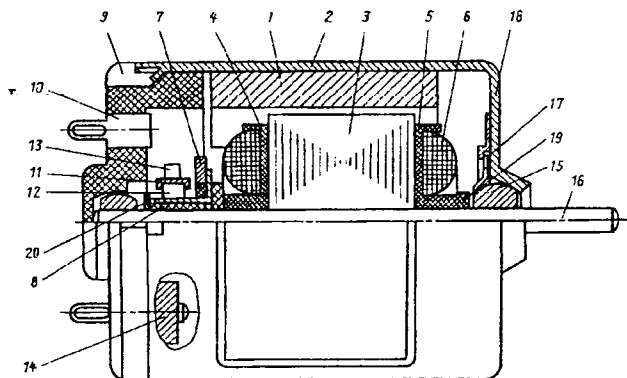
У МЭД ДП 25 начальный пусковой момент достаточно высок ($130 \cdot 10^{-4}$ Н·м) и имеет приемлемый технологический запас для безотказной установки кассеты и заправки ленты даже в случае некоторых технологических отклонений, которые могут возникнуть в процессе изготовления ЛПМ.

Для уменьшения пульсаций напряжения микроэлектродвигателей, влияющих через блок питания на работу электронной схемы видеомагнитофона, предусмотрены соответствующие конструкторско-технологические решения: прессование постоянных магнитов в импульсном магнитном поле, причем форма и материалы элементов пресс-формы, а также режим прессования позволяют получить форму кривой распределения индукции магнитного поля в воздушном зазоре, относительно близкую к синусоидальной; жесткие ограничения по разности электрических сопротивлений секций обмотки якоря (не более 1,5%), обеспечиваемые соответствующей технологией намотки, включающей в себя поддержание постоянства натяжения провода всех трех секций, равномерности укладки проводников в пазу, применение одной марки провода, к тому же изготовленного на одном предприятии, для намотки всех трех секций якоря; весьма точное позиционирование щеткодержателей и щеток относительно друг друга; сравнительно высокая степень закрытия паза якоря (отношение ширины шлица паза якоря к ширине зубца составляет 0,22), что уменьшает периодические изменения проводимости магнитного поля, возникающие в процессе вращения якоря у микроэлектродвигателей.

Эти конструкторско-технологические решения, а также некоторые другие позволили получить амплитуду пульсаций по цепи питания не более 400 мВ на последовательно включенном резисторе 2 Ом при номинальном напряжении питания и моменте нагрузки, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к МЭД изготовителями видеомагнитофонов.

Микроэлектродвигатель ДП 25 имеет относительно небольшой для данной мощности и габаритов ток х.х. (меньше 60 мА) и значительный КПД (больше 49,0%).

Конструкция МЭД ДП 25 представлена на рисунке.



Микроэлектродвигатель ДП 25

Магнит 1 микроэлектродвигателя изготовлен из феррита карбоната стронция и состоит из двух полуколец, которые приклеиваются к корпусу 2. Якорь 3 трехзубцовый и набран из листов электротехнической стали 2315 ТУ14-1-4225-87. С торцов и по пазам пакет изолирован листами 4 и 5. Обмотка 6 якоря - трехсекционная. Для уменьшения радиопомех, возникающих в скользящем контакте щетка-коллектор, и улучшения коммутации применяются варисторы 7, припаиваемые к петушкам коллектора 8.

Ламели коллектора 8 изготовлены из бронзы БрО диаметром 6,5-0,15 и опрессованы пластмассой. Щит 9 сделан из пластмассы и закрепляется с корпусом микроэлектродвигателя путем чеканки. В специальные пазы щита устанавливаются два латунных вывода 10, имеющих специальные пикообразные выступы, а также пружинящие пукли для жесткой фиксации и четкой ориентации выводов относительно друг друга. К щиту с помощью заклепок крепятся также два щеткодержателя 11, к которым, в свою очередь, крепятся медно-графитовые щетки 12.

Для уменьшения вибрации щеткодержателя и шума к щеткодержателю приклеивается амортизатор 13, изготовленный из каучуковой пластифицированной смеси.

Для уменьшения радиопомех на щите закреплен последовательно включенный в электрическую цепь дроссель 14.

В пластмассовом щите предусмотрено углубление специальной формы (называемое "розочка" из-за наличия подпружинивающих пластмассовых лепестков) для самоустанавливающегося подшипника скольжения 15, изготовленного прессованием медного и оловянного порошков, пропитанных смазочным маслом ВНИИП-75. Вал изготовлен из нержавеющей стали. Подшипник со стороны рабочего конца вала укрепляется пружиной 17 и нажимной шайбой 18. Регулировочные шайбы 19 применяются для установки осевого люфта вала. Шайба 20 предназначена для защиты коллектора от попадания масла на подшипник.

Следует отметить, что по техническим характеристикам МЭД ДП 25 соответствует мировому уровню. Так, сравнение с близким по назначению и показателям зарубежным аналогом микроэлектродвигателем МХН-12ВД10А фирмы "Мацусита электрик" (Япония), показало примерное равенство их выходных параметров.

Таблица 2

| Наименование параметра | ДП 25 | МХН-12ВД10А (Япония) |
|--------------------------------|-----------------------|----------------------|
| Напряжение питания, В | 9 | 8 |
| Диаметр корпуса, мм | 26,3 | 25,5 |
| Длина корпуса, мм | 31 | 31 |
| Начальный пусковой момент, Н·м | $129,9 \cdot 10^{-4}$ | $99 \cdot 10^{-4}$ |
| КПД, % | 49 | 47,3 |

У японского МЭД при несколько меньших, чем у ДП 25, напряжении питания и диаметре корпуса при равной длине корпусов соответственно несколько меньшие относительно ДП 25 начальный пусковой момент и КПД (табл. 2). Остальные параметры практически равны или

весьма близки. При этом МЭД ДП 25 хорошо зарекомендовали себя в составе видеомагнитофонов, и в настоящее время расширяется круг предприятий-изготовителей видеотехники, заинтересованных в их получении.

УДК 621.313.333.001.5

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ДИНАМИЧЕСКОГО НАГРУЖЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Д.И.РОДЬКИН, В.М.ДАВИДКОВИЧ, Ю.В.АЛИСТРАТЕНКО, инженеры

Криворожский горнорудный институт

Для испытания двигателей под нагрузкой в настоящее время начинают применяться системы, с помощью которых создаются периодические режимы, сопровождающиеся процессами (циклически повторяющимися) преобразования одного вида энергии во второй и обратно: электрической энергии в кинетическую энергию вращающихся масс или энергию магнитного поля; кинетической энергии в электрическую и т.п. [1]. Несмотря на свою новизну, подобные системы, именуемые системами динамического нагружения, уже достаточно хорошо известны из технической литературы. Подробно суть и преимущества метода динамического нагружения при проведении нагрузочных испытаний электрических машин (ЭМ) рассматривались ранее в публикациях [2-4]. Полагая известными возможные решения осуществления нагрузочного режима методом динамического нагружения, авторы не останавливаются на вопросе реализации их. Применительно к асинхронным двигателям (АД) характерна возможность многообразных решений, отличающихся друг от друга энергетическими, техническими и иными характеристиками. В этой связи целесообразна разработка методики оценки различных схемных решений в части их возможностей создания динамической нагрузки. Необходимость в таком подходе объясняется тем, что некоторые схемные решения, относимые к системам статического нагружения, по сути таковыми не являются и не могут дать объективных диагностических признаков, если их не рассматривать в качестве динамических объектов.

Сущность динамического нагружения заключается в том, что известными техническими средствами добиваются изменения во времени запасенной в объекте исследования энергии: ее производная по времени определяет поток мощности, циркулирующей из энергосистемы к двигателю или от двигателя в питающую сеть. Очевидно, что при достаточно больших мгновенных значениях циркулирующей мощности из сети за цикл изменения нагрузки потребляется энергия,

измеримая с энергией потерь в нагружаемой машине.

Как нерешенный и не рассматривавшийся ранее заслуживает внимания вопрос выбора рациональных способов формирования квазистационарных режимов при нагружении АД с короткозамкнутым ротором посредством воздействия на цепи питания. В рассмотрении этого вопроса заключается цель статьи.

Определение эффективности систем динамического нагружения при глобальной постановке задач должно включать различные стороны задачи: возможность создания токовых и механических нагрузок заданного уровня, определение показателей нагружения, включающих распределение потерь мощности, гармонический состав токов статора и ротора, развиваемого двигателем момента, выявления и оценки диагностических признаков для определения ресурса работоспособности электрической машины. Заслуживающими внимания являются и вопросы, касающиеся технического осуществления систем динамического нагружения: сложность и стоимость силового оборудования, энергетические характеристики на стороне переменного тока, включающие потребление активной и реактивной мощности, средства улучшения электроэнергетических показателей, принципы построения и технического осуществления измерительного и диагностического комплекса и др. Масштабность и многообразие упомянутых вопросов не позволяют выполнить их анализ в отдельном исследовании.

В статье рассматривается лишь первая сторона проблемы — сравнительная оценка различных систем по уровню создаваемой знакопеременной мощности, циркулирующей между нагружаемым двигателем и питающей его сетью. Этот показатель представляется наиболее важным, так как позволяет исключить из рассмотрения те схемные варианты, которые фактически не обеспечивают режимов эффективного динамического нагружения.

Положим, что нагружаемая электрическая машина сосредоточивает в своей конструкции энергию [5]:

$$W_{\Sigma} = W_{\kappa} + W_{\text{м}} + W_{\text{т}}, \quad (1)$$

где W_{κ} — кинетическая энергия вращения; $W_{\text{м}}$ — энергия магнитных полей; $W_{\text{т}}$ — тепловая энергия, обусловленная потерями мощности.

Для формирования режима динамического нагружения формально можно использовать только первые две составляющие суммарной энергии. С учетом известных зависимостей запишем выражение для мгновенной мощности при формировании режима динамического нагружения:

$$P(t) = \frac{d}{dt} W_{\kappa} + \frac{d}{dt} W_{\text{м}}. \quad (2)$$

Применительно к асинхронной машине

$$W_{\kappa} = J \frac{\omega^2}{2},$$

где J — момент инерции машины; ω — круговая частота вращения ротора;

в режиме динамического нагружения

$$\omega \approx \frac{2\pi f(t)}{p},$$

где $f(t)$ — зависимость частоты питания от времени; p — число пар полюсов.

Энергия магнитных полей фазы статора

$$W_{\text{м.ф}} = L_{\mu} \frac{i_{\text{ф}}^2(t)}{2}.$$

Рассматривая двигатель как индуктивную нагрузку, можно написать:

$$i_{\text{ф}}(t) = \frac{U_{\text{ф}}(t)}{L_{\mu} 2\pi f(t)},$$

где L_{μ} — индуктивность намагничивания; $i_{\text{ф}}(t)$ — зависимость фазного тока от времени; $U_{\text{ф}}(t)$ — зависимость фазного статорного напряжения от времени.

Путем несложных преобразований получим выражение для мощности трехфазного АД:

$$P(t) = J \frac{2\pi^2}{p^2} \frac{d}{dt} f^2(t) + \frac{1}{8\pi^2 L_{\mu}} \times \frac{d}{dt} \frac{U_A^2(t) + U_B^2(t) + U_C^2(t)}{f^2(t)}, \quad (3)$$

где $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$ — зависимости фазных напряжений питания.

Из приведенной зависимости следуют возможные пути формирования воздействий для создания режима динамического нагружения: воздействие на частоту питания (модуляции частоты); воздействие на форму напряжения питания

(модуляции амплитуды); воздействие на фазу составляющих напряжения питания.

Теоретически можно рассматривать упомянутые воздействия независимо друг от друга, хотя существуют достаточно сложные зависимости, связывающие амплитуду, частоту и фазу при реальных параметрах преобразовательных систем, реализующих тот или иной режим. Практическое осуществление того или иного варианта модуляции параметров может быть достигнуто различными техническими средствами. Несомненный интерес представляют преобразовательные системы на базе тиристоров, в первую очередь запираемых. С их помощью реально получение любого из рассмотренных вариантов в схемах инверторных преобразователей, а также регуляторов напряжения на несущей сетевой частоте.

Остановимся на рассмотрении процесса динамического нагружения асинхронного двигателя путем воздействия на форму напряжения питания (метод амплитудной модуляции) и частоты (метод частотной модуляции). При этом, ввиду отсутствия момента сопротивления на валу двигателя, частота вращения ротора мало отличается от синхронной, и мощность может быть представлена зависимостью:

$$P(t) = \frac{dW}{dt} = c \frac{d}{dt} [i_A^2(t) + i_B^2(t) + i_C^2(t)], \quad (4)$$

где $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ — зависимость фазных токов от времени; c — некоторый безразмерный коэффициент.

Считая сопротивление фазы чисто индуктивным, для случая с n питающими напряжениями различных частот $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, запишем:

$$i(t) = \sum_{i=1}^n \frac{U_i(t)}{L\omega_i}. \quad (5)$$

Модулированное по синусоидальному закону питающее напряжение

$$U_1(t) = \sin(\omega t + \varphi)(\alpha + \beta \sin(\Omega t + \psi)), \quad (6)$$

где ω — круговая частота сети; Ω — круговая частота модулирующего сигнала; φ — сдвиг фазы сетевого напряжения; ψ — сдвиг фазы модулирующего сигнала; α, β — коэффициенты, характеризующие параметры напряжения питания и имеющие размерность напряжения.

Выполнив преобразования, получим:

$$U_1(t) = \alpha \sin(\omega t + \varphi) + \frac{\beta}{2} [\cos((\omega - \Omega)t + \varphi - \psi) - \cos((\omega + \Omega)t + \varphi + \psi)]. \quad (7)$$

Частотная модуляция отличается сложностью получаемых результатов. Частота питающего напряжения при этом может быть представлена зависимостью [6]

$$\omega(t) = \omega + \Delta\omega \cos(\Omega t + \varphi). \quad (8)$$

Напряжение фазы двигателя

$$U(t) = U \cos[\omega_0 t + \beta \sin(\Omega t + \varphi)] =$$

$$= U \left\{ J_0(\beta) \cos \omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} J_m(\beta) \times \right.$$

$$\times \cos[(\omega + m\Omega)t + m\varphi] + \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_m(\beta) \times$$

$$\left. \times \cos[(\omega - m\Omega)t - m\varphi] \right\}, \quad (9)$$

где J_m — Бесселева функция первого рода m -го порядка; $\beta = (\Delta\omega)/\Omega$ — индекс модуляции.

Выполненный анализ показывает, что для промышленных асинхронных двигателей эффективное нагружение реализуется при $\Delta\omega \leq 30 \div 40 \text{ с}^{-1}$ и $\Omega \approx 150 \div 250 \text{ с}^{-1}$; индекс модуляции при этом значительно ниже 1,0. Из теории частотно-модулированных сигналов известно, что в таких условиях Бесселевы функции высших порядков пренебрежимо малы. Вследствие этого выражение для напряжения $U(t)$ совпадает по форме и по характеристикам с напряжением, модулированным по амплитуде:

$$U(t) = U \cos \omega t + \frac{\beta}{2} U \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi] -$$

$$- \frac{\beta}{2} U \cos[(\omega - \Omega)t - \varphi]. \quad (10)$$

Полученный вывод позволяет выработать подход для оценки эффективности систем нагружения с амплитудной и частотной модуляцией питающего напряжения.

В соответствии с (5) запишем выражения для $i(t)$ и $i^2(t)$. При этом в дальнейших выкладках с целью упрощения записи математических выражений индуктивность L_{μ} (выражение (5)) опущена. Это не отражается на правильности выполнения качественного анализа эффективности систем динамического нагружения АД, использующих метод амплитудной модуляции питающего напряжения. В то же время количественные расчеты в дальнейшем выполняются с учетом сделанного ранее упрощения, при этом коэффици-

$$\text{ент } c = \frac{1}{2L} (\text{Гн}^{-1}).$$

Отсюда

$$i(t) = \frac{\alpha \sin(\omega t + \varphi)}{\omega} + \frac{\beta}{2} \times$$

$$\times \left[\frac{\cos((\omega - \Omega)t + \varphi - \psi)}{\omega - \Omega} - \right.$$

$$\left. \frac{\cos((\omega + \Omega)t + \varphi + \psi)}{\omega + \Omega} \right]; \quad (11)$$

$$i^2(t) = \frac{\alpha^2}{\omega^2} \sin^2(\omega t + \varphi) + \frac{\alpha\beta \sin(\omega t + \varphi)}{\omega} \times$$

$$\times \left[\frac{\cos((\omega - \Omega)t + \varphi - \psi)}{\omega - \Omega} - \right.$$

$$\left. \frac{\cos((\omega + \Omega)t + \varphi + \psi)}{\omega + \Omega} \right] + \frac{\beta^2}{4} \times$$

$$\times \left[\frac{\cos((\omega - \Omega)t + \varphi - \psi)}{\omega - \Omega} - \right.$$

$$\left. \frac{\cos((\omega + \Omega)t + \varphi + \psi)}{\omega + \Omega} \right]^2. \quad (12)$$

Путем несложных преобразований получим:

$$i^2(t) = \frac{\alpha^2}{2\omega^2} (1 - \cos(2\omega t + 2\varphi)) + \frac{\alpha\beta}{2\omega} \times$$

$$\times \left[\frac{\sin((2\omega - \Omega)t + 2\varphi - \psi) + \sin(\Omega t + \psi)}{\omega - \Omega} - \right.$$

$$\left. \frac{\sin((2\omega + \Omega)t + 2\varphi + \psi) - \sin(\Omega t + \psi)}{\omega + \Omega} \right] +$$

$$+ \frac{\beta^2}{4} \left[\frac{\cos(2(\omega - \Omega)t + 2\varphi - 2\psi) + 1}{2(\omega - \Omega)^2} - \right.$$

$$\left. \frac{\cos(2\omega t + 2\varphi) + \cos(2\Omega t + 2\psi)}{\omega^2 - \Omega^2} \right] +$$

$$+ \frac{\beta^2 \cos(2(\omega + \Omega)t + 2\varphi + 2\psi) + 1}{4 \cdot 2(\omega + \Omega)^2}. \quad (13)$$

Для определения переменной составляющей мощности $P(t)$ воспользуемся тождеством

$$\sin(k\omega t + \varphi) + \sin\left(k\omega t + \varphi + n \frac{2\pi}{3}\right) +$$

$$+ \sin\left(k\omega t + \varphi + 2n \frac{2\pi}{3}\right) = 0,$$

где k, ω, φ — любые значения; n не равно 0 и не кратно 3. Определим сумму $i_A^2(t) + i_B^2(t) + i_C^2(t)$ для наиболее характерных случаев подключения АД: при трехфазном симметричном и однофазном.

В первом случае имеют место следующие зависимости:

$$\beta_A = \beta_B = \beta_C = 0; \quad \alpha_A = \alpha_B = \alpha_C = \alpha;$$

$$\varphi_A = 0; \quad \varphi_B = \frac{2\pi}{3}; \quad \varphi_C = \frac{4\pi}{3}.$$

Тогда для симметричного питания

$$i_A^2(t) + i_B^2(t) + i_C^2(t) = \frac{\alpha^2}{2\omega^2} [3 - \cos 2\omega t -$$

$$- \cos\left(2\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t + \frac{8\pi}{3}\right)] = \frac{3\alpha^2}{2\omega^2}. \quad (14)$$

| Режим | ψ_A | ψ_B | ψ_C | $\frac{1}{c} \frac{dW}{dt}$ | Обозначения |
|-------|----------|-------------------|-------------------|---|-------------------------------|
| 1 | 0 | 0 | 0 | $\frac{3\alpha\beta\Omega}{\omega^2 - \Omega^2} \cos \Omega t + \frac{3\beta^2\Omega}{2(\omega^2 - \Omega^2)} \sin 2\Omega t$ | $\frac{1}{c} \frac{dW_1}{dt}$ |
| 2 | 0 | $\frac{2\pi}{3}$ | $\frac{4\pi}{3}$ | $-\frac{3\alpha\beta(2\omega + \Omega)}{2\omega(\omega + \Omega)} \cos(2\omega + \Omega)t - \frac{3\beta^2}{4(\omega - \Omega)} \sin 2(\omega - \Omega)t$ | $\frac{1}{c} \frac{dW_2}{dt}$ |
| 3 | 0 | $-\frac{2\pi}{3}$ | $-\frac{4\pi}{3}$ | $\frac{3\alpha\beta(2\omega - \Omega)}{2\omega(\omega - \Omega)} \cos(2\omega - \Omega)t - \frac{3\beta^2}{4(\omega + \Omega)} \sin 2(\omega + \Omega)t$ | $\frac{1}{c} \frac{dW_3}{dt}$ |

Следовательно, при трехфазном симметричном подключении

$$P(t) = c \frac{d}{dt} [i_A^2(t) + i_B^2(t) + i_C^2(t)] = 0. \quad (15)$$

При однофазном питании:

$$P(t) = c \frac{d}{dt} \left[\frac{\alpha^2}{\omega^2} \left(1 + \frac{1}{2} \cos \left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] =$$

$$= -c \frac{\alpha^2}{\omega} \sin \left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (16)$$

Анализируемые случаи подключения АД к промышленной сети, являясь крайними в ряду возможных вариантов, не обеспечивают реальных параметров режима нагружения: первый — ввиду отсутствия переменной составляющей мощности, а второй — из-за того, что одна фаза оказывается обесточенной. Следовательно, реальный режим нагружения возможен в случае, если напряжение питания каждой из фаз соответствующим образом изменяется во времени. Характерные зависимости для параметров $P(t)$ при различных вариантах модуляции напряжения питания для $\beta \neq 0$ приведены в табл. 1. Как видно из табл. 1, режимам 2 и 3 соответствуют случаи, когда модулированное трехфазное напряжение с частотой модулирующей функции Ω имеет порядок чередования фаз, совпадающий с порядком чередования фаз сетевого напряжения и обратный по отношению к нему соответственно. В режиме 1 сдвиг между фазами модулирующего напряжения отсутствует.

Заслуживает внимания вариант токового нагружения АД по методу двухтокового питания, который также можно рассматривать как достаточно сложный случай модуляции питающего напряжения (его амплитуды). При этом питающее напряжение каждой из фаз имеет вид:

$$U_2(t) = A \sin(\omega t + \varphi) + B \sin(\Omega t + \psi), \quad (17)$$

где ω, Ω — частоты источников питания двигателя; φ, ψ — фазовые углы; A, B — коэффициенты, определяющие амплитуду напряжений питания и имеющие размерность напряжения.

При анализе следует учесть, что системы питающих напряжений — трехфазные симметричные. Для объективной оценки эффективности процесса формирования режима динамического нагружения введен критерий, заключающийся в том, что действующие значения питающих напряжений в том или ином случае формирования режима являются величиной постоянной, оговоренной условиями нагружения. Действующие значения напряжений при модуляции гармоническим сигналом и при двухчастотном питании имеют вид:

$$U_1 = \sqrt{\left(\frac{\alpha}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{\beta}{2\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{\beta}{2\sqrt{2}} \right)^2} =$$

$$= \sqrt{\frac{\alpha^2}{2} + \frac{\beta^2}{4}}; \quad (18)$$

$$U_2 = \sqrt{\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{B}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{\frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{2}}. \quad (19)$$

Выражения (18) и (19) справедливы в случае, если $\frac{\Omega}{\omega}$ — простая дробь. Приравняв (18) и (19), получим:

$$\alpha^2 + \frac{\beta^2}{2} = A^2 + B^2. \quad (20)$$

Коэффициенты α и A определяют амплитуду сетевого напряжения как для случая амплитудной модуляции, так и для двухчастотного питания. Тогда из (20) имеем:

$$A = \alpha; \quad B = \beta/\sqrt{2}. \quad (21)$$

Подставив (20) в (17), определим зависимость $P(t)$ согласно (4). При этом:

$$\varphi_A = \psi_A = 0; \quad \varphi_B = \psi_B = \frac{2\pi}{3}; \quad \varphi_C = \psi_C = \frac{4\pi}{3}.$$

| Соотношение частот | k_1 | k_2 | k_3 | k_3 |
|---------------------------|---|------------------------------|---|---|
| $\Omega_1 \ll \omega$ | $k_{11} = \frac{\Omega_1}{\omega^2}$ | $k_{21} = \frac{1}{\omega}$ | $k_{31} = \frac{1}{\omega}$ | $k_{41} = \frac{1}{\sqrt{2}\Omega_1}$ |
| $\Omega_2 \approx \omega$ | $k_{12} = \frac{1}{2(\omega - \Omega_2)}$ | $k_{22} = \frac{3}{4\omega}$ | $k_{32} = \frac{1}{2(\omega - \Omega_2)}$ | $k_{42} = \frac{\omega - \Omega_2}{\sqrt{2}\omega^2}$ |

Для двухтокового нагружения после преобразований получим зависимость:

$$\frac{1}{c} P(t) = \frac{1}{c} \frac{dW_4}{dt} = -\frac{3\alpha\beta(\omega - \Omega)}{\sqrt{2}\omega\Omega} \times \sin(\omega - \Omega)t. \quad (22)$$

Для оценки эффективности различных методов формирования режима нагружения представим результаты, приведенные в табл. 1 и зависимость (22) в такой форме:

$$\frac{1}{c} \frac{dW_1}{dt} \approx 3\alpha\beta k_1 \cos\Omega t;$$

$$\frac{1}{c} \frac{dW_2}{dt} \approx -3\alpha\beta k_2 \cos(2\omega + \Omega)t;$$

$$\frac{1}{c} \frac{dW_3}{dt} \approx 3\alpha\beta k_3 \cos(2\omega - \Omega)t;$$

$$\frac{1}{c} \frac{dW_4}{dt} \approx -3\alpha\beta k_4 \sin(\omega - \Omega)t;$$

$$k_1 = \frac{\Omega}{\omega^2 - \Omega^2}; \quad k_2 = \frac{2\omega + \Omega}{2\omega(\omega + \Omega)};$$

$$k_3 = \frac{2\omega - \Omega}{2\omega(\omega - \Omega)}; \quad k_4 = \frac{\omega - \Omega}{\sqrt{2}\omega\Omega}.$$

Очевидно, коэффициенты k_1-k_4 в полной мере определяют значения функций в правых частях приведенных зависимостей, причем значения коэффициентов во многом определяются отношением частот ω и Ω . Рассмотрим два случая, отвечающие реальным режимам нагружения: случай, когда $\Omega \ll \omega$, а также случай $\Omega \approx \omega$. Значения коэффициентов для этих случаев приведены в табл.2. Поскольку $\omega - \Omega_2 = \Omega_1$, то

$$k_{12} = k_{32} = \frac{1}{2\Omega_1}; \quad k_{42} = \frac{\Omega_1}{\sqrt{2}\omega^2} = \frac{k_{11}}{\sqrt{2}}. \quad \text{Справедливо выражение:}$$

$$k_{41} > k_{12} = k_{32} > k_{21} = k_{31} > k_{22} > k_{11} > k_{42}. \quad (23)$$

Выполненный анализ не включает зависимости, касающихся нагружения АД путем модуляции частоты питания при неизменном напряжении. Анализ, приведенный в (8) и (9), показывает, что случай частотной модуляции при малых значениях индекса модуляции адекватен амплитудной модуляции. Исходя из сделанного замечания можно сделать вывод о том, что полученные результаты носят достаточно обобщающий характер.

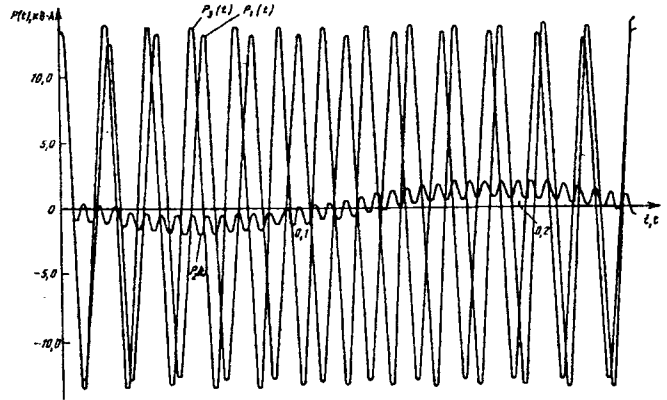


Рис. 1. Кривые изменения мощности при различных законах амплитудной модуляции питающего напряжения

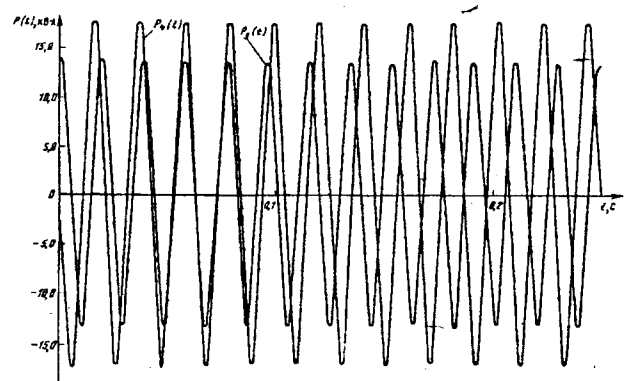


Рис. 2. Кривые изменения мощности при модуляции напряжения и двухчастотном питании

Для иллюстрации на рис. 1-3 приведены результаты расчетов на ЭВМ изменения параметров $P(t)$ для рассматривавшихся вариантов формирования режима нагружения. Расчеты выполнены для двигателя 4A132M4 мощностью 11 кВт. Кривые зависимостей $P_1(t)$, $P_2(t)$, $P_3(t)$ соответствуют трем вариантам нагружения, указанным в табл.1, а кривая $P_4(t)$ — для случая двухчастотного питания при реализации зависимости (19). Для первых трех кривых круговая частота модулирующей функции $\Omega = 300 \text{ с}^{-1}$, для зависимости $P_4(t)$ круговая частота низкочастотного источника $\Omega = 12,56 \text{ с}^{-1}$; $A = \alpha = 310 \text{ В}$; $B = 0,707 \text{ в}$. Глубина модуляции характеризуется коэффициентом β/α . На рис. 1 и 2 представлены зависимости $P(t)$ при $\beta/\alpha = 0,2$. Из рис. 1 (кривая $P_2(t)$) следует очевидная неэффективность формирования нагрузочного режима при амплитудной мо-

дуляции питающего напряжения с модулирующими функциями, индивидуальными для каждой фазы (с фазовым сдвигом $2\pi/3$ и вращением векторов в ту же сторону, что и система векторов напряжения сети). Анализ кривых, представленных на рис. 2, показывает, что двухчастотное питание и амплитудная модуляция дают достаточно близкие результаты в части параметра $P(t)$. Кривые рис. 3 представляют кривые мощности при изменении глубины модуляции в пределах 0 — 0,9. Из приведенных кривых видно, что варианты амплитудной модуляции при своей простоте дают результаты, мало отличающиеся от двухчастотного питания.

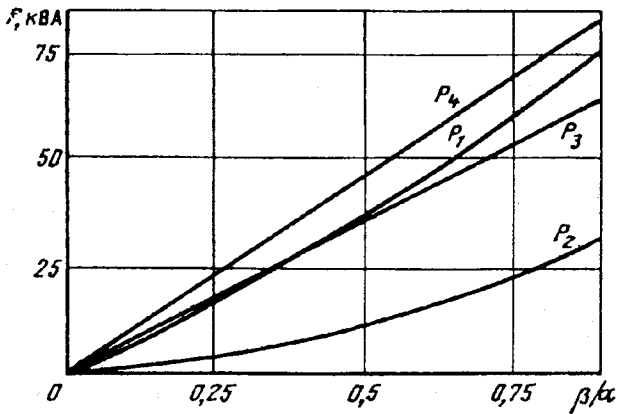


Рис. 3. Кривые изменения мощности в функции глубины модуляции при различных способах реализации

Ранее отмечалось, что кривые мощности являются косвенной оценкой эффективности применения той или иной схемы динамического нагружения. Реальные процессы нагружения отличаются большей сложностью, так как параметры нагружения, в частности, ток статора, существенно зависят от изменения скорости ротора под действием знакопеременного момента. Естественным является вывод, касающийся того, что ток ротора будет тем больше, чем больше знакопеременная составляющая момента (потребляемой мощности). В этой связи проведенную оценку эффективности следует считать достаточно убедительной.

Анализ приведенных зависимостей позволяет сделать вывод об эффективности систем нагружения, использующих принцип амплитудной модуляции питающего напряжения. Наиболее просто технически реализуются системы амплитудной модуляции при модуляции всех трех напряжений одной и той же зависимостью при частоте модуляции, близкой к сетевой.

Двухчастотное питание АД с целью его нагружения является одной из разновидностей амплитудной модуляции с достаточно сложной модулирующей функцией. Преимущество такого способа нагружения в малой установленной мощ-

ности низкочастотного источника питания. Эти преимущества сводятся на "нет" при увеличении частоты этого источника.

В устройствах динамического нагружения с модуляцией напряжения питания целесообразно использовать тиристорные регуляторы напряжения с широтно-импульсным принципом формирования модулированного напряжения. Эти устройства при достаточно высокой эффективности значительно проще систем динамического нагружения с модуляцией частоты питания. Последние целесообразно использовать для нагружения АД с малой электромеханической постоянной.

Выводы

1. Системы динамического нагружения АД, использующие принцип амплитудной модуляции питающего напряжения, являются эффективными для получения широкого диапазона изменения мощности, циркулирующей между двигателем и сетью, и позволяют варьировать нагрузку испытываемого двигателя.

2. Оптимальными как с точки зрения диапазона изменения мощности, так и с точки зрения простоты технической реализации следует считать системы амплитудной модуляции всех трех фазных напряжений одной и той же модулирующей зависимостью при частоте модуляции, близкой к сетевой.

3. Двухчастотное питание АД с целью его нагружения является сложным вариантом амплитудной модуляции; эффективность данного способа низка при увеличении частоты низкочастотного источника питания.

Список литературы

1. Коварский Е.М., Янко Ю.И. Испытание электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Родькин Д.И., Максимов М.П., Алистратенко Ю.В. Новое поколение систем нагружения и диагностики электрических машин//Жизнь и компьютер. Харьков, 1991, с. 18-22.
3. Родькин Д.И., Кочкин Г.И. Новые системы электрического нагружения электрических машин// Электротехника. 1992, № 1. С. 70-71.
4. Родькин Д.И. Перспективные системы электромеханического нагружения электрических машин при испытаниях//Изв. вузов. Горный журнал. 1992. № 8. С. 111-115.
5. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
6. Вишняцкий А.С. Модулированные фильтры и следающий прием ЧМ сигналов. М.: Советское радио, 1969.

Поступила 05.08.93

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ БЫТОВОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В.А.ЛАВРИНЕНКО, канд.техн.наук

В эксплуатации у населения России находится порядка 1 млрд. различных электрических приборов. Доля используемой электроэнергии в домашнем хозяйстве приближается к 15%, из которых 40% потребляется бытовыми электроприборами [1].

Несмотря на значительное потребление электроэнергии в быту, обеспеченность населения России электробытовой техникой ниже, чем в странах Западной Европы. Особенно заметно отставание в обеспечении приборами микроклимата и личной гигиены, для приготовления пищи.

Наращивание производства высококачественной бытовой электротехники сдерживается дефицитом важнейших комплектующих изделий: двигателей малой мощности, конденсаторов, выключателей, регуляторов мощности, терморегуляторов. Отставание в производстве бытовых электроприводов должно быть ликвидировано за счет выпуска экономичной техники повышенной комфортности и улучшенного дизайна. Это требует совершенствования основного узла любого электромеханического бытового прибора, каким является электрический двигатель.

В электроприводе бытовых приборов микроклимата и личной гигиены наибольшее распространение получили асинхронные двигатели с экранированными полюсами (АДЭП). Изобретенные в 1887 г. американцем Шелленбургом АДЭП были первыми двигателями, которые начали использоваться в бытовой технике. В настоящее время доля АДЭП в общем объеме производства асинхронных двигателей для приборов микроклимата составляет около 60%. Спрос на эти двигатели является устойчивым благодаря их конструктивной простоте, высокой надежности и низкой стоимости [2].

Один из возможных путей совершенствования АДЭП связан с увеличением диапазона регулирования частоты вращения. Для изменения частоты вращения АДЭП наряду с известными способами регулирования могут использоваться и нетрадиционные, что приводит к созданию уникальных конструкций двигателей. Например, патентуемый в [3] АДЭП, позволяет регулировать частоту вращения в небольших пределах изменением потока рассеяния между явновыраженными полюсами. В [4] описывается двухстаторный асинхронный двигатель, имеющий полый ротор с короткозамкнутыми обмотками на внутренней и наружной поверхностях. Для получения различных частот вращения ротор взаимодействует с внутренним либо наружным статором. Идея плавного регулирования частоты вращения АДЭП путем осевого

смещения двухпакетного статора относительно трехпакетной конструкции ротора весьма оригинально воплощена в двигателе, предложенном в [5]. Достоинством разработанного в [6] АДЭП с четырьмя явновыраженными полюсами является возможность получения трех частот вращения благодаря использованию в качестве рабочей третьей гармоники магнитного поля. Таким образом, многие микродвигатели работают за счет тех физических явлений, которыми пренебрегают в машинах большой мощности.

В случае применения АДЭП в настольных вентиляторах требуется близкое соотношение частот вращения двигателя, например, 3:2, или 4:3 и т.п. Это достигается при помощи переключений секций обмотки статора (как, например, сделано в тепловентиляторе "Хевел", г. Чебоксары), либо последовательно-параллельного включения четырех катушек обмотки статора (вентилятор "Орбита-8", г. Ярославль), или модуляции основной волны МДС волной с другим числом полюсов. Рассмотренные методы изменения частоты вращения АДЭП привлекают внимание простой реализацией, однако не могут удовлетворить в полной мере предъявляемые к современным приборам требования.

В приборах микроклимата повышенной комфортности требуется плавное регулирование частоты вращения двигателя. Наиболее просто это требование удовлетворяется благодаря использованию фазоимпульсных регуляторов напряжения. Схемы фазоимпульсных регуляторов напряжения характеризуются минимальным числом элементов, надежностью и большим разнообразием. В качестве полупроводниковых ключей регуляторов напряжения чаще используются тиристоры и симисторы. Симистор заменяет два параллельно включенных тиристора и обеспечивает изменение формы каждой полуволны напряжения. Вероятность безотказной работы симистора в течение 1000 ч составляет 0,984-0,99. Кроме того, схема управления симистором проще и надежнее. Все это снижает габаритные размеры и себестоимость регулятора на симисторе по сравнению с тиристорным регулятором.

Момент отпирания симисторов и тиристоров регулируется при помощи систем импульсно-фазового управления, которые могут быть построены по горизонтальному или вертикальному принципу. Наибольший диапазон регулирования напряжения позволяют получить схемы, в которых используется вертикальный принцип управления. Реализация вертикального принципа управления требует большего числа полупроводниковых элементов.

Для упрощения схем регуляторов напряжения силовая цепь и цепь управления, как правило, формируются без гальванической развязки. Разделение электрических цепей используется только в приборах с повышенными требованиями к электробезопасности и надежности. Для этой цели на выходе схемы управления устанавливается импульсный трансформатор. Повышение надежности полупроводниковых регуляторов достигается как за счет рационального выбора схемы, так и применения элементов повышенной надежности. Требование повышенной надежности в бытовой электротехнике обусловлено тем, что потребители приборов являются неспециалистами. Дополнительные возможности для создания малогабаритных и надежных регуляторов напряжения открываются в связи с разработкой силовых интегральных схем.

Применение импульсных регуляторов напряжения в кратковременных режимах работы электроприводов бытовой техники является экономически оправданным по сравнению с использованием преобразователей частоты, имеющих лучшие энергетические показатели, но требующих больших капитальных затрат. Выбор той или иной схемы регулятора напряжения осуществляется с учетом конкретных требований, предъявляемых к электроприводу [7, 8].

Для регулирования частоты вращения настольного вентилятора "Орбита-9" используется тиристорный регулятор напряжения, позволяющий улучшить эксплуатационные характеристики и повысить комфортность прибора. Частота вращения изменяется плавно от нуля до 1320 об/мин. В процессе регулирования кривые напряжения и тока статора АДЭП типа ЗДВЛВ6 имеют несинусоидальный характер (рис. 1). В момент перехода напряжения через ноль тиристор не запирается, а накопленная в индуктивности двигателя энергия отдается в сеть до момента времени $\pi + \varphi$, где φ — угол сдвига между током и напряжением.

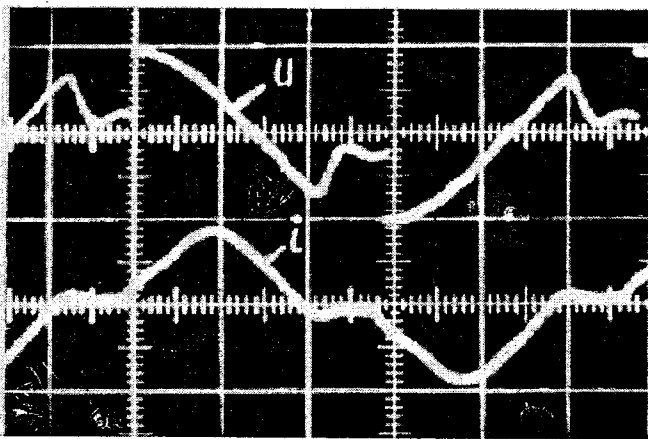


Рис. 1. Оциллограммы напряжения и тока обмотки статора двигателя ЗДВЛВ6 при фазоимпульсном регулировании:

$$m_U = 320 \text{ В/дел}; m_I = 0,5 \text{ А/дел}; m_t = 3,3 \text{ мс/дел}$$

Теоретическое исследование АДЭП при его работе от источника несинусоидального напряжения представляет собой весьма сложную задачу. Для анализа установившегося режима работы наиболее удобен метод гармонического анализа [8]. Разложение кривых напряжения и тока (рис. 1) в ряд Фурье имеет вид тригонометрического многочлена

$$U = \sum_v A_v \cos v\omega t + \sum_v B_v \sin v\omega t; \quad (1)$$

$$I = \sum_v a_v \cos v\omega t + \sum_v b_v \sin v\omega t, \quad (2)$$

где v — номер высшей гармоники.

Коэффициенты ряда Фурье

$$A_v = \frac{2U_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \cos v\omega t dt; \quad (3)$$

$$B_v = \frac{2U_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \sin v\omega t dt. \quad (4)$$

После этого можно воспользоваться одной из методик анализа АДЭП, разработанных в [7-10].

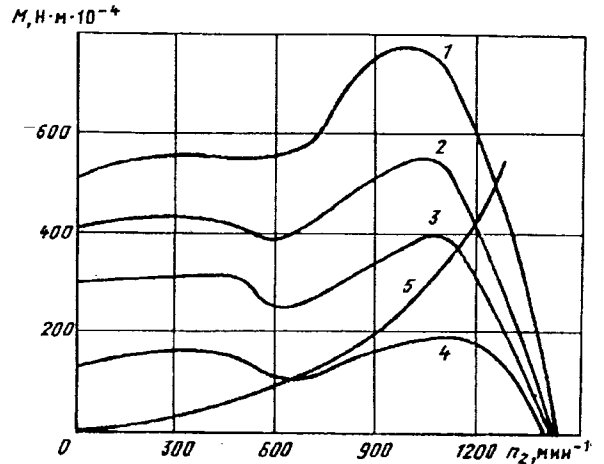


Рис. 2. Механические (1-4) и нагрузочная (5) характеристики двигателя ЗДВЛВ6 при фазоимпульсном регулировании напряжения: 1 — при $U = 220 \text{ В}$; 2 — 200 В ; 3 — 170 В ; 4 — 140 В

Анализ механических характеристик двигателя вентилятора "Орбита-9" (рис. 2) показывает, что уменьшение напряжения импульсным регулятором приводит к снижению жесткости характеристик, кратностей пускового и максимального моментов и увеличению провала в кривой момента, обусловленного третьей гармоникой магнитного поля. Особенностью механических характеристик АДЭП при фазоимпульсном регулировании напряжения является то, что критическое скольжение двигателя изменяется. Это обусловлено изменением индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора, на величину которых оказывают влияние высшие временные гармоники, возникающие вследствие искажения кривой напряжения в процессе регулирования.

Уменьшение критического скольжения при снижении напряжения питания мало влияет на работу электропривода, поскольку при вентиля-

торной нагрузке возможна устойчивая работа двигателя на любом участке механической характеристики. Другое дело, влияние провала в кривой момента. Если рабочая точка находится в области провала механической характеристики, где нагрузочная кривая параллельна кривой момента двигателя, то электропривод работает неустойчиво (рис. 2, кривая 4). Видно, что в точке пересечения кривых 4 и 5 жесткость механической характеристики двигателя невысокая и любое малое возмущающее воздействие приводит к заметному изменению частоты вращения двигателя. Тем не менее, данный электропривод удовлетворяет предъявляемым к нему требованиям, поскольку такой показатель как стабильность частоты вращения бытового вентилятора не устанавливается государственным стандартом. На первый план выходят требования высокой надежности, малой стоимости, минимальных габаритных размеров и массы.

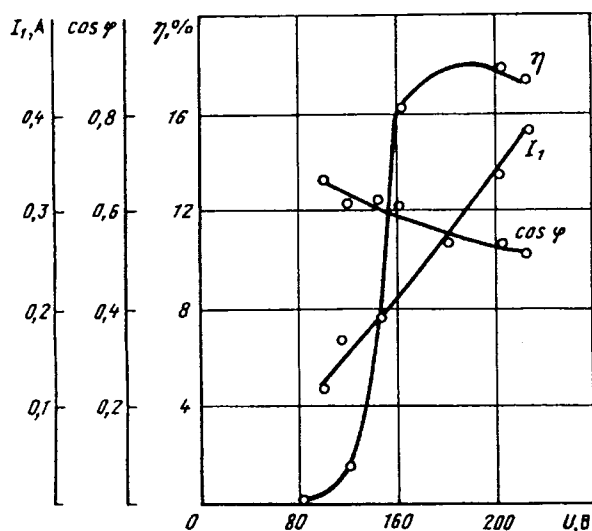


Рис. 3. Зависимости КПД η , коэффициента мощности $\cos \varphi$ и потребляемого тока I_1 вентилятора "Орбита-9" от напряжения питания U

Энергетические характеристики вентилятора "Орбита-9" при импульсном регулировании напряжения представлены на рис. 3. Из рис. 3 следует, что с увеличением напряжения КПД вентилятора возрастает и достигает наибольшего значения при напряжении 180 В. Монотонное уменьшение коэффициента мощности с ростом напряжения объясняется насыщением магнитной системы двигателя.

Изменение напряжения влияет на форму кривой магнитного поля в воздушном зазоре АДЭП (рис. 4). При помощи разработанного в [11] электронного устройства удалось установить, что снижение напряжения в два раза приводит к резкому уменьшению, в 2,7 раза, магнитной индукции под серединой полюса из-за увеличения магнитного потока рассеяния, проходящего через шунты между полюсами. При напряжении 160 В

и меньше кривая поля принимает форму прямоугольника из-за того, что магнитные шунты не насыщены. В этом случае увеличивается доля высших гармоник в магнитном поле, что неблагоприятно сказывается на энергетических характеристиках АДЭП.

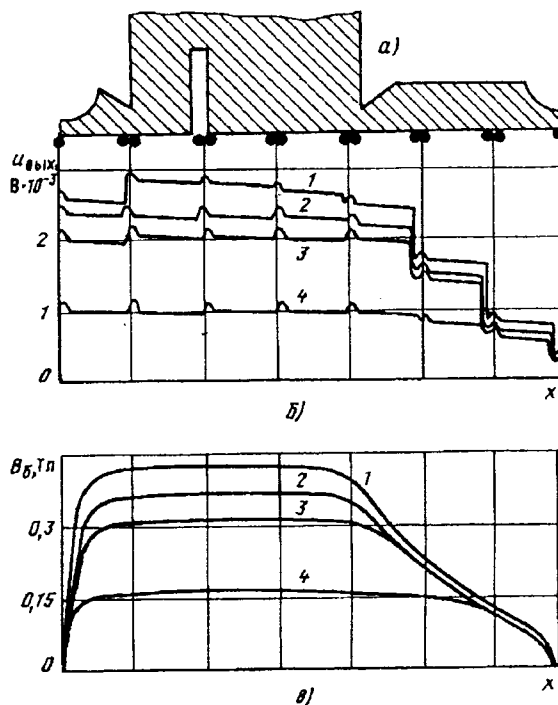


Рис. 4. Магнитная система с измерительными витками (а), осциллограммы ЭДС измерительных витков (б) и распределение магнитной индукции вдоль окружности воздушного зазора (в) двигателя ЗДВЛВ6:

1 — при $U = 220 В$; 2 — 200 В; 3 — 170 В; 4 — 110 В

Для уменьшения влияния напряжения на форму кривой поля в воздушном зазоре и облегчения расчетов характеристик регулируемых АДЭП следует отдавать предпочтение конструкциям сердечников, не имеющих зон насыщения. А для получения приемлемой формы магнитного поля можно рекомендовать увеличения воздушного зазора под набегающим краем полюса.

Выводы

1. Совершенствование бытовых приборов микроклимата связано с применением надежных регуляторов напряжения и новых конструктивных схем двигателей.

2. При использовании регулируемых явнополюсных двигателей, не имеющих зон насыщения, появляется возможность целенаправленного воздействия на выходные характеристики и снижения технологического разброса показателей.

1. **Кораблев В.П.** Экономия электроэнергии в быту. М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. **Штеллинг Г., Байссе А.** Электрические микромашины. М.: Энергоатомиздат, 1991.
3. **Pat.3286111 US.** Speed control for shaded-pole induction motors/Boudouris A. 1963
4. **Fong W.** Change-speed shaded-pole motors//Conference on small electric machines. Proceedings. London. 1976.
5. **А.с.332547 СССР.** Однофазный регулируемый асинхронный электродвигатель/ Д.В.Свечарник//Открытия. Изобретения. 1972. № 11.
6. **А.с.1424101 СССР.** Однофазный многоскоростной асинхронный электродвигатель/ Е.И.Ефименко, В.А.Лавриненко, В.В.Охупкин// Открытия. Изобретения. 1988. № 34.
7. **Лавриненко В.А.** Разработка и исследование многоско-

ростных асинхронных двигателей с экранированными полюсами. Автореф. дис... канд.техн.наук. М.: МЭИ, 1988.

8. **Глазепко Т.А., Хрисанов В.И.** Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат. Ленингрд.отд-ние, 1983.
9. **Ефименко Е.И.** Обобщение теории электрических машин с магнитной асимметрией//Электричество. 1980. № 4. С. 36-44.
10. **Лопухина Е.М., Семичуков Г.А., Чусв С.Г.** Универсальная математическая модель асинхронного двигателя с экранированными полюсами//Электричество. 1986. № 4. С. 39-42.
11. **Чусв С.Г.** Разработка и исследование асинхронных двигателей с экранированными полюсами бытового назначения. Автореф. дис... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 1984.

Поступила 01.09.93

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.316.722.001.24

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННОЙ МОДЕЛИ КЛЮЧЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

С.И.ВАСИЛЬЕВ, канд. техн.наук

МЭИ

Среди различных методов моделирования и анализа импульсных преобразователей постоянного напряжения широкое распространение в зарубежной практике получил метод эквивалентной схемы с инъекцией тока (МЭСИТ) [1], использующий квазинепрерывное представление импульсных ИВЭП.

Несмотря на то, что точность таких моделей ограничена, так как определяется соотношением частот среза и коммутации [2], метод инъекционного тока обладает такими несомненными достоинствами как простота, наглядность и возможность использования хорошо разработанных методов теории непрерывных систем автоматического регулирования для синтеза стабилизированных ключевых преобразователей. Указанный метод достаточно корректно отражает нелинейные свойства преобразователя как в статике, так и в динамике и позволяет получить аналитические выражения для переходных функций "вход-выход" и "управление-выход".

Основным недостатком метода эквивалентной схемы с инъекцией тока является его трудоемкость, так как требуется формировать систему дифференциальных уравнений и искать решение для каждой конкретной схемы преобразователя и каждого конкретного режима работы в отдельности.

В то же время существует хорошо развитый аппарат коэффициентов конфигурации, позволяющий проводить обобщенный анализ импульсных регуляторов постоянного напряжения (ИРПН) и получить в общем виде аналитические

выражения всех основных статических характеристик ИРПН [3].

Цель статьи — показать возможность использования аппарата коэффициентов конфигурации для расчета обобщенных динамических характеристик ИРПН на основе МЭСИТ.

Обобщенный анализ динамических режимов работы ИРПН удобнее начать с рассмотрения режима прерывистых токов (РПТ). В дальнейшем при записи выражений будут использоваться следующие обозначения: T_s — период коммутации; $D_1 T_s$ — интервал, в течение которого дроссель запасает энергию (транзисторный ключ замкнут); $D_2 T_s$ — интервал, на котором дроссель отдает запасенную энергию (ключ разомкнут). Очевидно, что в режиме прерывистых токов $D_1 + D_2 < 1$.

Согласно методу эквивалентной схемы с инъекцией тока [1] вначале следует осуществить линеаризацию нелинейной части преобразователя (силового коммутатора) и определить средний ток, инжектируемый в его линейную часть.

На основании соотношений, полученных для обобщенной модели ИРПН [3], можно записать уравнение для среднего значения выходного тока коммутатора в режиме прерывистых токов:

$$I_o = (A_1 V_{п} - B_1 U_{н}) (B_1 D_1 + B_2 D_2) \times D_1 T_s / 2L. \quad (1)$$

Здесь A_1, A_2, B_1, B_2 — коэффициенты конфигурации схемы ИРПН [3]; L — индуктивность дросселя (первичной обмотки); $V_{п}, U_{н}$ —

напряжения на входе и выходе преобразователя, соответственно.

Выходное напряжение преобразователя выразим через среднее значение инжектируемого тока

$$U_H = I_o Z, \quad (2)$$

где Z — в общем случае полное сопротивление линейной части преобразователя.

В установившемся режиме всегда справедливо выражение для вольт-секундного баланса напряжений на дросселе

$$K_o = \frac{U_H}{V_n} = \frac{A_1 D_1 + A_2 D_2}{B_1 D_1 + B_2 D_2}. \quad (3)$$

Накладывая малое возмущение на вектор установившегося состояния, получаем линейную систему уравнений для переменных составляющих сигнала [1].

Вводя в рассмотрение операторные значения переменных $i_o(s)$, $d(s)$, $u_H(s)$, $v_n(s)$, запишем систему в следующем виде:

$$i_o(s) = \left\{ (B_1 D_1^2 + B_2 D_1 D_2)(A_1 v_n(s) - B_1 u_H(s)) + (A_1 V_n - B_1 U_H) [(2 B_1 D_1 + B_2 D_2) d_1(s) + B_2 D_1 d_2(s)] \right\} T_s / 2L; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \frac{u_H(s)}{V_n} - \frac{U_H v_n(s)}{V_n^2} = & \\ = \frac{d_1(s) [A_1 (B_1 D_1 + B_2 D_2) - B_1 (A_1 D_1 + A_2 D_2)]}{(B_1 D_1 + B_2 D_2)^2} + & \\ + \frac{d_2(s) [A_2 (B_1 D_1 + B_2 D_2) - B_2 (A_1 D_1 + A_2 D_2)]}{(B_1 D_1 + B_2 D_2)^2}; & (5) \end{aligned}$$

$$u_H(s) = R i_o(s) / (1 + sRC). \quad (6)$$

Здесь C — емкость фильтра; R — сопротивление нагрузки.

Из уравнений (1) и (2) для установившегося режима вытекает соотношение

$$\begin{aligned} \frac{U_H}{R} = (A_1 V_n - B_1 U_H) (B_1 D_1 + B_2 D_2) \times & \\ \times D_1 T_s / 2L. & (7) \end{aligned}$$

Выражения (4) — (7) позволяют получить передаточные функции "вход-выход" и "управление-выход" в режиме прерывистых токов дросселя.

При выводе передаточной функции "вход-выход" в качестве независимой переменной принимаем входное напряжение $v_n(s)$, а в качестве зависимой переменной — напряжение нагрузки $u_H(s)$. При этом управляющее воздействие считаем неизменным ($D_1 = \text{const}$, $d_1(s) = 0$). Решая сис-

тему уравнений (4) — (7) при указанных условиях, находим передаточную функцию "вход-выход";

$$K_{\text{пр}}(s) = \frac{u_H(s)}{v_n(s)} = \frac{K_o}{1 + s/F_{\text{пр}}}, \quad (8)$$

где

$$F_{\text{пр}} = \frac{1}{RC} \left(\frac{A_1}{A_1 - B_1 K_o} - \frac{B_2 K_o}{A_2 - B_2 K_o} \right). \quad (9)$$

Заметим, что установившееся значение коэффициента передачи $K_o = U_H / V_n$ определяется соотношением (3). Если этот параметр задан, то остальные статические параметры модели легко определить из приведенных соотношений, вытекающих непосредственно из уравнений (1) — (3):

$$D_1 = \sqrt{\frac{K_o Q (B_2 K_o - A_2)}{(A_1 - B_1 K_o)(A_1 B_2 - A_2 B_1)}}; \quad (10)$$

$$D_2 = \frac{D_1 (A_1 - B_1 K_o)}{B_2 K_o - A_2}, \quad (11)$$

где $Q = 2L / RT_s$ — характеристический параметр [3].

При определении передаточной функции по управляющему входу в качестве независимой переменной принимаем параметр $d_1(s)$, а питающее напряжение считаем неизменным ($V_n = \text{const}$, $v_n(s) = 0$).

При этих условиях решение системы уравнений (4) — (6) можно привести к виду:

$$G_{\text{пр}}(s) = \frac{u_H(s)}{d_1(s)} = \frac{G_o}{1 + s/F_{\text{пр}}}, \quad (12)$$

где G_o — статическое значение коэффициента передачи по управляющему входу;

$$\begin{aligned} G_o = \frac{2U_H}{RCF_{\text{пр}}} \left[B_1 + \frac{B_2 (A_1 - B_1 K_o)}{B_2 K_o - A_2} \right] \times & \\ \times \sqrt{\frac{(A_1 - B_1 K_o)(B_2 K_o - A_2)}{K_o Q (A_1 B_2 - A_2 B_1)}}. & (13) \end{aligned}$$

В режиме непрерывных токов дросселя (РНТ) справедливы записанные ранее соотношения для стационарного режима (1) — (3) с той лишь разницей, что в этом режиме выполняется равенство $D_1 + D_2 = 1$. Однако, если в режиме прерывистых токов полное (суммарное) изменение энергии, накопленной в дросселе за период преобразования, всегда равно нулю (так как энергия накопления на интервале $D_1 T_s$ полностью отдается в нагрузку на интервале $D_2 T_s$), то в режиме непрерывных токов дело обстоит иначе. В переходном режиме работы энергия дросселя меняется в соответствии с изменением среднего за период значения тока I_L дросселя. Следовательно, можно

считать, что производная от среднего тока дросселя определяется средним значением напряжения на дросселе за период преобразования, т.е.

$$L(dI_L/dt) = (A_1 D_1 + A_2 D_2) V_{\Pi} - (B_1 D_1 + B_2 D_2) U_{\text{н}}. \quad (14)$$

Это уравнение является основным при анализе переходных процессов в РНТ. К нему необходимо добавить два очевидных соотношения. Так, средний выходной ток силового коммутатора удобно выразить через средний ток дросселя

$$I_o = (B_1 D_1 + B_2 D_2) I_L, \quad (15)$$

тогда среднее напряжение нагрузки в переходном режиме будет функцией среднего тока дросселя

$$U_{\text{н}} = I_o Z. \quad (16)$$

Вводя малые возмущения и переходя к операторным величинам, записываем систему уравнений для переменных составляющих входного сигнала

$$L s i_L(s) = (A_1 D_1 + A_2 D_2) v_{\Pi}(s) + (A_1 d_1(s) + A_2 d_2(s)) V_{\Pi} - (B_1 D_1 + B_2 D_2) u_{\text{н}}(s) - (B_1 d_1(s) + B_2 d_2(s)) U_{\text{н}}; \quad (17)$$

$$i_o(s) = (B_1 d_1(s) + B_2 d_2(s)) I_L + (B_1 D_1 + B_2 D_2) i_L(s); \quad (18)$$

$$u_{\text{н}}(s) = \frac{R i_o(s)}{1 + sRC}. \quad (19)$$

Полагая возмущение по управляющему входу равным нулю ($D_1 = \text{const}$), получаем передаточную функцию "вход-выход" для РНТ:

$$K_{\text{н}}(s) = \frac{u_{\text{н}}(s)}{v_{\text{н}}(s)} = \frac{K_o}{1 + sF_1 + s^2 F_2} = \frac{K_o}{W_{\text{н}}(s)}, \quad (20)$$

где

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= L/R(B_1 D_1 + B_2 D_2)^2; \\ F_2 &= LC/(B_1 D_1 + B_2 D_2)^2. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Значение $K_o = U_{\text{н}}/V_{\Pi}$ по-прежнему определяется из (3).

Считая питающее напряжение постоянным, находим передаточную функцию "управление-выход" для режима непрерывных токов:

$$G_{\text{н}}(s) = \frac{u_{\text{н}}(s)}{d_1(s)} = \frac{F_o(s)}{1 + sF_1 + s^2 F_2} = \frac{F_o(s)}{W_{\text{н}}(s)}. \quad (22)$$

Здесь вспомогательные коэффициенты F_1 и F_2 определяются из соотношений (21), а выражение в числителе равно:

$$F_o(s) = \frac{V_{\Pi}}{(B_1 D_1 + B_2 D_2)} \left[A_1 - A_2 + (B_2 - B_1) K_o + \frac{sL(B_1 - B_2) K_o}{R(B_1 D_1 + B_2 D_2)^2} \right]. \quad (23)$$

Полученные обобщенные выражения для передаточных функций ИРПН в режимах прерывистого (8), (12) и непрерывных токов дросселя (20), (22) позволяют провести сравнительный анализ динамических свойств различных типов регуляторов.

В качестве примера в табл. 1 и 2 приведены коэффициенты конфигурации и соответствующие им конкретные выражения, образующие передаточные функции для некоторых наиболее распространенных типов схем ИРПН. Выбор этих типов обусловлен тем, что в рамках статьи невозможно рассмотреть вопросы, связанные с методикой определения самих коэффициентов конфигурации, и для удобства читателя используется таблица коэффициентов, приведенная в [3] для шести конкретных схем: однотактного понижающего преобразователя (ПН), однотактного повышающего (ПВ), однотактного полярно-реверсирующего (ПР), однотактного понижающего с двухобмоточным дросселем (МПН), двухтактного с вольтодобавочным устройством (2Т-ВД) и двухтактного с вольтовывчитающим устройством (2Т-ВВ).

Как следует из приведенных таблиц, передаточные функции трех простейших типов регуляторов, вычисленные на основе обобщенных выражений, полностью совпадают с результатами, полученными для аналогичных схем в [1] (варианты I, II и III в табл. 1, 2).

При анализе схем ИРПН с *двухобмоточным* дросселем, например модификаций регулятора понижающего типа (рис. 1, а, б), коэффициент B_2 определяется как отношение числа витков обмотки, включенной на интервале $D_1 T_s$, к числу витков обмотки, действующей на интервале $D_2 T_s$, т.е.

$$B_2 = w_{12}/w_{23} = n.$$

Выражения для передаточных функций в режиме прерывистых токов ($D_1 + D_2 < 1$)

| Но- мер | Тип ИРПН | A_1 | B_1 | A_2 | B_2 | F_{np} | G_o | K_o |
|------------|-------------|-------|-------|-------|-------|---|--|------------------------------------|
| I | ПН | 1 | 1 | 0 | 1 | $\frac{1}{RC} \frac{2 - K_o}{1 - K_o}$ | $\frac{2U_{II}(1 - K_o)}{K_o(2 - K_o)} \sqrt{\frac{1 - K_o}{Q}}$ | $\frac{D_1}{D_1 + D_2}$ |
| II | ПВ | 1 | 0 | 1 | 1 | $\frac{1}{RC} \frac{1 - 2K_o}{1 - K_o}$ | $\frac{2U_{II}}{2K_o - 1} \sqrt{\frac{K_o - 1}{K_o Q}}$ | $1 + \frac{D_1}{D_2}$ |
| III | ПР | 1 | 0 | 0 | 1 | $\frac{2}{RC}$ | $\frac{U_{II}}{K_o \sqrt{Q}}$ | $\frac{D_1}{D_2}$ |
| IV | МПН | 1 | 1 | 0 | n | $\frac{1}{RC} \frac{2 - K_o}{1 - K_o}$ | $\frac{2U_{II}(1 - K_o)}{K_o(2 - K_o)} \sqrt{\frac{1 - K_o}{Q}}$ | $\frac{D_1}{D_1 + nD_2}$ |
| V | 2Т-ВД | $1+k$ | 1 | 1 | 1 | $\frac{1}{RC} \left(\frac{1+k}{1+k-k_o} \frac{K_o}{1-K_o} \right)$ | $\frac{2U_{II}}{RCF_{np}} \frac{k}{K_o - 1} \sqrt{\frac{(1+k - K_o)(K_o - 1)}{K_o Q k}}$ | $1 + \frac{kD_1}{D_1 + D_2}$ |
| VI | 2Т-ВВ | 1 | 1 | 1 | $1+k$ | $\frac{1}{RC} \frac{1 - 2(1+k)K_o}{(1 - K_o)[1 - (1+k)K_o]}$ | $\frac{2U_{II}}{RCF_{np}} \frac{k}{(1+k)K_o - 1} \sqrt{\frac{(1 - K_o)[(1+k)K_o - 1]}{K_o Q k}}$ | $\frac{D_1 + D_2}{D_1 + (1+k)D_2}$ |

Таблица 2

Выражения для передаточных функций в режиме непрерывных токов ($D_1 + D_2 = 1$)

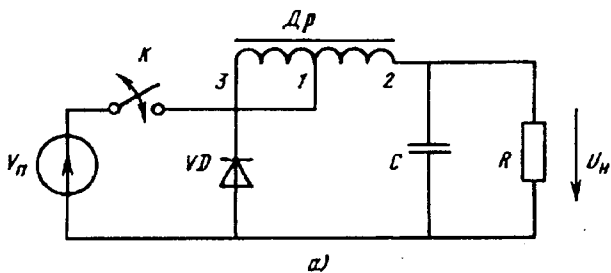
| Но- мер | Тип ИРПН | A_1 | B_1 | A_2 | B_2 | $W_H(s)$ | $F_o(s)$ | K_o |
|------------|-------------|-------|-------|-------|-------|--|---|--------------------------|
| I | ПН | 1 | 1 | 0 | 1 | $1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC$ | V_n | D_1 |
| II | ПВ | 1 | 0 | 1 | 1 | $1 + \frac{sL}{RD_2^2} + \frac{s^2 LC}{D_2^2}$ | $\frac{V_n}{D_2^2} \left(1 - \frac{sL}{RD_2^2} \right)$ | $\frac{1}{D_2}$ |
| III | ПР | 1 | 0 | 0 | 1 | $1 + \frac{sL}{RD_2^2} + \frac{s^2 LC}{D_2^2}$ | $\frac{V_n}{D_2^2} \left(1 - \frac{sLD_1}{RD_2^2} \right)$ | $\frac{D_1}{D_2}$ |
| IV | МПН | 1 | 1 | 0 | n | $1 + \frac{sL}{R(D_1 + nD_2)^2} + \frac{s^2 LC}{(D_1 + nD_2)^2}$ | $\frac{V_n}{(D_1 + nD_2)^2} \left[n + \frac{sL(n-1)D_1}{(D_1 + nD_2)^2} \right]$ | $\frac{D_1}{D_1 + nD_2}$ |
| V | 2Т-ВД | $1+k$ | 1 | 1 | 1 | $1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC$ | $V_n k$ | $1 + kD_1$ |
| VI | 2Т-ВВ | 1 | 1 | 1 | $1+k$ | $1 + \frac{sL}{R(1+kD_2)^2} + \frac{s^2 LC}{(1+kD_2)^2}$ | $\frac{V_n k}{(1+kD_2)^2} \left[1 - \frac{sL}{R(1+kD_2)^2} \right]$ | $\frac{1}{1+kD_2}$ |

В этом случае при $n < 1$ имеем модификацию схемы рис. 1,а, а при $n > 1$ соответственно рис. 1,б. Очевидно, случай $n = 1$ соответствует простой схеме понижающего регулятора.

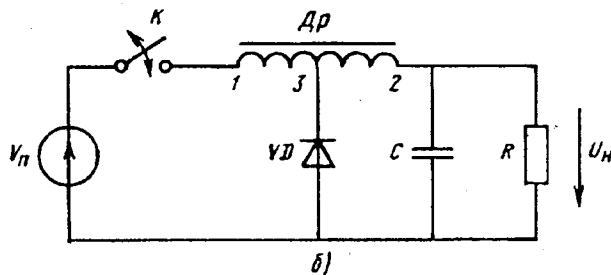
Передаточные функции для модифицированных схем рис. 1,а,б приведены под номером IV. Хотя в режиме прерывистых токов выражения для передаточных функций обеих модификаций схемы ПН ИРПН не изменяются, однако, они

зависят от параметра n через коэффициент передачи K_o .

Под номерами V и VI приведены выражения передаточных функций для более сложных двухтактных схем с вольтовычитающим и вольтодобавочным устройствами, где k — коэффициент трансформации, обусловленный наличием трансформатора в составе силового коммутатора ИРПН [3].



а)



б)

Модификации преобразователя понижающего типа:
 а — $n = w_{12}/w_{23} < 1$; б — $n > 1$

В заключение следует отметить, что внедрение коэффициентов конфигурации в метод инжекционного тока позволяет, во-первых, существенно

упростить нахождение передаточных функций для схем ИРПН повышенной сложности, содержащих разделительные трансформаторы и двухобмоточные дроссели, и, во-вторых, повысить точность метода инжекционного тока, так как существует возможность учета реальных электрических параметров схемы ИРПН посредством самих коэффициентов конфигурации. Все это делает описанную методику определения передаточных функций ИРПН исключительно удобной для практического моделирования ключевых источников электропитания.

Список литературы

1. Чегти П. Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Миддлбрук Р.Д. Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием//ТИИЭР. 1988. Т. 76. N 4. С. 46-59.
3. Смольников Л.Е. Транзисторные преобразователи напряжения. М.: МЭИ, 1983.

Поступила 10.08.93

УДК 621.314.6:621.382

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ В СИСТЕМЕ АБП

Г.Г.АДАМИЯ, канд.техн.наук, Ю.П.ЖИРКОВ, инж.

ВЭИ им. В.И.Ленина

Цель статьи — описание микропроцессорной системы управления трехфазным мостовым выпрямителем (ТУМВ) агрегата бесперебойного питания (АБП).

Выпрямитель в АБП должен обеспечивать [1]:

отключение от питающей сети при отклонении ее параметров от заданного уровня и автоматическое включение с нормированной выдержкой времени после восстановления напряжения в допустимых пределах;

наличие больших, чем у промышленной сети, статических и динамических отклонений по частоте при питании выпрямителя от дизель-генератора, подключаемого в режиме обесточения или нарушения качества питающей сети;

питание от двух уровней напряжения: 3×220 В в режиме стабилизации напряжения и подзаряда аккумуляторной батареи (АБ), а также в режиме нормального заряда АБ, при которых выходное напряжение выпрямителя находится (выставляется) в диапазоне 190-290 В и 3×380 В в режиме ускоренного заряда АБ, характеризующе-

гося верхним значением выходного напряжения 314-320 В.

Силовое питание ТУМВ осуществляется от трансформаторов (специальных или имеющихся в системе электроснабжения заказчика) ограниченной мощности. Верхнее значение мощности ограничено коммутационной устойчивостью тиристоров и защитных аппаратов при внутренних повреждениях (примерно 1 МВ·А), а нижнее значение (примерно 360-400 кВ·А) — нагрузкой выпрямителя и входным cosφ.

Перечисленные специфические требования налагают на систему управления ряд особенностей, которые предлагается разрешить на базе использования микропроцессорной техники (МТ). К этим особенностям относятся:

обеспечение формирования углов управления тиристорами выпрямителя, независимо от уровня питающего напряжения 220 или 380 В, при подключении цепей питания и синхронизации системы управления непосредственно к входным шинам выпрямителя;

обеспечение устойчивости работы канала синхронизации в условиях сильного искажения питающего напряжения;

обеспечение расчетного значения угла управления тиристорами выпрямителя при отклонениях частоты питающего напряжения, изменении входного напряжения и выходного тока;

выход на ранее установленный режим работы выпрямителя после ликвидации аварийного состояния питающего напряжения (длительные посадки или исчезновение напряжения).

Другие возможности системы управления, связанные с организацией цифровой индикации, индикацией аварийного состояния выпрямителя, обеспечение канала связи с ЭВМ в статье не рассматриваются, так как способы реализации могут быть разнообразными.

Система управления для ТУМВ выбрана одноканальной. В основе определения угла управления выпрямителем положено сочетание параметрического способа, при котором угол управления зависит от выходного и входного напряжений, выходного тока ТУМВ и компенсационной составляющей, вызванной работой контура регулирования (обратная связь по току или напряжению).

Параметрическое значение угла управления определяется из выражения выходной характеристики выпрямителя:

$$U_H = K_{CX} U_{л.вх} \cos \alpha - I_d R_3, \quad (1)$$

где R_3 — эквивалентное сопротивление, обусловленное реактансом контура коммутации; U_H — выходное напряжение выпрямителя; I_d — выходной ток выпрямителя; $U_{л.вх}$ — линейное напряжение на входе выпрямительного моста; α — угол управления выпрямителем; K_{CX} — коэффициент схемы для мостового выпрямителя.

Угол управления вычисляется по формуле

$$\alpha = \arccos \frac{U_H + I_d R_3}{K_{CX} U_{л.вх}}. \quad (2)$$

Преобразуем выражение (2) к виду

$$\alpha_{расч} = TAB \left[\frac{AU_3 + BI}{U_{вх}} \right], \quad (3)$$

где U_3 — заданное значение выходного напряжения (в кодах); I — выходной ток (в кодах); $U_{вх}$ — входное напряжение (в кодах); TAB — табличное представление функции \arccos ; α — параметрическая составляющая угла управления (в кодах).

Коэффициент A в (3) определяется из выражения

$$A = \frac{U_{н.вых}}{U_{АЦП\ вых}} \frac{1}{1,35} \frac{U_{АЦП\ вх}}{U_{вх}}, \quad (4)$$

где $U_{н.вых}$ — напряжение на выходе выпрямителя, В; $U_{АЦП\ вых}$ — напряжение на входе аналогоцифрового преобразователя (АЦП), пропорциональное выходному напряжению, В; $U_{АЦП\ вх}$ — напряжение на входе АЦП, пропорциональное входному напряжению, В; $U_{вх}$ — линейное напряжение на входе выпрямителя, В.

Подбором параметров в (4) можно выбрать удобное для дальнейших расчетов значение коэффициента A (кратное показателю степени числа 2).

Произведение $I_d R_3$ в (1) и BI в (3) пропорционально падению выходного напряжения от протекания тока нагрузки и может быть оценено на уровне 5-10% (номинального значения выходного напряжения).

Уровень напряжения на входе АЦП токового канала может быть определен из выражения

$$U_{АЦПi} = \frac{U\%}{100} AU_{АЦП\ вых} \frac{1}{B}, \quad (5)$$

где $U_{АЦПi}$ — напряжение на входе АЦП, пропорциональное выходному току, В; $U\%$ — процентное изменение выходного напряжения от протекания тока нагрузки.

В выражении (5) задается одна из величин $U_{АЦПi}$ или B , выбор определяется удобством программной или аппаратной реализации. Значения A и B в (3) желательно выбирать кратными показателю степени числа 2.

Для определения значения U_3 в выражении (3) в кодах (которое определяет необходимое реальное напряжение на выходе выпрямителя) воспользуемся выражением

$$U_3 = U_{АЦП\ вых} \frac{N}{U_0}, \quad (6)$$

где N — максимальное число, определяемое разрядностью АЦП (для восьмиразрядного АЦП $N = 255$); U_0 — максимальное напряжение на входе АЦП, В.

Аналогично определяются $U_{вх}$ и I в кодах при замене соответствующих параметров в (6). Датчики тока и напряжения должны проектироваться таким образом, чтобы напряжение на входе АЦП не превышало значения U_0 .

Предложенный алгоритм вычисления параметрической составляющей угла управления позволяет учесть изменение напряжения на входе выпрямителя и компенсировать падение напряжения на выходе выпрямителя от протекания тока нагрузки.

Для определения компенсационной составляющей угла управления выпрямителем в условиях применения МТ воспользуемся известным представлением ПИД регулятора при переходе от непрерывной функции действительного переменного к решетчатой функции [2]

$$U_k = U_{k-1} + G_0 X_k + G1 X_{k-1} + G2 X_{k-2}, \quad (7)$$

где U_k, X_k — значения выходной и входной величин в момент квантования; $k=1, 2, 3, \dots$; $G_0, G1, G2$ — коэффициенты, связанные с постоянными интегрирования, дифференцирования и интервалом дискретности решетчатой функции.

Для рассматриваемого в статье выпрямителя принят И регулятор, который представляется выражением [2]

$$U_k = U_{k-1} + G_0 X_k, \quad (8)$$

где $G_0 = T_0 / T_{ин}$; T_0 — интервал дискретности решетчатой функции; $T_{ин}$ — постоянная времени интегрирования.

Контур регулирования выходного напряжения выпрямителя реализован на базе выражения (8):

$$U_{ки} = U_{ки-1} + \frac{K_{пн} T_0}{T_{ин}} (U_{вых} - I_3), \quad (9)$$

где $U_{вых}$ — напряжение обратной связи (в кодах) формируется из напряжения $U_{АЦП_{вых}}$; $K_{пн}$ — коэффициент передачи; $U_{пн}$ — корректировка угла управления (в кодах); $k = 1, 2, 3 \dots$; $T_{ин}$ — постоянная времени интегрирования (в кодах); T_0 — интервал времени считывания $U_{вых}$ (в кодах).

Таким образом, из выражений (3) и (9) получаем суммарное значение угла регулирования в кодах

$$\alpha = \alpha_{расч} + U_{ки}. \quad (10)$$

Интервал времени считывания T_0 включает в себя следующие временные интервалы: время обращения к АЦП, расчет по формуле (10), обработку алгоритма распределения импульсов. Значение T_0 не превышает 0,4 мс, что не хуже чем в [3] и может быть снижено до пределов 0,1 мс программными и аппаратными изменениями.

На базе выражения (10) реализован режим стабилизации напряжения.

Режим стабилизации тока (в том числе и режим токоограничения при к.з. в нагрузке) описывается выражениями:

$$U_{ki} = U_k(i-1) + \frac{k_{пн} T_0}{T_{ин}} (I_{вых} - I_3); \quad (11)$$

$$\alpha = \alpha_{нач} + U_{ki}, \quad (12)$$

где $I_{вых}$ — ток обратной связи (в кодах) формируется из напряжения $U_{АЦП_{I_3}}$; $K_{пн}$ — коэффициент передачи; I_3 — заданное значение выходного тока (в кодах); $k=1, 2, 3 \dots$; U_{ki} — корректировка угла управления (в кодах); $\alpha_{нач}$ — начальное значение угла управления (в кодах), которое соответствует выбранной уставке тока.

Интервал времени T_0 при этом может принимать значения 0,05-0,2 мс.

В отличие от режима стабилизации напряжения, где значение $U_{АЦП_i}$ оценивалось выражением (5), специальных требований к $U_{АЦП_i}$ (в режиме стабилизации тока) для определения I_3 в кодах по выражению (6) не предъявляется.

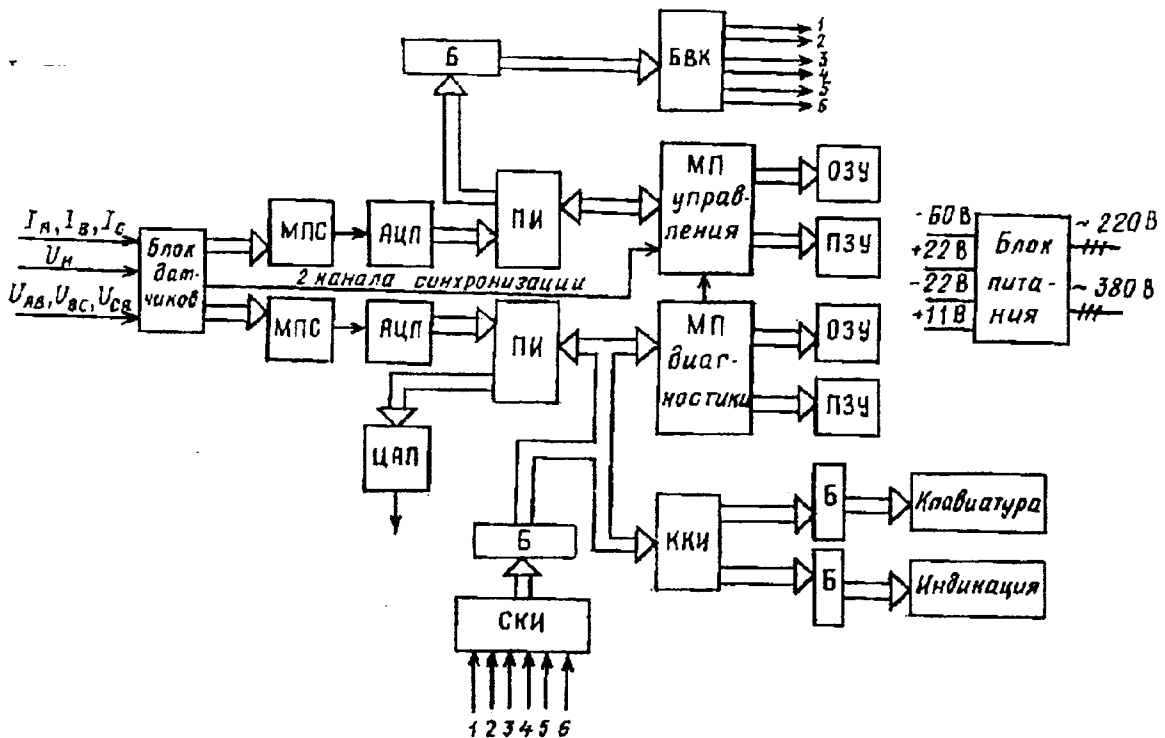


Рис. 1. Структура управления выпрямителем типа ВТПК-1000-240 на базе микропроцессора КР1816ВЕ31

Применение прямого цифрового управления предполагает замену непрерывного аналогового сигнала дискретным, поступающим с тактовой частотой $1/T_0$. Минимальное значение тактовой частоты $1/T_{0min}$, при которой дискретная система может рассматриваться как непрерывная, примерно равна удвоенной круговой частоте среза, определяющей полосу пропускания приведенной к импульсному элементу структуры [4], и соответствует приблизительно 12 интервалам дискретности на одном (минимальном) периоде переходного процесса.

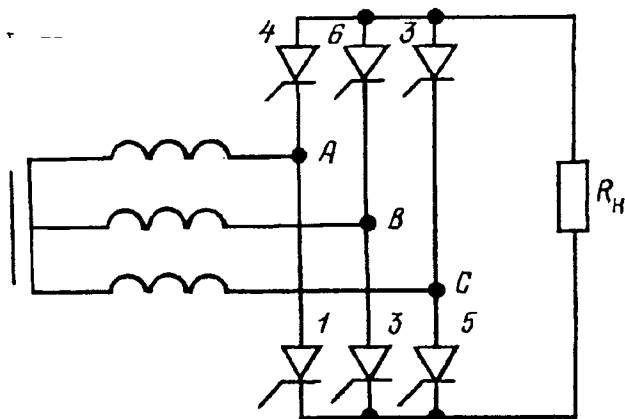


Рис. 2. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

Величина T_{0min} зависит от аппаратной реализации микропроцессорной платы управления (тип процессора, тактовая частота, тип АЦП и др.).

Принципиальным моментом в рассматриваемом выпрямителе является использование двух уровней напряжения питания 220 и 380 В, что ставит определенные требования к организации системы синхронизации. Один из самых простых способов обеспечения устойчивой синхронизации — это использование постороннего источника синфазного напряжения питания. Данный способ предполагает наличие дополнительного источника питания и не исключает ошибок при подключении резервных источников переменного напряжения. Использование МТ позволяет оригинально обеспечить устойчивую работу канала синхронизации в условиях сильного искажения питающего напряжения на входе выпрямительного моста.

На вход прерывания микропроцессора (МП) управления (рис. 1) подаются синхроимпульсы (СИ) от схемы синхронизации. Схема синхронизации содержит два канала синхронизации, которые формируют синхронизирующие напряжения, отличающиеся фазовым сдвигом по отношению к синхронизирующему напряжению, подаваемому непосредственно с входных шин выпрямительного моста (рис. 2). СИ формируются в момент перехода указанных напряжений через нуль (рис. 3).

Формирование двух синхронизирующих напряжений, сдвинутых на 30° и 60° (в основном фильтрами первого порядка), при двухканальной синхронизации, необходимо для исключения из

процесса формирования СИ того канала синхронизации, угол сдвига напряжения которого совпадает с углом управления выпрямителем, вычисленным цифровой системой управления по формулам (10), (12), с учетом угла коммутации вентилей γ . При этом исключается вероятность совпадения коммутационных провалов во входном напряжении выпрямительного моста, обусловленных работой самого выпрямителя, с моментом перехода сдвинутого напряжения через нуль, и повышается надежность работы схемы синхронизации за счет более точного определения перехода через нуль синхронизирующего напряжения. Число каналов синхронизации может быть увеличено, что в целом повысит надежность работы узла синхронизации.

Порядок формирования импульсов управления (рис. 2,3) зависит от вычисленного значения угла управления выпрямителем и выбранного канала синхронизации.

При синхронизирующей синусоиде U_{ca} сдвинутой на 60° относительно напряжения сети U_{ca} и синхроимпульсе (СИ60), формируемом на переходе синхронизирующей синусоиды с + на -, при $\alpha_{min} \leq \alpha < 60^\circ$ порядок формирования импульсов: 2, 3, 4, 5, 6, 1; при $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ порядок формирования импульсов 1, 2, 3, 4, 5, 6.

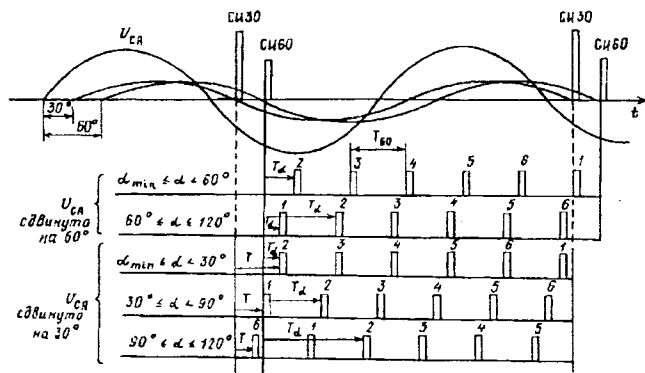


Рис. 3. Диаграмма формирования импульсов управления выпрямителем

При синхронизирующей синусоиде U_{ca} , сдвинутой на 30° при $\alpha_{min} \leq \alpha < 30^\circ$, порядок формирования импульсов: 2, 3, 4, 5, 6, 1; при $30^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ порядок формирования импульсов: 1, 2, 3, 4, 5, 6; при $90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ порядок формирования импульсов: 6, 1, 2, 3, 4, 5.

Из рис. 3 временные интервалы T определяются следующим образом:

при сдвиге синхронизирующей синусоиды на 60° :

$$\alpha_{min} \leq \alpha < 60^\circ : T = T_\alpha;$$

$$60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ : T = T_\alpha - 60^\circ;$$

при сдвиге синхронизирующей синусоиды на 30° :

$$\alpha_{min} \leq \alpha < 30^\circ : T = T_\alpha + 30^\circ;$$

$$30^0 \leq \alpha < 90^0 : T = T_{\alpha} - 30^0 ;$$

$$90^0 \leq \alpha \leq 120^0 : T = T_{\alpha} - 90^0 .$$

Приведенные граничные значения угла управления выпрямителем даны для случаев, когда используется только один из каналов синхронизации.

Граничные значения углов управления выпрямителем в кодах, при которых происходит переключение каналов синхронизации, определяются выражением

$$\alpha_{\text{гран } k} = F(k + 2) - \gamma, \quad (13)$$

где F — шаг сдвига синхронизирующей синусоиды относительно напряжения на входе выпрямителя, в кодах (для двух каналов синхронизации $F = 30^0$, переведенным в коды); γ — угол коммутации вентилей, в кодах; $k=0,1,2$, при этом для двух каналов синхронизации при $k=0$ используется канал синхронизации со сдвигом синхронизирующего напряжения на 60^0 , при $k=1$ — канал 30^0 , при $k=2$ — канал 60^0 .

При увеличении угла управления выпрямителем от α_{min} условие переключения канала синхронизации

$$\alpha = \alpha_{\text{гран } k}. \quad (14)$$

При уменьшении угла управления выпрямителем условие переключения канала синхронизации

$$\alpha = \alpha_{\text{гран } k} - \Delta\alpha, \quad (15)$$

где $\Delta\alpha$ — величина, учитывающая погрешность вычисления угла управления выпрямителем, в кодах.

При пуске выпрямителя выбрано α начальное, равное 120^0 , и $k=2$ (что соответствует каналу 60^0). В этот же момент величине k придается значение, равное 1, и, согласно программе, происходит ожидание выполнения условия (15) при уменьшении угла управления или условия (14) при увеличении угла управления. После переключения канала синхронизации осуществляется изменение величины k (при дальнейшем уменьшении угла управления k уменьшается на 1, при увеличении угла управления k сохраняет свое значение для данного канала синхронизации).

Процесс перехода от расчетных значений во временную область происходит следующим образом. В момент поступления СИ на вход прерывания МП включается внутренний таймер, который работает до поступления очередного СИ. Зная тактовую частоту МП, число циклов МП на запись информации в таймер (для выбранного МП это число равно 12), число, записанное в таймер, можно вычислить интервал времени между синхроимпульсами $T_{\text{си}}$

$$T_{\text{си}} = \frac{1}{F_0} 12N, \quad (16)$$

где F_0 — тактовая частота процессора, Гц; N — число в кодах, считанное из таймера.

Разделив $T_{\text{си}}$ на шесть, получим интервал между импульсами в реальном масштабе времени T_0 (рис. 3).

Одновременно происходит пересчет вычисленного угла управления во временную область:

$$T_{\alpha} = \frac{T_{\text{си}} \alpha}{360}. \quad (17)$$

Выражение (16) позволяет фактически измерить период питающего напряжения, тем самым учитывается изменение частоты питающего напряжения, а временной сдвиг импульсов управления, эквивалентный расчетному значению угла управления α , учитывается выражением (17). Таким образом, обеспечивается расчетное значение угла управления тиристорами выпрямителя при отклонениях частоты питающего напряжения.

После появления очередного импульса управления, в ждущем режиме примерно на интервале 30^0 , проводится расчет текущего значения угла управления. В зависимости от вычисленного значения угла управления определяется положение следующего, после очередного, импульса. Его положение можно определить как $60^0 + \Delta\alpha$ (максимальное значение $\Delta\alpha$ на интервале 60^0 не превышает 30^0), где $\Delta\alpha$ — расчетная корректировка угла управления на рассматриваемом интервале расчета, определяемая как разница между предыдущим и текущим расчетными значениями α . Например, если $T_0 = 0,4$ мс [при расчетах по формулам (12), (10)], то число просчетов угла управления между соседними импульсами равно 4. Таким образом, количество расчетов текущего угла зависит от значения T_0 .

Защита выпрямителя от аварийных режимов строится на контроле входного напряжения и тока, выходного напряжения. В зависимости от контролируемого тока МП диагностики дает команду МП управления на выход выпрямителя в режим токоограничения с заданной выдержкой времени, снимает импульсы управления и воздействует на сигнализацию об аварийном состоянии. Кроме того, на МП диагностики возложены функции оперативного включения и выключения выпрямителя, выдачи цифровой информации о значении контролируемых параметров.

На рис. 1 представлена структура управления выпрямителем типа ВТПК-1000-240 (изготовитель АО "Инвертор", г. Оренбург). Данная структура может быть универсальной для реализации различных законов регулирования. В структуру входят мультиплексоры (МПС), цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи (ЦАП и АЦП), параллельный интерфейс (ПИ), контроллер клавиатуры и индикации (ККИ), буферы (Б), блок выходных каскадов (БВК), схема контроля импульсов (СКИ).

Для реализации алгоритмов управления и защиты ТУМВ применены два МП типа INTEL 8031 (советский аналог КР1816ВЕ31 [5]): один для канала формирования импульсов уп-

правления выпрямителем (МП управления), другой — для выполнения функций защиты и управления режимами (МП диагностики). Оперативная память данных (ОЗУ) используется для временного хранения результатов расчетов и информации о состоянии системы, предыстории аварии. Программы размещаются в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ).

Программа для МП управления занимает 3,4 Кбайта, а для МП диагностики 3 Кбайта памяти ПЗУ. Как было отмечено, время расчета характеризуется параметром T_0 , которое в рассматриваемой системе управления составляет от 0,2 до 0,4 мс (используется АЦП типа 1113ПВ1, тактовая частота МП равна 8 МГц).

Оценка динамических возможностей ТУМВ и алгоритмов управления проводилась на математическом комплексе программ ЭЛТРАН [6] и подтверждена экспериментально.

Основные возможности системы управления:

параметрическое задание угла регулирования в функции $U_{вх}$, $U_{вых}$, $I_{вх}$ диапазон изменения углов регулирования от 10 до 110°;

изменение алгоритма управления, диагностики, защиты без изменения аппаратной части;

цифровая реализация I закона регулирования;

управление выпрямителем с помощью клавиатуры, цифровая индикация входных и выходных параметров и уставок;

анализ предаварийных значений токов и напряжений;

работа от сети ограниченной мощности или от преобразовательного трансформатора при непосредственной подаче синхронизирующей синусоиды с входных шин выпрямителя, в условиях искажения синхронизирующей синусоиды работой выпрямителя;

режим стабилизации выходного напряжения или тока, включая режим токоограничения

при КЗ в нагрузке;

работа при изменении частоты входного напряжения в пределах ± 5 Гц;

при исчезновении входного напряжения выпрямитель находится в ждущем режиме. После восстановления входного напряжения выпрямитель выходит на ранее установленный режим.

Выпрямитель с выходным током 1000 А, выходным номинальным напряжением 240 В (диапазон изменения стабилизированного напряжения от 190 до 280 В при точности стабилизации 2%) типа ВТПК-1000-240УХЛ4 предназначен для питания АБП с одновременным постоянным подзарядом аккумуляторной батареи, а также для проведения ускоренного заряда аккумуляторной батареи (диапазон изменения уставки по току от 120 до 420 А, при точности стабилизации 5%). Питание выпрямителя осуществляется от сети 3×220 В в режиме стабилизации напряжения и подзаряда аккумуляторной батареи и от сети 3×380 В в режиме ускоренного заряда аккумуляторной батареи.

Список литературы

1. **Статические** агрегаты бесперебойного питания/ Под ред. Ф.И.Ковалева. М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. **Бочаров Ю.И., Бутырин П.Г., Шарахни В.Н.** Микропроцессорные системы управления электроприводами. Л.: ЛПИ, 1986.
3. **Chen G.** Single chip microcomputer-based current Source inverter // Electric Machines and Power Systems. 1989. 16. P. 49-57.
4. **Шипило В.П.** Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. М.: Энергоатомиздат, 1991.
5. **Щелкунов П.П.** Микропроцессорные средства и системы. М.: Радио и связь, 1989.
6. **Автоматизированный** электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника/ Под ред. Н.Ф.Ильинского, И.А.Тепмана, М.Г.Юнькова. М.: Энергоатомиздат, 1983, с. 342-351.

Поступила 21.04.92

ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ СОПОСТАВЛЕНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ РЕАКТОРОВ С ТИРИСТОРНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

В.Д.ГОЛОВЧАН, инж. Л.И.ДОРОЖКО, В.М.СОРОКИН, кандидаты техн.наук

Силовые статические устройства находят все большее применение в современной электроэнергетике для непрерывного управления потоками электрической энергии в нормальных и аварийных режимах. Традиционные устройства электромашинного типа — синхронные компенсаторы — заменяются более эффективными статическими компенсаторами реактивной мощности на основе силовых тиристорov, насыщающихся или управляемых реакторов.

К настоящему времени суммарная мощность изготовленных за рубежом компенсаторов на основе силовых тиристорov по порядку больше суммарной мощности компенсаторов на базе насыщающихся или управляемых реакторов.

Преимущественная ориентация за рубежом на статические тиристорные компенсаторы (СТК) обусловлена следующими причинами:

1. Успешная разработка относительно недорогих силовых тиристорov для мощных управляемых преобразователей промышленных установок и линий передач постоянного тока. Весьма заманчиво оказалось использовать разработанные тиристорные модули и для управления режимами сетей переменного тока.

2. Технологичность изготовления основных элементов СТК — тиристорных вентилей и реакторов без стали.

3. Престижность современной полупроводниковой техники по сравнению с устройствами ферромагнитного типа — "техникой традиционной".

4. Сложность и неэкономичность разработанных за рубежом управляемых реакторов (УР) [1,2].

Разработанный фирмой "General Electric Co. (ГЕС)" УР мощностью 100 МВА (реактор Фридендера) имел глубокое регулирование, практически не генерировал в сеть высшие гармоники тока (не более 1,5%), но имел низкие экономические показатели: масса почти в 4 раза, а потери — в 2 раза превышали аналогичные параметры неуправляемого реактора той же мощности [1]. Кроме того, разработанный УР имел малое быстродействие (более секунды).

Вследствие этого зарубежные фирмы отказались от дальнейших исследований по УР параллельного включения. Этому в немалой степени способствовало бурное развитие силовой полупроводниковой техники. Однако несомненные достоинства насыщающихся и управляемых уст-

ройств ферромагнитного типа (компактность, простота и надежность эксплуатации, меньшая стоимость) позволяют сохранять и поныне их конкурентоспособность [3, 4].

Интенсивные работы по УР энергетического назначения последние 10 лет проводились в бывшем Советском Союзе. За эти годы разработаны, изготовлены и исследованы опытные образцы реакторов со всеми видами подмагничивания — продольным, поперечным, кольцевым [5]. Исследования позволили существенно улучшить технико-экономические показатели отечественных УР по сравнению с зарубежными аналогами. Это достигнуто за счет:

увеличения на порядок напряженности магнитного поля на отдельных участках магнитопровода, работы в режимах, близких к предельному насыщению электротехнической стали; использования самоподмагничивания УР; искусственного формирования оптимальной с точки зрения уменьшения высших гармоник тока характеристики намагничивания магнитопровода;

применения небольшого начального подмагничивания УР в сочетании с многократной форсировкой по напряжению обмотки управления (ОУ).

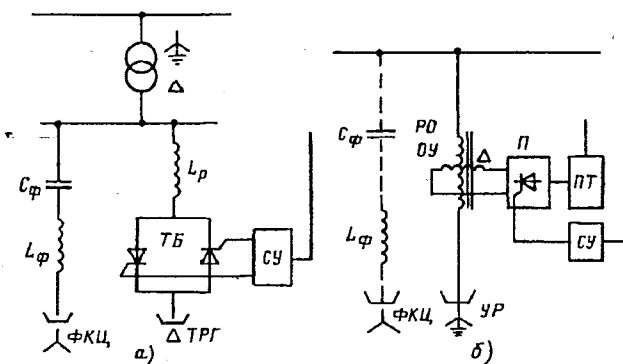


Рис. 1. Принципиальные схемы включения в сеть статических компенсаторов реактивной мощности на основе тиристорov (а) и управляемых реакторов (б):

ФКЦ — фильтрокомпенсирующая цепь; ТРГ — тиристорно-реакторная группа; ТБ — тиристорный блок; СУ — система управления; УР — управляемый реактор; РО, ОУ — обмотки реактора основная и управления; П — преобразователь, питающий ОУ; ПТ — преобразовательный трансформатор

Указанные меры позволили уменьшить расход активных материалов, снизить потери, упростить электрическую схему реактора, существенно увеличить его быстродействие. Управляемый реак-

тор стал проще, компактнее и дешевле зарубежного прототипа.

В последние годы разработаны и изготовлены однофазные УР мощностью 60 МВ·А на напряжении 20 и 303 кВ; подготовлено производство трехфазных УР мощностью 20 МВ·А на напряжении 35 и 110 кВ. Испытания опытных образцов показали, что по основным техническим характеристикам отечественные конструкции УР могут конкурировать с тиристорными устройствами, а по некоторым показателям даже превосходят их.

Статья посвящена сопоставлению УР, как нового класса энергетического оборудования, с альтернативными тиристорными устройствами непрерывного (фазового) управления по технико-экономическим показателям и функциональным возможностям.

Технические показатели. На рис. 1 представлены схемы включения в сеть сопоставляемых устройств.

Тиристорно-реакторная группа (ТРГ) СТК состоит из двух обособленных звеньев — реактора (L_p) и тиристорного блока (ТБ), каждое из которых выбирается на *номинальную мощность* СТК. Более того, ТБ комплектуется с двукратным запасом по напряжению, а также с учетом резервирования на случай повреждения одного элемента в последовательной или параллельной цепочке. Например, в СТК ВЭИ мощностью 160 МВ·А входят 168 тиристоров Т273-1250, суммарная установленная мощность которых $S_{уст} = 168 \times 4,2 \times 1,25 = 885$ МВ·А в 5,5 раз превышает номинальную мощность СТК.

В УР имеется только один силовой элемент — собственно реактор, накапливающий энергию. Он регулируется с использованием эффекта магнитного усиления, причем мощность источника подмагничивания даже с учетом четырехкратной форсировки по напряжению составляет 1-2% номинальной мощности УР. На такую же мощность выбирается и тиристорный преобразователь (П), питающий ОУ реактора.

Наибольшие единичные мощности сопоставляемых устройств примерно одинаковы. По данным [6] экономически оптимальная мощность СТК равна 200-300 МВ·А. Упомянутый английский УР имел мощность 100 МВ·А. Трехфазная мощность отечественного УР — 180 МВ·А.

Наивысший класс напряжения современных СТК — 35 кВ. Поэтому для подключения к сети более высокого напряжения необходим специальный трансформатор, удорожающий СТК в целом.

Управляемые реакторы, подобно трансформаторам, могут быть изготовлены практически на любое напряжение. К настоящему времени прошел испытания однофазный УР с номинальным напряжением основной обмотки (РО) $525 / \sqrt{3}$ кВ. Таким образом, УР в отличие от СТК могут подключаться к сетям ВН и СВН без промежуточного трансформатора.

Перегрузочная способность СТК определяется допустимой перегрузкой по току и напряжению тиристоров. С ростом перегрузки растет температура $p-n$ -перехода, и после определенного предела тиристор теряет свойство управляемости.

Активные элементы УР — магнитопровод и обмотки — менее тиристоров чувствительны к температурным изменениям и повышению напряжения. Поэтому перегрузочная способность УР больше, чем ТРГ. В табл. 1 приведены данные [7] по допустимой перегрузке ТРГ типовых СТК и насыщающихся реакторов (НР) (перегрузочные возможности НР и УР примерно одинаковы).

Т а б л и ц а 1

| Длительность перегрузки, с | | 3600 | 10 | 3 | 1 | 0,25 | 0,03 |
|-------------------------------|--------|------|-----|-----|-----|------|------|
| Мощность, в долях номинальной | ТРГ | 1,1 | 1,5 | 2,2 | 2,6 | 3,0 | 3,3 |
| | НР, УР | 2,2 | - | - | 6 | - | 9 |

Превышение номинальной мощности устройств возможно при повышении сетевого напряжения. Как видно из табл. 1, УР имеют значительно большую перегрузочную способность, чем СТК.

Высшие гармоники тока, генерируемые в сеть силовым управляемым устройством, являются одним из важнейших его показателей. На рис. 2,а представлены временные диаграммы тока, протекающего через ТРГ в зависимости от угла зажигания тиристоров α . Очевидно, что ток синусоидален только при полностью открытых тиристорах ($\alpha = \pi/2$). При других значениях α ТРГ генерирует спектр нечетных высших гармоник.

Гармоники, кратные 3-й, локализируются в трехфазных обмотках, собранных по схеме "треугольник". Для локализации прочих высших гармоник (5,7,11,13 и т.д.) приходится устанавливать узкополосные электрические фильтры ФКЦ (рис. 1,а), удорожающие установку.

Можно обойтись без фильтров 5-й и 7-й гармоник тока, локализовав их в обмотках специального трехобмоточного трансформатора (12-пульсная схема). Однако за рубежом 90% СТК выполнены по шестипульсной схеме, использующей более дешевый двухобмоточный трансформатор.

При сбоях в системе зажигания тиристоров возникает несимметрия в токах фаз, что приводит к генерации в сеть неканонических гармоник: четных, нулевой — постоянной составляющей, которая подмагничивает сетевой трансформатор, а также кратных третьей гармоник прямой и обратной последовательностей.

Поэтому для повышения качества электроэнергии в некоторых СТК устанавливают также фильтры 2-й и 3-й гармоник.

Воспользовавшись кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания магнитопровода $\Phi(i\omega)$ (рис. 2, б), можно показать, что в отношении формы кривой потребляемого тока УР подобен блоку встречно-параллельных тиристоров, работающих на индуктивную нагрузку. Действительно, переводя с помощью подмагничивания переменную составляющую магнитного потока в зону насыщения $\Phi(\omega t) > \Phi_S$, получаем для ряда значений "угла насыщения" φ значения НС ($i\omega$) полустержня УР (рис. 2, б). При $\varphi = \varphi_2 = \pi/2$ (режим полупериодного насыщения) кривая $i\omega(\omega t)$ является синусоидой в один полупериод и равна нулю — в другой. Этот режим аналогичен режиму полностью открытых тиристоров ТРГ ($\alpha_1 = \pi/2$). Сетевой ток УР в диапазоне от холостого хода до указанного режима по форме адекватен току ТРГ (диаграмма на рис. 2, а). Этот режим является предельным для ТРГ, но не для УР. Действительно, если подмагничивающий поток $\Phi_0 \geq \Phi_S + \Phi_m$ ($\varphi = \varphi_3 = \pi$), то переменный поток Φ_{\sim} в течение всего периода "находится" в зоне насыщения (режим предельного насыщения), и переменная составляющая НС полустержня будет синусоидальной (рис. 2, б). Ток реактора в этом режиме в идеале вдвое больше тока в режиме полупериодного насыщения.

В табл. 2 приведены наибольшие (в диапазоне регулирования) значения высших гармоник фазного тока (в процентах номинального) для ТРГ и УР [8, 9]. В качестве номинального в УР выбран режим предельного насыщения. При этом относительные значения высших гармоник, генерируемых УР, как следует из табл. 2, примерно вдвое меньше идентичных гармоник, генерируемых ТРГ.

Т а б л и ц а 2

| Номер гармоник, ν | 3 | 5 | 7 | 11 | 13 | 17 | 19 | |
|---|-----|-----|-----|------|------|------|-----|------|
| $\frac{I_{\nu}}{I_{\text{ном}}} \times$ | ТРГ | 13 | 5 | 2,5 | 1,0 | 0,7 | 0,4 | 0,3 |
| $\times 100\%$ | УР | 7,0 | 2,5 | 1,29 | 0,53 | 0,38 | 0,2 | 0,18 |

Дополнительно уменьшить высшие гармоники в токе УР можно, сформировав искусственную характеристику намагничивания магнитопровода путем создания участков переменного сечения в его стержнях. Действующее значение всех высших гармоник тока в однофазном УР, изготовленном с такой характеристикой, не превысило 3,2% во всем диапазоне регулирования. Это означает, что в трехфазном УР высшие гармоники тока, генерируемые в сеть при локализации трехкратных, составят всего 1,5-2,0% (в ТРГ — 5,8% по данным табл. 2). При таком уровне гармоник можно отказаться от фильтров.

Следует также отметить, что сбои и погрешности в системе зажигания тиристорного преобразователя, питающего ОУ, даже при пофазном управлении не оказывают, в отличие от ТРГ, заметного влияния на симметрию фазных токов УР. Поэтому генерация в сеть аномальных гармоник тока УР практически исключена.

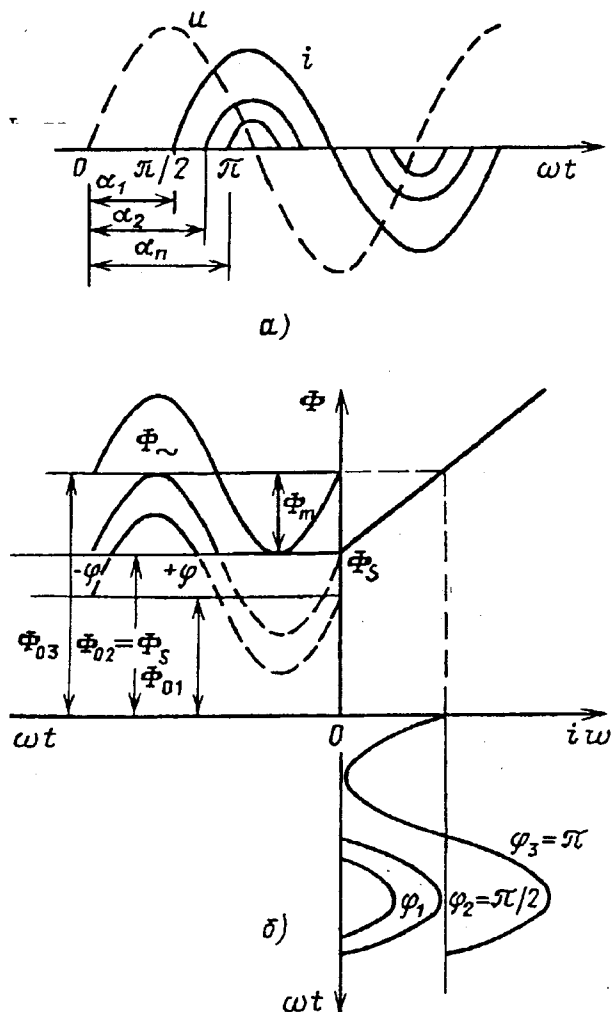


Рис. 2. Временные диаграммы тока в ТРГ в функции угла зажигания α (а) и в основной обмотке УР в функции "угла насыщения" φ (б)

Сам по себе тиристор, как элемент управления, имеет высокое *быстродействие*. Полное время регулирования мощности ТРГ, работающей на систему бесконечной мощности, составляет 1-2 периода рабочей частоты. Однако в реальной сети с учетом ее конечного сопротивления время регулирования увеличивается на порядок [10].

По данным [11] время стабилизации напряжения на ЛЭП 220 кВ Чита—Сковородино (район БАМ) равно 0,2 с, а время перевода СТК из режима генерации реактивной мощности в режим потребления — 0,1 с.

По сравнению с ТРГ УР является более инерционным устройством. Можно, однако, существенно повысить его быстродействие путем многократной форсировки (и расфорсировки) по напряжению ОУ в сочетании с небольшим

(до 10% $I_{y.ном}$) начальным подмагничиванием. В табл. 3 приведены данные по быстрдействию УР мощностью 1,6 МВ·А.

Т а б л и ц а 3

| Кратность форсировки | Начальный ток подмагничивания $I_y/I_{y.ном}$, д/е | Время установления режима, с |
|----------------------|---|------------------------------|
| 1 | 0 | 1 |
| | 0,1 | 0,65 |
| 4 | 0 | 0,155 |
| | 0,1 | 0,072 |
| 8 | 0 | 0,077 |
| | 0,1 | 0,034 |

Как видно из табл. 3, уже при четырехкратной форсировке реактора с предварительно подмагниченным магнитопроводом его мощность при работе на систему бесконечной мощности изменяется на полный диапазон менее чем за 4 периода. В УР 25 МВ·А бельгийской фирмы "АСЕС" с восьмикратной форсировкой новый режим устанавливается за 3 периода частоты сети [12].

Следует отметить, что при определенных внешних воздействиях в УР проявляется эффект практически безынерционного саморегулирования. Так, при коммутационных перенапряжениях в сети с подмагниченным УР в силу нелинейности кривой намагничивания и электромагнитной связи между основной (РО) и управляющей обмотками в переходном процессе последняя действует, как короткозамкнутый виток, и мощность реактора мгновенно возрастает без управляющего воздействия, ограничивая перенапряжения. Другой пример — сдвоенный УР, который "параметрически", без всякого управления компенсирует любые колебания напряжения на "спокойной" нагрузке практически без запаздывания. Такие эффекты недостижимы в ТРГ, быстрдействие которой зависит от системы управления, в частности, от измерительного органа.

Потери в ТРГ складываются из потерь в тиристорных блоках (включая цепи защиты тиристоров) и потерь в компенсирующих реакторах. К этим составляющим следует добавить и потери в сетевом трансформаторе.

Потери в ТРГ мощностью 100 МВ·А составляют 0,7% [7]. Сетевой трансформатор такой мощности имеет потери примерно 0,4%. Итого, потери в блоке СТК — трансформатор в режиме потребления номинальной мощности составляют около 1,1%.

Потери в УР, непосредственно подключенном к сети, складываются из потерь от переменного поля и от постоянного тока в ОУ.

Полные потери в УР 60 МВ·А класса $525/\sqrt{3}$ кВ составляют 0,8%. Таким образом, если УР подключается к сети непосредственно, а СТК — через сетевой трансформатор, преимущества с точки зрения потерь имеет УР.

Если же подключение к сети устройств обоих типов производится одинаково (либо без трансформатора — при напряжении сети до 35 кВ, либо через трансформатор при более высоком напряжении), меньшие потери при мощностях до 100 МВ·А будут, по-видимому, иметь ТРГ, а при большей мощности преимущество может оказаться на стороне УР.

К системе управления ТРГ предъявляются более жесткие требования по надежности, чем к системе управления УР. Это связано с тем, что пропуск зажигания тиристоров в одном из полупериодов приводит к недопустимому подмагничиванию сетевого трансформатора постоянным током.

Кроме того, пофазно несимметричная работа системы зажигания вызывает генерацию в сеть дополнительных гармоник тока, в том числе и неканонических.

В УР тиристорный преобразователь, питающий ОУ, работает как регулируемый источник постоянного тока. Сбои в системе зажигания тиристоров при этом приводят лишь к незначительному изменению тока управления, и никакой постоянной составляющей в рабочем токе реактора, способной подмагнитить трансформатор, не возникает. Система управления УР значительно менее чувствительна также в фазовой несимметрии питающего напряжения.

В целом система управления ТРГ более многоэлементная и, следовательно, требует дополнительных мер по обеспечению ее надежной работы (дублирование, контроль, самотестирование и т.п.). Это делает ее существенно сложнее и дороже системы управления УР.

Эксплуатационные показатели. Тиристорные блоки СТК, регулятор, устройства защиты и контроля, а часто и компенсирующие реакторы размещают в специальных вентилируемых, отапливаемых помещениях. Поскольку компенсирующие реакторы ТРГ, выполняемые без стального магнитопровода, создают сильное магнитное поле, а при коммутации силовых тиристоров генерируются электромагнитные волны, помещение для ТРГ должно быть просторным — 10 м²/МВ·А — и иметь электромагнитное экранирование.

Управляемый реактор (силовая часть) размещается на открытой подстанции, занимает площадь около 1 м²/МВ·А, имеет весьма слабое внешнее поле, не требующее экранирования. В отапливаемом помещении располагаются лишь блоки системы управления, контроля и защиты.

подавляющее большинство современных силовых тиристорных блоков СТК имеет водо-воздушное охлаждение, при котором необходимы

специальные установки для получения очищенной и деионизированной воды.

Система охлаждения УР не отличается от системы охлаждения силовых трансформаторов.

Эксплуатационное обслуживание СТК выполняется квалифицированным инженером-электриком.

Т а б л и ц а 4

| Показатель | ТРГ | УР |
|--|----------------------------------|---------------------------------------|
| Установленная мощность реактора | Номинальная | Номинальная |
| Установленная мощность регулирующего звена | Выше номинальной в несколько раз | Несколько процентов номинальной |
| Класс напряжения | До 35 кВ включительно | Не ограничен |
| Перегрузочная способность | Ниже, чем УР | Выше, чем ТРГ |
| Коэффициент искажения тока, генерируемого в сеть трехфазным устройством без фильтров $(I_{vэф} / I_{ном}) \times 100, \%$ | 5,8 | 2,0 |
| Наибольшее быстрое действие, с | | Ряд функций выполняется безынерционно |
| а) регулирующего звена | 0,01 | 0,06 |
| б) устройства в сети | 0,1 | 0,15 |
| Потери, % от $Q_{ном} \approx 100 \div 180$ МВ·А | | |
| а) без учета потерь в сетевом трансформаторе | 0,7 | 0,8 |
| б) с учетом потерь в трансформаторе | 1,1 | Трансформатор не обязателен |
| Система охлаждения | Деионизированная вода, воздух | Масло |
| Система управления | Сложнее и дороже, чем УР | Проще и дешевле, чем в ТРГ |
| Удельная площадь, занимаемая устройством, $m^2/(МВ·А)$ | 10 (в отапливаемом помещении) | 1,0 (на открытой подстанции) |

Управляемый реактор может устанавливаться на подстанции без оперативного персонала — его эксплуатация практически такая же, как трансформатора, т.е. простая и привычная.

В табл. 4 приведены основные технические показатели сопоставляемых устройств.

Функциональные характеристики и области применения.

Большинство энергетических задач одинаково успешно решаются статическими компенсаторами как на базе ТРГ, так и на базе УР (табл. 5).

При этом используются устройства как с синфазным, так и с пофазным управлением. Независимое пофазное управление (регулирование) необходимо в особенности в слабых системах с относительно мощной несимметричной (однофазной) нагрузкой (электрическая тяга, дуговые печи и т.п.), нарушающей симметрию напряжений. При пофазном регулировании в сеть генерируются третья и кратные ей нечетные высшие гармоники тока прямой и обратной последовательности. Поэтому компенсаторы обоих типов, предназначенные для симметрирования напряжений, должны снабжаться фильтрами 3-й гармоники (табл. 5).

Пофазное управление необходимо также при использовании компенсаторов для гашения дуги и повышения динамической устойчивости в паузы ОАПВ в линиях СВН (табл. 5), однако, такое управление может быть дискретным типа "включено-отключено".

Сопоставляемые устройства по-разному проявляют себя при ограничении коммутационных перенапряжений, вызванных резким сбросом нагрузки, включением трансформаторов или ненагруженных линий СВН. СТК ограничивает перенапряжения только благодаря регулирующему воздействию с временем отклика от 0,02 до 0,1 с [13]. При таком запаздывании удается ограничить перенапряжение лишь до $1,8 U_{ном}$.

Управляемый реактор, как отмечалось ранее, ограничивает перенапряжения без регулирующего воздействия, практически мгновенно, до $(2,3-1,6) U_{ном}$ [14].

При наличии в сети резко переменной нагрузки (дуговая печь, прокатный стан, сварочный агрегат и т.п.) возникают колебания напряжения осложняющие, а иногда делающие невозможной нормальную работу "спокойных" потребителей электроэнергии, например, бытовых приборов.

Включенный параллельно резко переменной нагрузке СТК, стабилизируя средний уровень напряжения, способен также ограничивать колебания напряжения, следующие с частотой 2—10 Гц, примерно в 2—4 раза (табл. 5).

Компенсатор на базе УР, включенный параллельно переменной нагрузке, слабее ограничивает колебания напряжения — всего в 1,5 раза.

В то же время с помощью сдвоенного реактора со сталью можно "развязать" нагрузки, включив одну из его ветвей последовательно с переменной, а другую — последовательно со

"спокойной" нагрузкой. Благодаря "подстройке" (с помощью подмагничивания) сопротивления реактора под сопротивление сети и использованию эффекта взаимной индукции удается снизить колебания напряжения на "спокойной" нагрузке в 10—20 раз [15].

Т а б л и ц а 5

| Функции | СТК | Компенсатор на базе УР |
|---|-----------------|-------------------------------|
| Компенсация реактивной мощности | Обеспечивает | Обеспечивает |
| Регулирование напряжения | —" | —" |
| Симметрирование напряжения | —" | —" |
| Снижение потерь в сетях | —" | —" |
| Демпфирование колебаний мощности в системе и субсинхронного резонанса | —" | —" |
| Гашение дуги при ОАПВ в линиях СВН | —" | —" |
| Повышение пропускной способности по условию устойчивости | На 10—30% | На 10—30% |
| Ограничение коммутационных перенапряжений в линиях СВН | До $1,8U_{ном}$ | До $(1,3-1,6) \times U_{ном}$ |
| Ограничение колебаний напряжения | | |
| а) при включении параллельно с нагрузкой | В 2—4 раза | В 1,5 раза |
| б) при включении последовательно с нагрузкой | — | В 10—20 раз |

Области применения статических компенсаторов определяются их функциональными возможностями. Это дальние линии передач, распределительные сети и сети промышленных предприятий.

Принципиально в любой из указанных областей могут применяться устройства как того, так и другого типа. Однако, СТК предпочтительнее применять там, где имеется однотипное оборудование, т.е. силовые тиристорные блоки. Например, СТК целесообразно использовать на преобразовательных подстанциях передач (или вставок) постоянного тока или на заводах с мощными прокатными станами, где имеется обслуживающий персонал соответствующей квалификации.

На открытых подстанциях переменного тока целесообразно устанавливать компенсаторы на

базе УР, эксплуатационное обслуживание которых мало отличается от обслуживания силовых трансформаторов.

Стоимость. При сопоставительных расчетах стоимости двух типов статических компенсаторов необходимо учитывать стоимость всех узлов (элементов), входящих в состав каждого из устройств, и стоимость строительно-монтажных работ. Последнюю составляющую достаточно трудно учесть заранее (до завершения монтажа), поскольку она зависит от географических условий, характера почвы и других факторов, непосредственно связанных с конкретным местом установки. Можно заведомо утверждать, что эта составляющая будет больше для СТК, чем для компенсатора на базе УР, вследствие необходимости строительства обширного отапливаемого помещения для размещения тиристорных блоков. Что касается таких узлов компенсатора, как конденсаторные батареи, электрические фильтры и сетевые трансформаторы, то они являются общими для компенсаторов обоих типов, и разница в их стоимости определяется различием в их количестве (установленной мощности).

В современных СТК на долю ТРГ приходится больше половины стоимости всего компенсатора (табл. 6). Сопоставим в твердой валюте стоимости ТРГ И УР, входящих в состав компенсаторов двух назначений: для сетей промпредприятий и для дальних линий передач.

В табл. 6 представлены стоимостные показатели СТК в целом и отдельных узлов по данным ведущих фирм (в долларах США). Информация по СТК фирм "ASEA-NOKIA" и "ВЭИ-NOKIA" получена в ВЭИ им. В.И.Ленина. Информация по СТК объединенной англо-французской фирмы "GEC-ALSTHOM" получена непосредственно от коммерческого директора этой фирмы (приведены осредненные показатели).

В табл. 6 компенсаторы расположены по возрастающим мощности и классу напряжения. В стоимостных показателях СТК 225 МВ·А, 400 кВ (фирма "GEC-ALSTHOM") учтена стоимость сетевого трансформатора 400 кВ.

Как видно из табл. 6, во всех типах СТК стоимость ТРГ составляет около 60% суммарной стоимости устройства.

Определение стоимости отечественных УР представляет непростую задачу вследствие нестабильности и неконвертируемости рубля.

Для корректности сравнений оценим стоимость УР также (как и ТРГ) в долларах США, положив в основу оценочных расчетов удельную стоимость на международном рынке активных материалов (электротехнической стали и медного провода). О правомерности такого подхода свидетельствует то, что цена стали и медного провода отечественного производства неуклонно приближается к ценам мирового рынка. Будем считать, что в случае экспортных поставок цена УР будет определяться стоимостью его активных материалов $C_{А.М}$ (в СКВ, например, в долларах

США), помноженной на коэффициент $K_C = C_{\text{изд}}/C_{\text{А.М}}$, где $C_{\text{изд}}$ — стоимость готового изделия. Значение коэффициента K_C оценим по отпускной цене двух изделий МНПО "Электрозавод" и соответствующей стоимости их активных материалов (все цены в рублях на первый квартал 1993 г).

Т а б л и ц а 6

| Фирма | | "GEC-ALSTHOM" | "ASEA NO-KIA" | "ВЭИ - NO-KIA" | "GEC-ALSTHOM" |
|----------------------------|--|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Номинальная мощность, МВ·А | | 37 | 120 | 160 | 225 |
| Номинальное напряжение, кВ | | 11 | 33 | 35 | 400 |
| Год изготовления | | 1992 | 1983 | | 1992 |
| Стоимость | Тиристорный блок с системой охлаждения | $\frac{360}{9,7}$ | $\frac{800}{6,7}$ | $\frac{920}{5,8}$ | $\frac{2710}{12,0}$ |
| | Реактор компенсирующий | $\frac{140}{3,8}$ | $\frac{285}{2,4}$ | $\frac{470}{2,9}$ | $\frac{1080}{4,8}$ |
| тыс. | ТРГ | $\frac{500}{13,5}$ | $\frac{1085}{9,0}$ | $\frac{1390}{8,7}$ | $\frac{3790}{16,8}$ |
| долл. | СУЗ | $\frac{70}{1,9}$ | $\frac{130}{1,1}$ | $\frac{150}{0,94}$ | $\frac{540}{2,4}$ |
| США | ТРГ с СУЗ | $\frac{570}{15,4}$ | $\frac{1215}{10,1}$ | $\frac{1540}{9,6}$ | $\frac{4330}{19,2}$ |
| | Конденсаторная батарея | $\frac{210}{5,7}$ | $\frac{320}{2,7}$ | $\frac{700}{4,4}$ | $\frac{1630}{7,2}$ |
| | Реакторы фильтров | — | $\frac{240}{2,0}$ | $\frac{290}{1,8}$ | — |
| | СТК в целом | $\frac{780}{21,1}$ | $\frac{1775}{14,8}$ | $\frac{2530}{15,8}$ | $\frac{5960}{26,5}$ |

Примечание: В числителе указана стоимость узла, в знаменателе — удельная стоимость в долл./кВ·А

Поскольку в УР имеются две обмотки, близкие по массе, для определения коэффициента K_C выбраны двухобмоточные трансформаторы:

1. Электропечной ЭТЦН-32000/35: $K_C = 2,87$.
2. Сетевой ТРДЦН-63000/110: $K_C = 3,17$.

Средний коэффициент $K_C = 3,02$. Однако с учетом тенденции к преобладающему росту оплаты труда, по сравнению с темпами снижения дополнительных расходов на производство (в первую очередь — накладных), для оценочных расчетов стоимости УР выбран коэффициент $K_C = 3,5$, превышающий оба из указанных коэффициентов.

Удельные стоимости активных материалов, принятые в расчете: сталь электротехническая —

$C_{\text{ст}} = 1,5$ долл/кг (по информации Запорожского трансформаторного завода и НИИ трансформаторостроения, г. Запорожье); обмоточный медный провод прямоугольного сечения — $C_{\text{пр}} = 3,0$ долл/кг (по информации завода "Москабель"). Принятые стоимости являются средними на конец 1992 г. — начало 1993 г.

Расчет произведен для УР двух типов:

для трехфазного УР мощностью 20 МВ·А с номинальным напряжением 38,5 кВ (масса провода $G_{\text{пр}} = 6,5$ т; масса активной стали $G_{\text{ст}} = 24,0$ т);

для трехфазной группы из однофазных УР мощностью $3 \times 60 = 180$ МВ·А с номинальным напряжением 525 кВ (масса провода $G_{\text{пр}} = 42$ т; масса стали $G_{\text{ст}} = 198$ т).

С учетом сказанного расчет стоимости УР производился по формуле:

$$C_{\text{изд}} = K_C (C_{\text{пр}} G_{\text{пр}} + C_{\text{ст}} G_{\text{ст}}) = 3,5(3,0G_{\text{пр}} + 1,5G_{\text{ст}}) \quad [\text{тыс. долл. США}].$$

Результаты расчета представлены в табл. 7. Там же даны стоимости ТРГ фирмы "GEC-ALSTHOM" наиболее близких по мощности и классам напряжения выбранным УР, и стоимости соответствующих систем управления и защиты (СУЗ).

На основе закона "степени 3/4" выбранные УР по расходу активных материалов (и, следовательно, стоимости) были перечислены на мощности, соответствующие мощностям СТК, т.е. на 37 и 225 МВ·А.

Как следует из табл. 7, стоимость УР мощностью 37 МВ·А получилась в 1,6 раза, а УР мощностью 225 МВ·А в 2,2 раза меньше стоимости ТРГ соответствующих мощностей.

Есть все основания ожидать, что система управления для УР будет дешевле, чем для ТРГ той же мощности. Однако если даже принять эти стоимости одинаковыми, то и в этом случае УР с СУЗ будут существенно дешевле ТРГ с СУЗ: для выбранных мощностей 37 и 225 МВ·А соответственно в 1,5 и 1,9 раз (табл. 7).

К сказанному следует добавить, что меньшая стоимость строительно-монтажных работ, а возможно, и меньшая установленная мощность фильтров, благодаря меньшей генерации в сеть высших гармоник тока (табл. 4), а также меньшие эксплуатационные расходы являются дополнительным преимуществом компенсаторов на базе УР при экономическом сравнении их с СТК.

Выводы

1. Преимущественная ориентация зарубежной электроэнергетики на тиристорные компенсаторы объясняется, в частности, сложностью и неэкономичностью разработанных за рубежом конструкций управляемых реакторов.

Отечественные управляемые реакторы энергетического назначения по своим технико-экономическим показателям значительно превосходят зарубежные аналоги.

| Вид оборудования | Тиристорные компенсаторы | | | | | | Управляемые реакторы | | | | | | | |
|---------------------------------|--------------------------|-----|------------------------|-------|------|-----------|----------------------|-------|------|----------|-----------------|--------|-----|----------|
| | TCR SVC-37000/11 | | TRS/TSC SVC-225000/400 | | | | РТДУ-20000/35 | | | | РОДЦУ-60000/500 | | | |
| Тип | | | | | | | | | | | | | | |
| Фирма | GEC-ALSTHOM | | GEC-ALSTHOM | | | | ЭНИН, ЦКБ ЭР, МЭЗ | | | | АЭИ, ЗТЗ | | | |
| Номинальная мощность, МВ·А | 37 | | 225 | | | | 20 | | 37 | | 180 | | 225 | |
| Номинальное напряжение, кВ | 11 | | 400 | | | | 38,5 | | 38,5 | | 525 | | 525 | |
| Узел | ТРГ | СУЗ | ТРГ с СУЗ | ТРГ | СУЗ | ТРГ с СУЗ | УР | УР | СУЗ | УР с СУЗ | УР | УР | СУЗ | УР с СУЗ |
| Стоимость, тыс.долл. США | 500 | 70 | 570 | 3790* | 540* | 4330* | 194 | 308** | 70 | 378 | 1480 | 1750** | 540 | 2290 |
| Удельная стоимость, долл/(кВ·А) | 13,5 | 1,9 | 15,4 | 16,8 | 2,4 | 19,2 | 9,7 | 8,3 | 1,9 | 10,2 | 8,2 | 7,8 | 2,4 | 10,2 |

* Учтена стоимость сетевого трансформатора 400 кВ.

** Рассчитано по базовым реакторам 20 и 180 МВ·А.

2. Тиристорные устройства превосходят управляемые реакторы по быстродействию регулирующего звена. Однако при работе в сети (с учетом ее сопротивления) быстродействие сопоставляемых устройств примерно одинаково, а благодаря эффекту взаимной индукции между обмотками, УР быстрее, чем ТРГ, реагирует на перенапряжения и колебания нагрузки.

Сопоставляемые устройства имеют близкие по значению потери.

По всем остальным показателям (табл. 4) УР заметно превосходят ТРГ.

3. Оба типа устройств одинаково успешно решают большинство энергетических задач. Управляемые реакторы эффективнее ограничивают коммутационные перенапряжения в линиях СВН, а СТК несколько лучше стабилизируют напряжение на шинах, при включении компенсаторов параллельно резко переменной нагрузке. Однако для электромагнитной развязки "спокойной" и резко переменной нагрузок значительно эффективнее оказывается двоярный УР последовательного включения. Тиристорные устройства предпочтительно применять там, где имеется однотипное оборудование: преобразовательные подстанции, тиристорный электропривод и т.п.

4. Экономическое сопоставление в твердой валюте показало, что УР в 1,5-2 раза дешевле ТРГ той же мощности и близкого класса напряжения.

Компенсаторы на базе УР требуют меньшего количества фильтров, существенно меньше стоимость их строительно-монтажных работ, что является дополнительным преимуществом устройств этого типа при экономическом сопоставлении с СТК.

5. По технико-экономическим, эксплуатационным и функциональным показателям компенсаторы на основе управляемых реакторов являются перспективным видом энергетического оборудования с высокой степенью конкурентоспособности на мировом рынке.

Список литературы

1. Fisher F, Friedlander E. D.C. Controlled 100 MV·A reactor//GEC Journal, 1955. Vol. 22. № 2.
2. Kramer W. Drehstromtransformator mit regelbarem Magnetisierungsstrom // ETZ-A. 1959. H. 14.
3. George Y. L'application des compensateurs statiques aux complexes de laminoirs et aux reseaux de transport THT// Congress Electrotechnique Mondial. 1977. Rap. 2-47. Moscou.
4. Thanawal H. Static var compensators for transmission systems// GEC Review. 1985. Vol. 1. № 2.

5. ГОСТ 18624-73. Реакторы электрические. Термины и определения. М.: Стандартгиз, 1973.

6. Osborn D. Factors for planning a Static VAR System// Elect. Power Systems Research. 1989. № 17.

7. Статические компенсаторы реактивной мощности в электрических системах/ Под ред. И.И.Карташова. М.: Энергоатомиздат, 1990.

8. Сорокин В.М. Высшие гармоники, вносимые в электрические сети статическими компенсаторами// Электрические станции. 1990. № 9.

9. Брящев А.М. Подмагничиваемые ферромагнитные устройства с предельным насыщением участков магнитной системы // Электричество. 1986. № 2.

10. Кочкин В.И. Построение схем статических компенсаторов// Изв. АН ССР. Сер. Энергетика и транспорт. 1984. № 5.

11. Дорофеев В.Т. Статические тиристорные компенсаторы для районной подстанции// Энергетическое строительство. 1990. № 8.

12. Крюков А.А., Либкинд М.С., Сорокин В.М. Управляемая поперечная компенсация электропередачи переменного тока М.: Энергоатомиздат, 1981.

13. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности/ Под ред. Р.М.Матура. М.: Энергоатомиздат, 1987.

14. Глубокое ограничение внутренних перенапряжений с помощью управляемых ферромагнитных реакторов/ Г.А.Евдокунин, В.В.Нематаев, Э.А.Сеппинг, Я.Я.Ярвик. //Электротехника. 1991. № 2.

15. Устройство для ограничения колебаний напряжения в электрических сетях// Влияние электроустановок высокого напряжения на окружающую среду (СИГРЭ-82)/ Под ред. Ю.П.Шкарина. М.: Энергоатомиздат, 1983.

Поступила 24.06.93

НИЗКОВОЛЬТНАЯ АППАРАТУРА

УДК 621.318.001.24

ТРЕХФАЗНОЕ АДАПТИВНОЕ РЕЛЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Ю.Я.ЛЯМЕЦ, В.А.ИЛЬИН, кандидаты техн.наук

Адаптивный дистанционный принцип защиты и автоматики линий электропередачи, представление о котором дано в [1, 2], сводится к двум основным положениям. Первое говорит о том, что для определения места повреждения линии необходимо ввести в рассмотрение целевую функцию расстояния, заведомо достигающую минимального или, может быть, нулевого уровня именно в месте повреждения; при этом зону повреждения укажут разные знаки, принимаемые целевой функцией на границах зоны. Второе же положение заключается в придании дистанционным органам способности автоматически настраиваться на существовавший до аварии нагрузочный режим. Адаптивный дистанционный принцип предполагает опору на максимально широкую информационную базу: целевые функции строятся с привлечением всей имеющейся априорной и текущей информации, в том числе о нагрузочном режиме и о симметричных составляющих обратной и нулевой последовательности.

Инструментом реализации адаптивного дистанционного принципа явился метод дистанционных критериев, систематизирующий выбор целевых функций и придающий им форму реактивных параметров предполагаемого повреждения. Его можно интерпретировать как метод синтеза алгоритмов адаптивных реле сопротивления. Анализ характеристик таких реле на традиционной для релейной защиты плоскости \underline{Z} представляет собой самостоятельную задачу, при решении которой важную роль играют годографы сопротивления \underline{Z} на зажимах реле, соответствующие замыканиям в различных точках линии. В [1] прослежен путь, ведущий от годогра-

фов к характеристикам адаптивных реле и, как следующий шаг, — к дистанционным критериям. В [2], наоборот, объектом анализа явились сами дистанционные критерии, а годографы замыканий привлекались для исследования селективности и точности адаптивного реле при междофазных замыканиях. В статье подобный подход будет максимально обобщен и применен к замыканиям на землю.

Схемные модели и прямые дистанционные критерии. Пусть x — координата линии, отсчитываемая от ее начала — места наблюдения $x = 0$. В то же время x будет обозначать место предполагаемого повреждения линии. В дальнейшем придется отличать понятие о предполагаемом повреждении от понятия о заданном или искомом повреждении. Координату последнего будем обозначать x_f , а ее оценку — \hat{x}_f .

Метод дистанционных критериев заключается в выборе целевой функции $\sigma(x)$, задании алгоритма ее расчета и определении оценки \hat{x}_f как корня уравнения:

$$\sigma(x_f) = 0; \quad 0 \leq x_f \leq l, \quad (1)$$

где l — контролируемая длина линии [1-4].

Метод в полной мере реализует возможности адаптивного дистанционного принципа контроля состояния линии электропередачи: при достаточной априорной информации, когда известны пассивные параметры ненаблюдаемой системы, метод свободен от собственной погрешности. Но из этого не вытекает, что он абсолютно селективен, если таковым не является и сам дистан-

ционный принцип. Математический аспект проблемы селективности сводится к определению числа корней уравнения (1). Если решение \hat{x}_f единственно, то метод селективен. Наличие же двух корней \hat{x}_{f1} и \hat{x}_{f2} означает ослабление селективности и вызывает необходимость в дальнейшем анализе.

Определение места повреждения — общая задача, решаемая методом дистанционных критериев, который, таким образом, задает общий алгоритм функционирования адаптивного реле сопротивления. Подчиненная задача — выявление зоны повреждения $x_f=0 \div l_1$, $l_1 < l$, что задает частный алгоритм действия такого реле. Если связать ее решение с уравнением (1), проверив неравенства $\hat{x}_f < l_1$ или $\hat{x}_{f1} < l_1$, $\hat{x}_{f2} < l_1$ при двух корнях, то неселективность определения места повреждения не обязательно приведет к неселективности выявления зоны повреждения. Но существует и более простой признак поврежденной зоны [1, 2]:

$$\text{sign } \sigma(0) \neq \text{sign } \sigma(l_1), \quad (2)$$

который обнаруживается при единственном корне уравнения (1), но не имеет места при двух корнях (рис. 1).

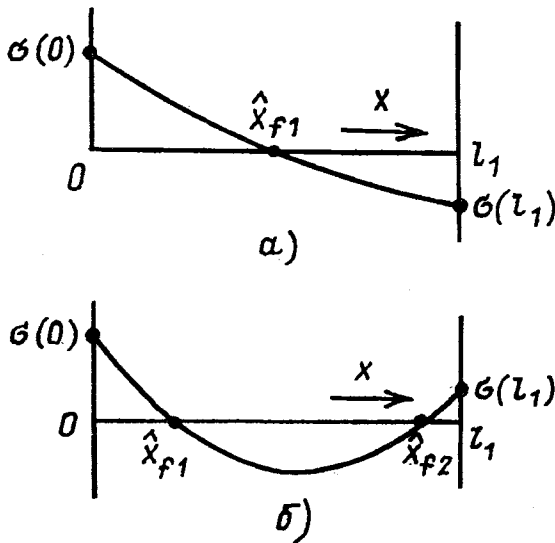


Рис. 1. Ход целевой функции при единственном (а) и неоднозначном (б) решениях уравнения дистанционного критерия

Пусть $\underline{U}(x)$ — напряжение в произвольном месте схемной модели линии; напряжения и токи в модели предполагаемого повреждения будем снабжать индексом f , при этом $\underline{U}_f = \underline{U}(x)$;

$\underline{I}_f = \underline{I}_f(x)$ — поперечный ток (табл. 1, рис. 2). Исключение сделаем для переходного сопротивления, обозначив его в месте предполагаемого повреждения без индекса и только в месте искомого повреждения — как R_f .

Целевая функция выбирается с таким расчетом, чтобы она непременно принимала нулевое

значение в искомом месте повреждения. Резистивный характер повреждения дает основание утверждать, что вне зависимости от вида замыкания реактивная мощность самим повреждением не потребляется, и в месте x_f

$$Q_\Sigma(x_f) = \sum_{v=A,B,C} \text{Im} \left[\underline{U}_v(x_f) I_{vf}(x_f)^* \right] = 0. \quad (3)$$

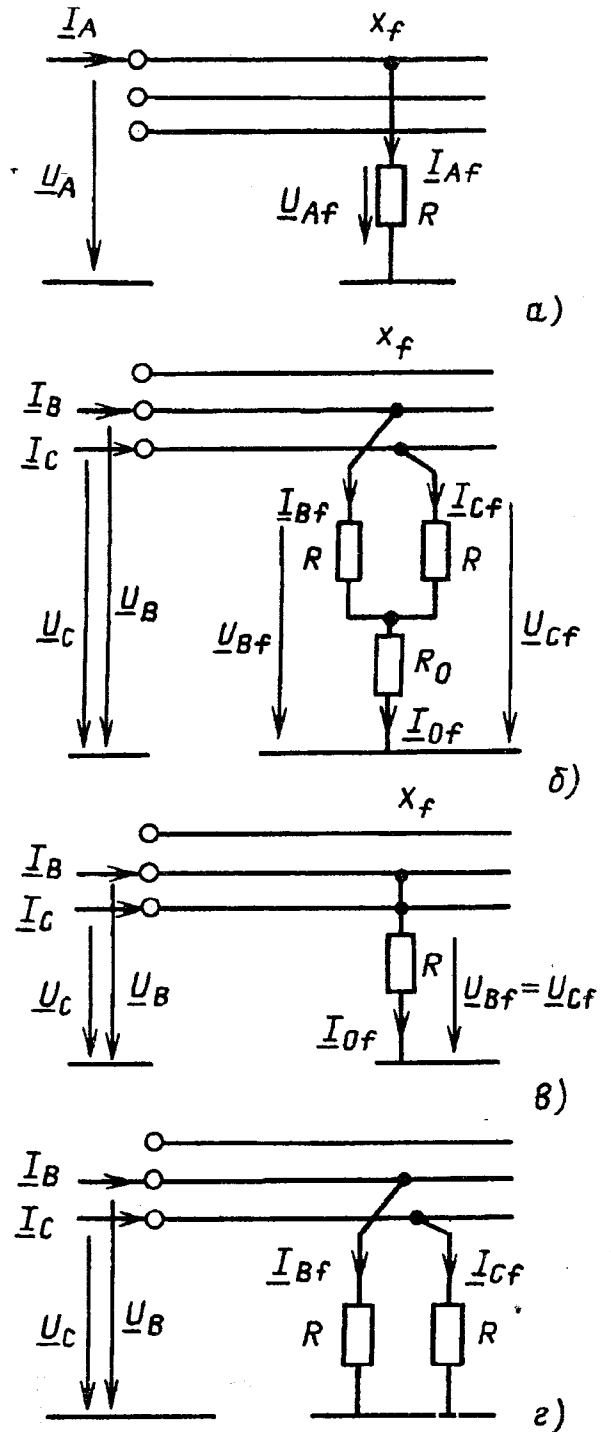
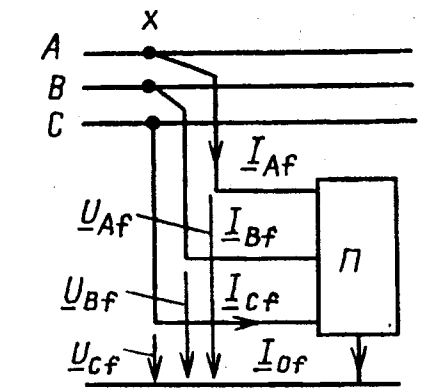
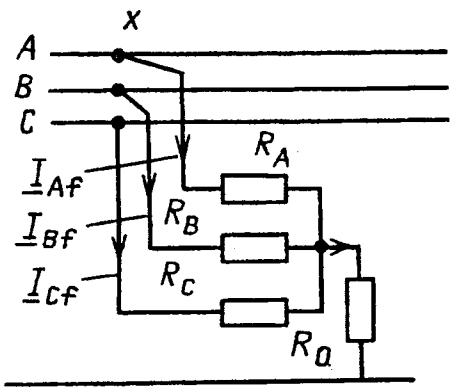
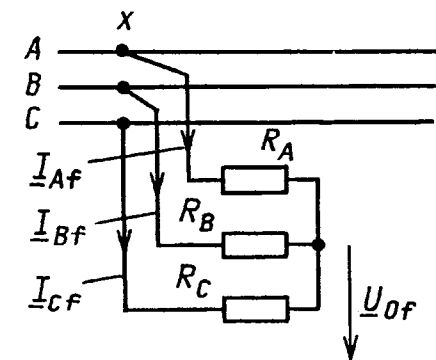


Рис. 2. Схемные модели замыканий на землю: а — однофазного; б, в, г — двухфазного

Сопоставляя (1) и (3), приходим к выводу, что независимо от принятой модели повреждения (табл. 1, строка 1) имеется возможность ввести трехфазную целевую функцию в виде реактивной

Трехфазные целевые функции

| № | Схемная модель | Целевая функция |
|---|---|---|
| 1 |  | $\sigma(x) = Q_A(x) + Q_B(x) + Q_C(x)$ $\sigma(x) = \varepsilon^T(x)\varepsilon(x)$ $\varepsilon(x) = D(x)\hat{r}(x) - b(x)$ $D(x)r(x) = b(x)$ |
| 2 |  | $D = \begin{bmatrix} I_{Af} & I_{Af} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{Bf} & I_{Bf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_{Cf} & I_{Cf} \\ 3I_{0f} & 3I_{0f} & 3I_{0f} & 3I_{0f} & 3I_{0f} & 3I_{0f} \end{bmatrix}^T$ $r = [R_A, R_B, R_C, R_0]^T$ $b = [U_{Af}, U_{Af}, U_{Bf}, U_{Bf}, U_{Cf}, U_{Cf}]^T$ $\underline{I}_v = I_{vr} + jI_{vi}, \quad \underline{U}_v = U_{vr} + jU_{vi}$ |
| 3 |  | $I_0 = 0, \quad \underline{U}_0 = (1/3)(\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C)$ $\underline{U}'_v = \underline{U}_v - \underline{U}_0$ $r = [R_A, R_B, R_C]^T$ $b = [U'_{Af}, U'_{Af}, U'_{Bf}, U'_{Bf}, U'_{Cf}, U'_{Cf}]^T$ |

мощности, потребляемой этой моделью,

$$\sigma(x) = Q_{\Sigma}(x) = \sum_{v=A,B,C} \operatorname{Im} \left[\underline{U}_v(x) I_{vf}^*(x) \right]. \quad (4)$$

Менее очевидна целевая функция в виде функционала невязки [4], неотделимая от схемной модели повреждения (табл. 1, строки 2 и 3). Целевые функции и критерии, требующие определения токов $I_f(x)$ в месте предполагаемого по-

вреждения, в соответствии с классификацией, принятой в [1-3], будем называть прямыми. Прямые критерии свободны от методической погрешности, что понимается в следующем смысле: если принята схемная модель адекватна реальному объекту, то среди корней уравнения (1) или (3), определенных без инструментальной погрешности, встретится и точная оценка координаты повреждения.

Предварив поиск места или зоны повреждения выявлением поврежденных фаз, можно упростить общие целевые функции табл. 1 применительно к одно- и двухфазным замыканиям (рис. 2). Ограничимся далее рассмотрением целевой функции типа реактивной мощности предполагаемого повреждения при особой фазе А.

Однофазная целевая функция

$$\sigma_A(x) = \text{Im} \left[\underline{U}_A(x) I_{Af}^*(x) \right] \quad (5)$$

и соответствующий однофазный критерий

$$\text{Im} \left[\underline{U}_A(x_f) I_{Af}^*(x_f) \right] = 0 \quad (6)$$

выявляют замыкание в фазе А, а двухфазная целевая функция

$$\sigma_{BC}(x) = \text{Im} \left[\underline{U}_B(x) I_{Bf}^*(x) + \underline{U}_C(x) I_{Cf}^*(x) \right] \quad (7)$$

и двухфазный критерий

$$\text{Im} \left[\underline{U}_B(x_f) I_{Bf}^*(x_f) + \underline{U}_C(x_f) I_{Cf}^*(x_f) \right] = 0 \quad (8)$$

имеет отношение к замыканию фаз В и С.

Для двухфазного замыкания на землю наряду с общей целевой функцией (7) можно ввести частные функции, основывающиеся на предположении о симметричном характере повреждения фаз В и С (рис. 2, б). Модель повреждения описывается при этом уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_B(x_f) &= R_{ii} \underline{I}_{Bf}(x_f) + R_{ij} \underline{I}_{Cf}(x_f); \\ \underline{U}_C(x_f) &= R_{ij} \underline{I}_{Bf}(x_f) + R_{ii} \underline{I}_{Cf}(x_f), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $R_{ii} = R + R_0$ и $R_{ij} = R_0$ — собственное и взаимное сопротивления.

В иной форме

$$\begin{aligned} \underline{U}_{BC}(x_f) &= \underline{U}_B(x_f) - \underline{U}_C(x_f) = \\ &= R(\underline{I}_{Bf}(x_f) - \underline{I}_{Cf}(x_f)); \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \underline{U}_B(x_f) + \underline{U}_C(x_f) &= \\ &= (R + 2R_0)(\underline{I}_{Bf}(x_f) + \underline{I}_{Cf}(x_f)). \end{aligned} \quad (11)$$

Представим каждую величину в виде двух составляющих

$$\underline{U} = \underline{U}' + \underline{U}_0; \quad \underline{I} = \underline{I}' + \underline{I}_0; \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \underline{U}_0 &= (1/3)(\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C); \\ \underline{I}_0 &= (1/3)(\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C), \end{aligned} \quad (13)$$

где $\underline{U}_0, \underline{I}_0$ — составляющие нулевой последовательности (средние значения); $\underline{U}', \underline{I}'$ — безнулевые (центрированные) величины.

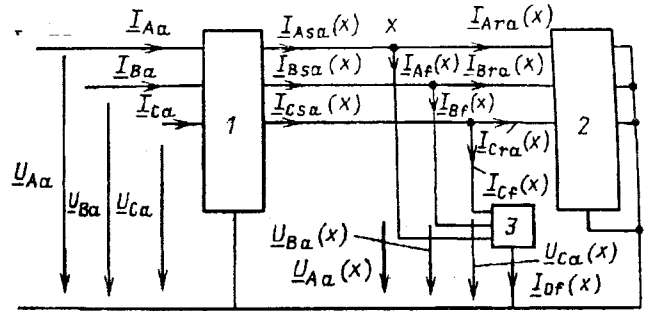


Рис. 3. Схемная модель для расчета целевой функции:

1, 2 — известные модели двух частей электропередачи, разделенных координатой x; 3 — активный многополюсник с неизвестной моделью

С учетом (12), (13) соотношения (10), (11) модифицируются

$$\underline{U}_{BC}(x_f) = R(\underline{I}'_{Bf}(x_f) - \underline{I}'_{Cf}(x_f)); \quad (14)$$

$$\underline{U}_B(x_f) + \underline{U}_C(x_f) = 3(R + 2R_0)\underline{I}'_{0f}(x_f). \quad (15)$$

Подобные выражения с вещественным коэффициентом пропорциональности между напряжениями и токами места повреждения могут быть переписаны в виде дистанционных критериев. Так, из (14) вытекает критерий, и соответствующая целевая функция

$$\text{Im} \left[\underline{U}_{BC}(x_f) \left(\underline{I}'_{Bf}(x_f) - \underline{I}'_{Cf}(x_f) \right) \right] = 0; \quad (16)$$

$$\sigma_{BC}(x) = \text{Im} \left[\underline{U}_{BC}(x) \left(\underline{I}'_{Bf}(x) - \underline{I}'_{Cf}(x) \right) \right], \quad (17)$$

а из (15)

$$\text{Im} \left[(\underline{U}_B(x_f) + \underline{U}_C(x_f)) \underline{I}'_{0f}(x_f) \right] = 0; \quad (18)$$

$$\sigma_{BC}(x) = \text{Im} \left[(\underline{U}_B(x) + \underline{U}_C(x)) \underline{I}'_{0f}(x) \right]. \quad (19)$$

Формирование целевых функций. Пусть

$\underline{U}_v = \underline{U}_v(0)$, $\underline{I}_v = \underline{I}_v(0)$ и $\underline{U}_{vн} = \underline{U}_{vн}(0)$, $\underline{I}_{vн} = \underline{I}_{vн}(0)$ — напряжения и токи, измеренные в аварийном и, соответственно, в нагрузочном (доаварийном) режиме,

$$\underline{U}_{va} = \underline{U}_v(0) - \underline{U}_{vн}; \quad \underline{I}_{va} = \underline{I}_v(0) - \underline{I}_{vн} \quad (20)$$

- аварийные составляющие измеряемых величин. Предположим, что все параметры электропередачи, необходимые для составления схемной модели как до, так и после произвольной точки x

(рис. 3), известны. Параметры системы в месте установки реле к расчету целевой функции отношения не имеют и в расчетную схему рис. 3 не входят. Схема составлена для аварийных составляющих электрических величин, поэтому ее выход закорочен. Расчет целевой функции состоит из нескольких этапов. На первом этапе величины \underline{U}_{va} , \underline{I}_{va} преобразуются с использованием модели 1 в величины $\underline{U}_{va}(x)$, $\underline{I}_{va}(x)$; на втором этапе по напряжениям $\underline{U}_{va}(x)$ и входным сопротивлениям модели 2 определяются токи $\underline{I}_{va}(x)$, на третьем — токи $\underline{I}_{vf}(x)$, на четвертом — величины \underline{U}_{vn} , \underline{I}_{vn} преобразуются в напряжения $\underline{U}_{vn}(x)$, на пятом определяются полные напряжения $\underline{U}_v(x) = \underline{U}_{vn}(x) + \underline{U}_{va}(x)$ и на завершающем шестом этапе рассчитывается реактивная мощность предполагаемого повреждения (4) или, как вариант, (5), (7).

Анализ характеристик дистанционных критериев требует введения в рассмотрение помимо аргумента x еще, как минимум, двух аргументов — x_f и R_f , и, как следствие, более сложного, чем этого требует алгоритм, обозначения расчетных величин. Так, $\underline{U}(x, x_f, R_f)$ обозначает напряжение в месте с координатой x при реальном замыкании в месте x_f через сопротивление R_f . При этом напряжение в начале линии $\underline{U}_v = \underline{U}_v(0, x_f, R_f)$. За целевой функцией как составной частью алгоритма реле сопротивления стоят определенные операции над измеренными величинами, выполняемые для разных значений x . Следовательно, сам алгоритм наделяет целевую функцию зависимостью только от этого параметра. Но при теоретическом или экспериментальном исследовании характеристик реле представляет интерес зависимость целевой функции еще и от параметров x_f и R_f исследуемой модели, тогда $\sigma = \sigma(0, x_f, R_f)$.

Напряжение, ток и сопротивление на зажимах реле будем указывать без специальных индексов и с полным или сокращенным набором аргументов

$$\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{U}(0) = \underline{U}(0, x_f, R_f); \\ \underline{I} &= \underline{I}(0) = \underline{I}(0, x_f, R_f); \\ \underline{Z} &= \underline{U}/\underline{I} = \underline{Z}(x_f) = \underline{Z}(x_f, R_f) \end{aligned} \quad (21)$$

в нагрузочном режиме $\underline{U}_н$, $\underline{I}_н$, $\underline{Z}_н = \underline{U}_н/\underline{I}_н$. Важен также режим КЗ (металлического), величины которого условимся снабжать индексом к: на зажимах реле

$$\begin{aligned} \underline{U}_к &= \underline{U}_к(0, x_f) = \underline{U}(0, x_f, 0); \\ \underline{I}_к &= \underline{I}_к(0, x_f) = \underline{I}(0, x_f, 0); \\ \underline{Z}_к &= \underline{Z}_к(x_f) = \underline{Z}(x_f, 0) = \underline{U}_к/\underline{I}_к. \end{aligned} \quad (22)$$

Таким образом, аргумент x_f в любом случае указывает на зависимость величины от события, происшедшего в соответствующем месте, хотя и не обязательно на принадлежность величины этому месту, для чего предназначен индекс f у самой величины.

Селективность прямых критериев. Наглядным инструментом анализа свойств однофазного адаптивного реле сопротивления при междуфазных замыканиях явились годографы сопротивления на зажимах реле при замыканиях в различных местах линии [1, 2]. Но с трехфазными реле дело обстоит сложнее, так как в них задействованы несколько напряжений и несколько токов, в то время как для перехода к параметру \underline{Z} , необходимо ограничиться одним напряжением и одним током. Остается менее наглядный, но зато более общий путь исследования селективности многофазных реле — анализ хода целевых функций или хотя бы их граничных значений в контролируемой зоне. Если принять в качестве условия селективности единственность решения уравнения (1), то достаточно рассмотреть зависимости $\sigma(0) = \sigma(0, x_f, R_f)$ и $\sigma(l) = \sigma(l, x_f, R_f)$.

Приводимые далее результаты относятся к конкретной электропередаче, схемная модель которой (рис. 4) использовалась в вычислительных экспериментах. Отдельные ее параметры входят и в алгоритм расчета целевых функций. Это вне зависимости от типа применяемого критерия — первичные параметры линий прямой и нулевой

последовательности \underline{Z}^0 , \underline{Y}^0 , \underline{Z}_0^0 , \underline{Y}_0^0 . Для прямых критериев необходимо еще задать оценки параметров

наблюдаемой системы \underline{Z}_r , \underline{Z}_{r0} . Для косвенных критериев они не понадобятся. В алгоритме вообще не используются параметры левой

системы \underline{E}_s , \underline{Z}_s , \underline{Z}_{s0} .

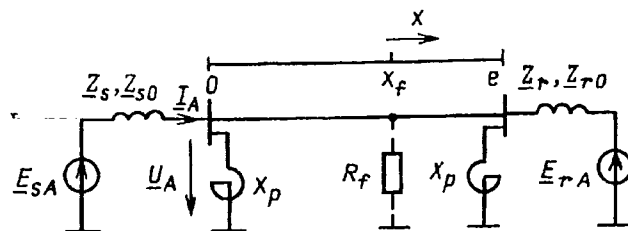


Рис. 4. Схемная модель электропередачи как источник наблюдаемых величин в вычислительном эксперименте:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_s &= j92,96 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_{s0} = j64,48 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_r = j30,69 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_{r0} = j12,83 \text{ Ом}; \\ x_p &= 1530 \text{ Ом}; \quad \underline{E}_r = 500 \angle 0; \quad \underline{E}_s = 500 \angle \delta \end{aligned}$$

Поведение целевых функций определяется двумя основными факторами — переходным сопротивлением и направлением передачи мощности в нагрузочном режиме. На рис. 5 и 6 приведены результаты, относящиеся к обратной передаче, так как в режиме прямой передачи значение $\sigma(0)$ вплоть до $R_f = 100$ Ом сохраняет положительный знак при любом x_f . Как видно из рис. 5, при однофазном замыкании нарушение селективности отмечается уже при $R_f = 30$ Ом, но только при весьма удаленных замыканиях ($x_f > 375$ км). С увеличением значений R_f зона неселективного действия расширяется: при $R_f = 60$ Ом это $x_f > 320$ км, а при $R_f = 100$ Ом — уже $x_f > 240$ км. В режиме двухфазного замыкания проблема селективности обостряется (рис. 6): значение целевой функции $\sigma(0)$ изменяет свой знак в более протяженной зоне, но это явление заметно только при больших значениях R_f : при $R_f = 60$ Ом имеем нарушение селективности в зоне $x_f > 260$ км, а при $R_f = 100$ Ом — в зоне $x_f > 170$ км.

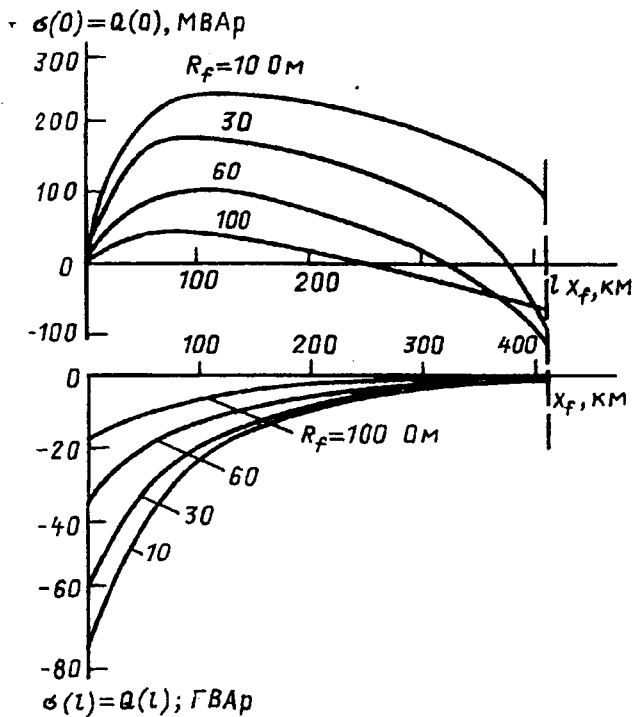


Рис. 5. Зависимость граничных значений трехфазной целевой функции от координаты места повреждения при однофазном замыкании при $\delta = -60^\circ$

Косвенные критерии. Возможность применения прямых критериев ограничена необходимостью задавать сопротивления Z_r , Z_{r0} . Косвенные критерии сокращают не только потребность в априорной информации, но и число операций, правда, ценой допущения методической погрешности. Прямые и косвенные целевые функции опираются на одни и те же напряжения $\underline{U}(x)$. Различаются же они опорными токами. В прямые целевые функции входят расчетные токи

предполагаемого повреждения $\underline{I}_{vf}(x)$, в косвенные — аварийные или симметричные составляющие измеренных токов. Симметричные составляющие обратной и нулевой последовательности \underline{I}_{v2} и \underline{I}_0 рассматриваются при этом как слагаемые аварийной составляющей

$$\underline{I}_{va} = \underline{I}'_{va} + \underline{I}_0 = \underline{I}_{va1} + \underline{I}_{v2} + \underline{I}_0. \quad (23)$$

В свою очередь, ток прямой последовательности состоит из собственной аварийной составляющей и тока нагрузки

$$\underline{I}_{v1} = \underline{I}_{v1a} + \underline{I}_{vH}.$$

То же и безнулевой ток

$$\underline{I}'_v = \underline{I}'_{va} + \underline{I}_{vH} = \underline{I}_{v1a} + \underline{I}_{v2} + \underline{I}_{vH}. \quad (24)$$

Соотношения (23) и (24) отнюдь не означают информационной близости аварийной и симметричных составляющих. Первая связана сразу с двумя режимами, возникает в момент смены режимов и не способна изменяться плавно, вызывая поэтому только срабатывание или только возврат реле. Симметричные же составляющие принадлежат текущему режиму и получают подтверждение на любом отрезке его наблюдения, приводя как к срабатыванию, так и к возврату реле. Отсюда следует, что косвенные критерии на базе аварийных составляющих и на базе симметричных составляющих дополняют, но не взаимозаменяют друг друга.

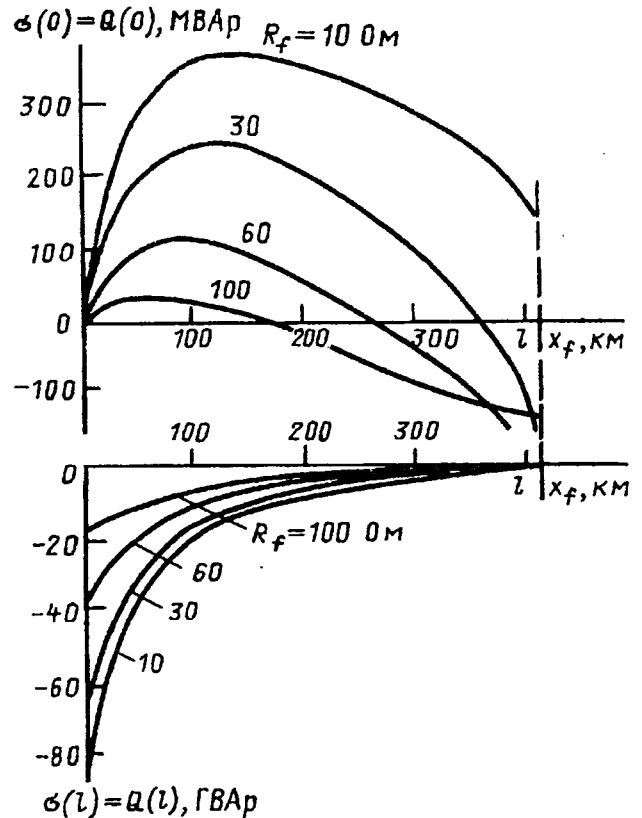


Рис. 6. Граничные значения трехфазной целевой функции при двухфазном замыкании (модель рис. 2,2) при $\delta = -60^\circ$

Переход от прямых критериев к косвенным совершается на основе граничных условий, возникающих в месте предполагаемого повреждения. Алгоритмические и информационные различия аварийной и симметричных составляющих при этом не играют никакой роли, так как источники и той, и других действуют из места повреждения в пассивной цепи. Граничные условия устанавливают определенные связи между составляющими \underline{I}'_{vf} , \underline{I}_{v2f} , \underline{I}_{of} , которые переходят в аналогичные, но приближенные соотношения между составляющими измеренных токов \underline{I}_{va} , \underline{I}_{v2} , \underline{I}_o . При этом предполагается, что коэффициенты передачи различных составляющих из места повреждения в начало линии

$$\begin{aligned} \underline{K}(x) &= k(x) \exp j\varphi(x) = \underline{I}'_{va} / \underline{I}'_{vf}(x) = \\ &= \underline{I}_{v2} / \underline{I}_{v2f}(x) = \underline{I}_{va} / \underline{I}_{v1f}(x); \end{aligned} \quad (25)$$

$$\underline{K}_o(x) = k_o(x) \exp j\varphi_o(x) = \underline{I}_o / \underline{I}_{of}(x) \quad (26)$$

близки к вещественным, как это имеет место в линии без потерь и с двусторонним питанием:

$$\begin{aligned} \varphi(x) &\rightarrow 0; \quad \varphi_o(x) \rightarrow 0; \quad \underline{K}(x) \rightarrow k(x); \\ \underline{K}_o(x) &\rightarrow k_o(x). \end{aligned} \quad (27)$$

Очевидно, что вносимая этим допущением погрешность прямо связана со значением параметра R^o , но не имеет непосредственной связи с переходными сопротивлениями: при $R^o = 0$ (27) справедливо независимо от значения R_f .

Однофазные критерии. Косвенный критерий получается из прямого критерия (6) заменой подлежащего расчету тока предполагаемого повреждения $\underline{I}_{Af}(x_f)$ неизменной величиной — опорным током $\underline{I}_{оп}$

$$\operatorname{Im} \left[\underline{U}_A(x_f) I_{оп}^* \right] = 0, \quad (28)$$

что возможно, если они достаточно близки по фазе, т.е. отношение токов $\underline{I}_{оп}$ и $\underline{I}_{Af}(x_f)$ представляет собой функцию, близкую к вещественной

$$\left. \begin{aligned} \underline{K}_{оп}(x) &= k_{оп}(x) \exp j\varphi_{оп}(x) = \underline{I}_{оп} / \underline{I}_{Af}(x); \\ \varphi_{оп}(x) &\rightarrow 0, \quad \underline{K}_{оп}(x) \rightarrow k_{оп}(x). \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Критерию (28) соответствует целевая функция

$$\sigma_A(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_A(x) I_{оп}^* \right]. \quad (30)$$

Граничные условия в месте несимметрии (рис. 2, а)

$$\left. \begin{aligned} \underline{I}_{Bf} &= \underline{I}'_{Bf} + \underline{I}_o = \underline{I}_{B1f} + \underline{I}_{B2f} + \underline{I}_o = 0; \\ \underline{I}_{Cf} &= \underline{I}'_{Cf} + \underline{I}_o = \underline{I}_{C1f} + \underline{I}_{C2f} + \underline{I}_o = 0 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

переходят в соотношения между током поврежденной фазы и различными его составляющими

$$\underline{I}_{A2f} = \underline{I}_{of} = \underline{I}'_{Af} / 2 = \underline{I}_{Af} / 3, \quad (32)$$

что согласно (25)-(27), (29) дает основание принять в качестве опорного тока $\underline{I}_{оп}$ любую из трех составляющих \underline{I}'_{Aa} , \underline{I}_o или \underline{I}_{A2} измеряемого тока \underline{I}_A (табл. 2). Как видим, обоснования целевых функций

$$\sigma_A(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_A(x) I'_{Aa}^* \right], \quad (33)$$

с одной стороны, и

$$\sigma_A(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_A(x) I_o^* \right]; \quad (34)$$

$$\sigma_A(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_A(x) I_{A2}^* \right], \quad (35)$$

с другой, адекватны. Но алгоритмы формирования входящих в них опорных токов принципиально различаются. В первом случае необходим фильтр аварийной составляющей, реализующий алгоритм $\underline{I}_a = \underline{I} - \hat{\underline{I}}_n$, где $\hat{\underline{I}}_n$ — экстраполированный ток доаварийного режима, а во втором — датчик тока нулевой последовательности или фильтр тока обратной последовательности.

Двухфазные критерии. Двухфазное замыкание на землю характеризуется единственным граничным условием

$$\underline{I}_{Af} = \underline{I}_{Af} + \underline{I}_{of} = \underline{I}_{A1f} + \underline{I}_{A2f} + \underline{I}_{of} = 0, \quad (36)$$

что не дает такой полной взаимосвязи между составляющими, как (31). Отсутствие непосредственного соотношения между составляющими \underline{I}'_{vf} , \underline{I}_{of} , \underline{I}_{v2f} и током \underline{I}_{vf} не позволяет сделать беспрепятственный переход от прямого критерия (8) к косвенным. Необходимо принять некоторые допущения и рассмотреть в отдельности критерии на базе аварийных составляющих и на базе симметричных составляющих.

1. *Критерии с аварийными составляющими.* Примем допущение о симметричном характере повреждения фаз В и С, как это принято на рис. 2, б, в, г и отражено уравнениями (9). С другой стороны, в симметричной линии без потерь и с двусторонним питанием уравнениями подобной же структуры связаны аварийные

Опорные напряжения и токи косвенной целевой функции

$$\left. \begin{aligned} \underline{I}_{Bf}(x_f) &= k_{ii} \underline{I}_{Ba} + k_{ij} \underline{I}_{Ca}, \\ \underline{I}_{Cf}(x_f) &= k_{ij} \underline{I}_{Ba} + k_{ii} \underline{I}_{Ca}, \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

где k_{ii} и k_{ij} — собственный и взаимный коэффициенты.

Подставляя (37) в (9), имеем

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_B(x_f) &= \rho_{ii} \underline{I}_{Ba} + \rho_{ij} \underline{I}_{Ca}, \\ \underline{U}_C(x_f) &= \rho_{ij} \underline{I}_{Ba} + \rho_{ii} \underline{I}_{Ca}, \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

где ρ_{ii} и ρ_{ij} — коэффициенты, выражающиеся через R_{ij} , R_{ij} , k_{ii} , k_{ij} .

Из (38) следует

$$\begin{aligned} \underline{U}_B(x_f) \underline{I}_{Ba}^* + \underline{U}_C(x_f) \underline{I}_{Ca}^* &= \rho_{ii} (I_{Ba}^2 + I_{Ca}^2) + \\ &+ 2\rho_{ij} \operatorname{Re} \left(\underline{I}_{Ba}^* \underline{I}_{Ca} \right), \end{aligned}$$

что позволяет составить косвенный критерий

$$\operatorname{Im} \left[\underline{U}_B(x_f) \underline{I}_{Ba}^* + \underline{U}_C(x_f) \underline{I}_{Ca}^* \right] = 0 \quad (39)$$

и соответствующую целевую функцию

$$\sigma_{BC} = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_B(x) \underline{I}_{Ba}^* + \underline{U}_C(x) \underline{I}_{Ca}^* \right]. \quad (40)$$

Еще один косвенный критерий с аварийными токами, хорошо приспособленный к схемной модели рис. 2,б с малыми сопротивлениями R , и особенно — к модели рис.2,в, вытекает из прямого критерия (16). Из соотношений (25), (27) следует:

$$\underline{I}_{Ba} - \underline{I}_{Ca} = k(\underline{I}'_{Bf} - \underline{I}'_{Cf}) = k(\underline{I}_{Bf} - \underline{I}_{Cf}),$$

что преобразует (16) в

$$\operatorname{Im} \left[\underline{U}_{BC}(x) \left(\underline{I}_{Ba}^* - \underline{I}_{Ca}^* \right) \right] = 0 \quad (41)$$

и приводит к целевой функции

$$\sigma_{BC}(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_{BC}(x) \left(\underline{I}_{Ba}^* - \underline{I}_{Ca}^* \right) \right]. \quad (42)$$

Разность аварийных слагающих играет в (41), (42) роль опорного тока $\underline{I}_{оп}$ (табл. 2).

$\sigma(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_f(x) \underline{I}_{оп}^* \right]$ при различных видах КЗ с особой фазой A

| Вид КЗ | $\underline{U}_f(x)$ | $\underline{I}_{оп}$ |
|-------------|---|---|
| $K^{(1)}$ | $\underline{U}_A(x)$ | \underline{I}'_{Aa} |
| | | \underline{I}_o |
| | | \underline{I}_{A2} |
| $K^{(1,1)}$ | $\underline{U}_{BC}(x) = \underline{U}_B(x) - \underline{U}_C(x)$ | $\underline{I}_{Ba} - \underline{I}_{Ca}$ |
| | | $j(\underline{I}_{A2} + \underline{I}_o/2)$ |
| | $\underline{U}_B(x) + \underline{U}_C(x)$ | \underline{I}_o |
| $K^{(2)}$ | $\underline{U}_{BC}(x)$ | $j\underline{I}_{A2}$ |

2. Критерии с симметричными составляющими.

Прямой критерий (18) приводит к косвенному с опорным током нулевой последовательности и целевой функции

$$\sigma_{BC}(x) = \operatorname{Im} \left[\underline{U}_B(x) + \underline{U}_C(x) \underline{I}_o^* \right]. \quad (43)$$

Разрешающая способность любой целевой функции определяется прежде всего характером ее зависимости от координаты: очевидно, что оценка \hat{x}_f будет тем точнее, чем резче проявляется зависимость от x . Как в прямых, так, тем более, и в косвенных целевых функциях, зависимость от x обеспечивается опорными напряжениями. С этой точки зрения сумма напряжений, играющая в (43) роль опорного напряжения, имеет явный недостаток: падения напряжения в линии от токов \underline{I}_B и \underline{I}_C обнаруживают тенденцию к взаимной компенсации, что ослабляет зависимость целевой функции координаты при малых переходных сопротивлениях R между фазами (рис. 2,б,в), хотя она и способна дать приемлемый результат при автономном замыкании фаз (рис. 2,з). Тем не менее необходимо располагать помимо функции (43) еще и такой целевой функцией, в которую входило бы линейное напряжение, обнаруживающее сильную зависимость от x при малых R . Для этой цели подходят прямой критерий (16) и его целевая функция (17). Необходимо лишь отыскать опорный ток, близкий по фазе к разностному току

$\underline{I}'_{Bf}(x) - \underline{I}'_{Cf}(x)$. Из (36) вытекает возможность выразить аварийную слагающую тока прямой последовательности через токи обратной и нулевой последовательности. Но для этого необходимо допустить равенство коэффициентов передачи различных последовательностей (25) и (26) при сохранении допущения (27)

$$\underline{K}(x) = \underline{K}_0(x) \rightarrow k(x) = k_0(x). \quad (44)$$

Тогда из равенства

$$\underline{I}_{A1f}(x_f) = -\underline{I}_{A2f}(x_f) - \underline{I}_{0f}(x_f)$$

последует соотношение

$$\underline{I}_{Bf}(x_f) - \underline{I}'_{Cf}(x_f) = j\sqrt{3}(2\underline{I}_{A2f}(x_f) + \underline{I}_{0f}(x_f)), \quad (45)$$

а из (44), (45) вытекает возможность введения опорного тока $\underline{I}_{оп} = j(\underline{I}_{A2} + \underline{I}_{0}/2)$ и, соответственно, целевой функции

$$\begin{aligned} \sigma(x) &= \text{Im} \left[-j\underline{U}_{BC}(x) \left(\underline{I}_{A2}^* + \underline{I}_{0}/2 \right) \right] = \\ &= \text{Re} \left[\underline{U}_{BC}(x) \left(\underline{I}_{A2}^* + \underline{I}_{0}/2 \right) \right]. \end{aligned} \quad (46)$$

Характеристики реле на комплексной плоскости. Реле сопротивления, действующее по способу дистанционных критериев, выполняет операции формирования значений целевой функции $\sigma(x)$ и алгоритмически несвязано с плоскостью \underline{Z} . Аналитическая же связь существует, так как в конкретной схемной модели уравнению (1) отвечает годограф сопротивления на зажимах реле. Для математического описания годографов в [1, 2] привлекалась теория круговых диаграмм. Вне зависимости от типа дистанционного критерия применялся следующий подход. Критерий типа

$$\text{Im} \left[\underline{U}(x_f) \underline{I}(x_f)^* \right] = 0 \quad (47)$$

дает основание записать отношение напряжения к току как вещественный алгебраический параметр

$$\rho_f = \underline{U}(x_f) / \underline{I}(x_f), \quad -\infty \leq \rho_f \leq \infty. \quad (48)$$

В схемной модели электропередачи значения $\underline{U}(x_f)$ и $\underline{I}(x_f)$ могут быть выражены через сопротивление \underline{Z} , и после некоторых преобразований из (48) будет найдена зависимость $\underline{Z}(x_f, \rho_f)$, представляющая собой характеристику критерия (47) и реализующего его реле сопротивления на комплексной плоскости.

Прямые критерии. Допустим, что в схемной модели повреждения имеется только одно варьируемое сопротивление R_f . При его изменении все напряжения и токи, а значит, и их линейные комбинации изменяются по закону

$$\underline{U} = \underline{U}(0, x_f, R_f) = \underline{U}_H + \frac{\underline{U}_K(0, x_f) - \underline{U}_H}{1 + \underline{Y}(x_f)R_f}; \quad (49)$$

$$\underline{I} = \underline{I}(0, x_f, R_f) = \underline{I}_H + \frac{\underline{I}_K(0, x_f) - \underline{I}_H}{1 + \underline{Y}(x_f)R_f}, \quad (50)$$

$$\underline{Y}(x_f) = \underline{I}_{fK}(x_f) / \underline{U}_{fH}(x_f),$$

где используется система обозначений (21), (22); $\underline{Y}(x_f)$ — внутренняя проводимость схемной модели как эквивалентного генератора относительно нагрузки R_f ; $\underline{U}_{fH}(x_f)$ — напряжение нагрузочного режима в месте x_f ; $\underline{I}_{fK}(x_f)$ — ток КЗ (металлического) в том же месте.

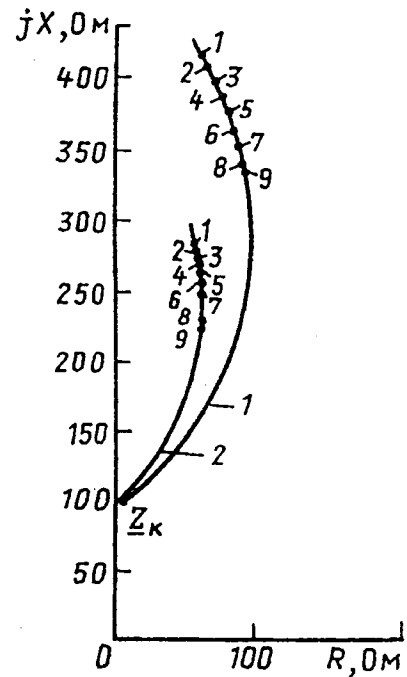


Рис. 7. Область неоднозначности определения места замыкания

$x_{f1} = 342$ км при $\delta = -60^\circ$:

1 — однофазное замыкание; 2 — двухфазное

Из (51), (52) следует описание годографа сопротивления на зажимах реле при изменении сопротивления R_f в произвольных пределах

$$\underline{Z}(x_f, R_f) = \underline{Z}_H + \frac{\underline{Z}_K(x_f) - \underline{Z}_H}{1 + (\underline{I}_H / \underline{I}_K(0, x_f)) \underline{Y}(x_f) R_f}. \quad (51)$$

Пусть $\underline{Z}(x_f, \rho_f)$ — характеристика (годограф) прямого критерия, представленного в форме (47) и производной от нее (48). Допустим, что алгоритм расчета целевой функции адекватен схемной модели, параметры которой вошли в выра-

Значения переходных сопротивлений в точках пересечений годографов $\underline{Z}(x_{f1}, R_{f1})$ и $\underline{Z}(x_{f2}, R_{f2})$

| Точки пересечения годографов замыкания | x_{f2} , км | Кривая 1 (однофазное замыкание) | | Кривая 2 (двухфазное замыкание) | |
|--|---------------|---------------------------------|---------------|---------------------------------|---------------|
| | | R_{f1} , Ом | R_{f2} , Ом | R_{f1} , Ом | R_{f2} , Ом |
| 1 | 0+ | 53 | 279 | 28 | 125 |
| 2 | 100 | 52 | 204 | 28 | 91 |
| 3 | 150 | 51 | 168 | 27 | 76 |
| 4 | 200 | 50 | 133 | 27 | 61 |
| 5 | 250 | 49 | 101 | 26 | 47 |
| 6 | 300 | 48 | 70 | 25 | 34 |
| 7 | 350 | 47 | 43 | 24 | 23 |
| 8 | 400 | 46 | 19 | 23 | 13 |
| 9 | 409 | 45 | 15 | 22 | 11 |

жение (51). Тогда $\underline{Z}(x_f, \rho_f)$ будет отличаться от $\underline{Z}(x_f, R_f)$ только тем, что параметр ρ_f не связан физическим ограничением $R_f > 0$. Иначе говоря, $\underline{Z}(x_f, R_f)$ — есть дуга окружности $\underline{Z}(x_f, \rho_f)$ соответствующая положительным значениям параметра ρ_f . Располагая годографами $\underline{Z}(x_f, R_f)$, можно непосредственно на комплексной плоскости указывать область неселективного действия реле сопротивления, для чего необходимо находить точки пересечения каждой пары годографов

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}(x_{f1}, R_{f1}) &= \underline{Z}(x_{f2}, R_{f2}); \\ 0 \leq x_{f1} \leq l; 0 \leq x_{f2} \leq l; R_{f1} > 0; R_{f2} > 0. \end{aligned} \right\} (52)$$

На рис. 7 показаны точки пересечений годографа замыкания в конкретном месте x_{f1} с годографами замыканий во всех остальных местах линии. В табл. 3 даны для этих точек переходные сопротивления годографа $\underline{Z}(x_{f1}, R_{f1})$ и семейства

годографов $\underline{Z}(x_{f2}, R_{f2})$. Каждая точка получена путем решения уравнения (52), в левую и правую части которого подставляется выражение (51). Кроме того, на рис. 7 и в табл. 3 сопоставлены результаты, полученные для двух видов замыканий. Как видим, при двухфазном замыкании условия распознавания ситуации усложняются. Так, при однофазном замыкании в месте с координатой \hat{x}_{f1} однозначная оценка \hat{x}_{f1} определяется для всех значений $R_f < 45$ Ом, а при двухфазном замыкании — только при $R_f < 22$ Ом. Анализируя подобным образом всю совокупность годографов, можно устанавливать критическое значение переходного сопротивления для каждого места линии, решая уравнение

$$\underline{Z}(x_f, R_{\max}) = \underline{Z}(l, R_f)$$

относительно R_{\max} и R_f для каждого значения x_f (рис. 8).

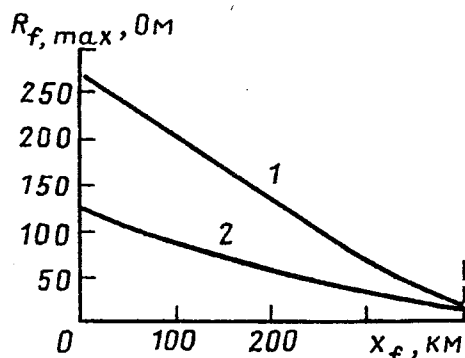


Рис. 8. Зависимость максимального по условию селективности переходного сопротивления от координаты места замыкания при $\delta = -60^\circ$, 1 — однофазного; 2 — междуфазного

Улучшение свойств защиты от однофазных замыканий по сравнению с междуфазными объясняется более резкой и, следовательно, более благоприятной для данного метода зависимостью $\underline{U}(x)$, вызываемой повышенной (относительно прямой последовательности) индуктивностью нулевой последовательности L^0 .

Косвенные критерии. Реле сопротивления в защитах линии от замыкания на землю обычно включается на фазное напряжение ($\underline{U} = \underline{U}_v$) и ток

$$\underline{I} = \underline{I}_v + K_Z \underline{I}_0, \quad (53)$$

где $K_Z = \underline{Z}_0^0 / \underline{Z}^0 - 1$ — коэффициент компенсации.

Перепишем (53) с учетом (12), (20) и применительно к повреждению фазы А

$$\underline{I} = \underline{I}'_A + \underline{K}'_Z \underline{I}_0 = \underline{I}_{Aн} + \underline{I}'_{Aa} + \underline{K}'_Z \underline{I}_0, \quad (54)$$

где $\underline{K}'_Z = \underline{Z}_0^0 / \underline{Z}^0$, а затем учтем взаимосвязи в (54), накладываемые граничными условиями (32) и коэффициентами передачи (25), (26)

$$\underline{I}'_{va}(0, x_f) / \underline{I}_0(0, x_f) = 2\underline{K}(x_f) / \underline{K}_0(x_f). \quad (55)$$

Введя обозначение $\eta(x) = \underline{K}(x) / \underline{K}_0(x)$, перепишем (54) с учетом зависимости (55)

$$\underline{I}(0, x_f) = \underline{I}_н + (\underline{K}'_Z + 2\eta(x_f)) \underline{I}_0(0, x_f). \quad (56)$$

Воспользовавшись схемной моделью контролируемой сети, выразим напряжение реле через

его ток. Если \underline{Z}_s и \underline{Z}_{s0} — сопротивления системы в месте установки реле (рис. 4), то

$$\begin{aligned} \underline{U}_A &= \underline{U}_{Aн} + \underline{U}_{Aa} = \underline{U}_{Aн} + \underline{U}_{Aa} + \underline{U}_o = \\ &= \underline{Z}_{н} \underline{I}_{н} - \underline{Z}_s \underline{I}'_{Aa} - \underline{Z}_{s0} \underline{I}_o. \end{aligned} \quad (57)$$

Подставив в (57) ток $\underline{I}_{н}$ из (56), придем к следующей зависимости

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_A(0, x_f) &= \underline{Z}_{н} \underline{I}(0, x_f) - \underline{Z}_{\eta}(x_f) \times \\ &\quad \times \underline{I}_o(0, x_f); \\ \underline{Z}_{\eta}(x_f) &= 2\eta(x_f)\underline{Z}_s + \underline{Z}_{s0} + \\ &\quad + (\underline{K}'_Z + 2\eta(x_f))\underline{Z}_{н}. \end{aligned} \right\} (58)$$

Еще одну связь между напряжением и током реле дает введение параметра (48), определяемого для избранного критерия как

$$\rho_f = \underline{U}_{Af}(x_f) / \underline{I}_o(0, x_f). \quad (59)$$

Выражая в схемной модели напряжение $\underline{U}_A(0, x_f)$ через напряжение в месте замыкания $\underline{U}_{Af}(x_f)$ и ток реле $\underline{I}(0, x_f)$ и вводя затем параметр (59), получаем зависимость напряжения реле от тока реле и тока нулевой последовательности. Если принять простейшую зависимость (без учета распределенной емкости линии и реактора на входе), то

$$\underline{U}_A(0, x_f) = \rho_f \underline{I}_o(0, x_f) + \underline{Z}^o x_f \underline{I}(0, x_f). \quad (60)$$

Из (58) и (60) находим уравнение характеристики реле сопротивления

$$\underline{Z}(x_f, \rho_f) = \frac{\underline{U}_A(0, x_f)}{\underline{I}(0, x_f)} = \underline{Z}_{н} + \frac{\underline{Z}^o x_f - \underline{Z}_{н}}{1 + \rho_f / \underline{Z}_{\eta}}, \quad (61)$$

описывающее круговую диаграмму.

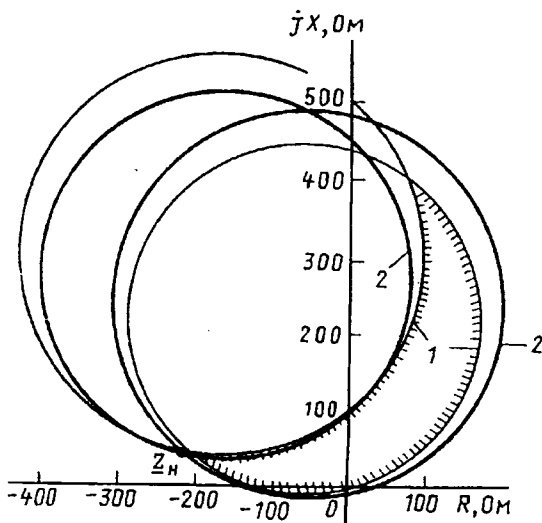


Рис. 9. Характеристики критериев, образующие зону срабатывания адаптивного реле сопротивления:

1 — прямой критерий с целевой функцией (5); 2 — косвенный критерий с целевой функцией (34). Затрихована область, задаваемая условиями $\sigma(0) > 0$; $\sigma(l_1) < 0$; $l_1 = 390$ км; $\delta = -60^\circ$

Сопоставление характеристик прямого и косвенного критериев (51) и (61) на комплексной плоскости дает наглядное представление о погрешности реле на основе косвенного критерия (рис. 9). Область срабатывания реле сопротивления, действующего по алгоритму (2), заключена между характеристиками, отвечающими двум значениям целевой функции: $\sigma(0) = 0$ и $\sigma(l_1) = 0$. Как видно из рис. 9, построенного для наиболее тяжелого с точки зрения релейной защиты режима обратной передачи мощности с большим расхождением векторов ЭДС на концах линии ($\delta = -60^\circ$), различие характеристик реле на основе прямого и косвенного критериев незначительно. Тем не менее, как видно из рис. 10, погрешность определения места повреждения по косвенным критериям, определяемая точками пересечения этих характеристик, обнаруживает тенденцию к неограниченному росту с увеличением значений переходного сопротивления.

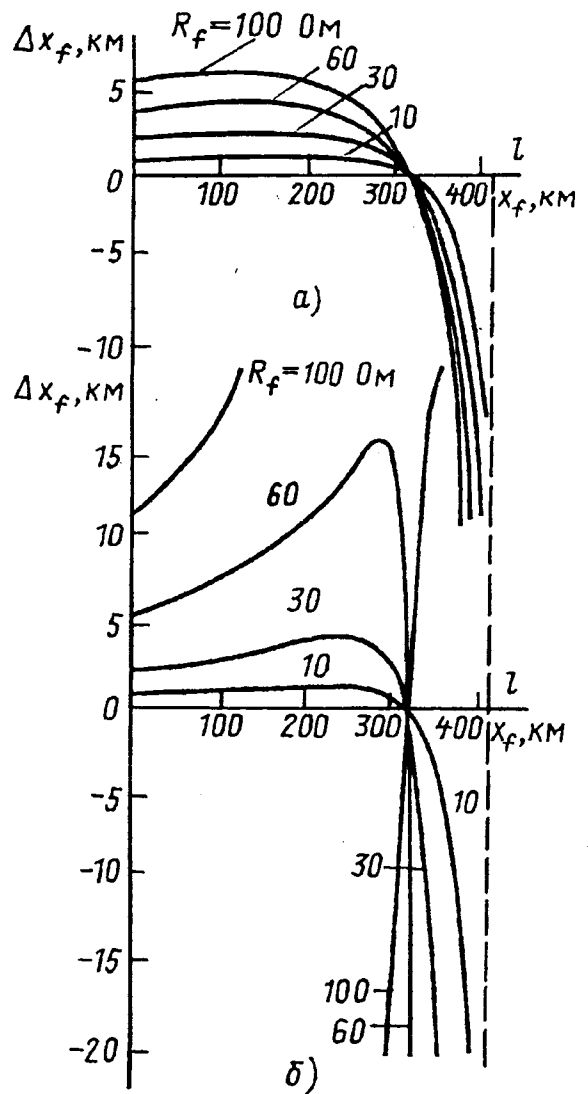


Рис. 10. Погрешность определения расстояния до места однофазного замыкания по косвенному критерию: (опорный ток — аварийная составляющая тока поврежденной фазы или ток обратной последовательности):

а — $\delta = 60^\circ$; б — $\delta = -60^\circ$

Выводы

1. Выявляя все виды повреждения линии электропередачи, трехфазный дистанционный критерий приводит к универсальному алгоритму действия адаптивного реле сопротивления.

2. Адаптивное реле сопротивления на основе однофазного дистанционного критерия располагает наиболее широкой информационной базой, что объясняется учетом максимально возможного числа граничных условий, складывающихся в месте несимметрии.

3. Существуют два физически различных, но в равной мере адаптивных класса косвенных критериев определения места повреждения: на основе аварийных и симметричных составляющих измеряемых токов.

4. Имеются два метода анализа селективности и точности адаптивных реле: путем исследования знаков целевой функции на границах зоны и путем определения точек пересечения годографов на комплексной плоскости сопротивления.

Список литературы

1. Лямец Ю.Я., Ильин В.А., Ефремов В.А. Адаптивное реле сопротивления// Электротехника. 1993. № 9-10.
2. Лямец Ю.Я., Ильин В.А. Параметры адаптивного реле сопротивления// Электротехника. 1993. №12.
3. Диагностика линии электропередачи/ Ю.Я.Лямец, В.И.Антонов, В.А.Ефремов и др.// Электротехнические микропроцессорные устройства и системы. Чебоксары: Чувашский университет. 1992.
4. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Нудельман Г.С. Оптимизационный алгоритм контроля состояния электрической системы// Диагностика электроэнергетического оборудования с использованием микропроцессорных средств. Материалы I Всесоюз.научн.-техн.конф. Киев: Институт электродинамики. 1990.
5. Фабрикант В.Л. Дистанционная защита. М.: Высшая школа, 1978.

Поступила 17.06.93

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

УДК 62-83.001.24

ИССЛЕДОВАНИЕ УРАВНЕНИЯ НИЗКОЧАСТОТНОГО КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

А.В.АРИСТОВ, В.В.АРИСТОВ, кандидаты техн.наук

Применение управляемых безредукторных колебательных электроприводов (КЭП) на основе электрических машин вращательного и поступательного движения, работающих в режиме периодического реверса непосредственно, позволило существенно улучшить эксплуатационно-технические параметры низкочастотных колебательных комплексов [1]. Одним из дальнейших шагов, направленных на повышение эффективности использования безредукторных колебательных электроприводов путем качественного улучшения энергетических и динамических характеристик последних, следует считать применение в качестве силового элемента машины двойного питания (МДП), в которых согласно предположению [2] колебательный режим работы возбуждается с помощью синфазно качающихся по гармоническому закону векторов токов (полей) первичного и вторичного элементов.

Очевидно, что одним из основных вопросов, возникающих при разработке и проектировании данного класса электроприводов, является установление аналитических зависимостей между законом движения подвижного элемента КЭП и параметрами электрической машины, источни-

ками питания и нагрузкой, что, в свою очередь, связано с решением уравнения колебательного движения МДП, устанавливающего взаимосвязь между нагрузочной диаграммой исполнительного двигателя и его колебательным электромагнитным усилием. Согласно [3] оно представляет собой нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка, точное решение которого в общем виде, строго говоря, возможно только с помощью ЭВМ.

Цель статьи — исследование случаев, позволяющих получить аналитическое решение уравнения низкочастотного колебательного движения МДП.

Описываемый метод аналитического расчета основан на преобразовании уравнения низкочастотного колебательного движения в уравнение с периодическими коэффициентами и получении его точного решения в квадратурах. Такой подход оказывается полезным при определении и анализе параметров колебаний как в установившихся, так и переходных режимах работы МДП.

При фазовом способе возбуждения колебательного режима работы МДП функции регулирования в собственной системе координат опи-

связываются выражениями

$$U_{\alpha\beta}(t) = U_S(t)e^{j\varphi_S(t)};$$

$$U_{dq}(t) = U_R(t)e^{j\varphi_R(t)},$$

где при симметричном регулировании по вторичным обмоткам, которое, с точки зрения обеспечения статической устойчивости КЭП, является оптимальным,

$$U_S(t) = U_{mII} \left[\sin^2(\omega_1 t + \gamma_1) + \sin^2(\omega_2 t + \gamma_2) \right]^{0,5};$$

$$\varphi_S(t) = \arctg \left[\sin(\omega_2 t + \gamma_2) / \sin(\omega_1 t + \gamma_1) \right];$$

$$U_R(t) = \alpha U_S(t); \quad \varphi_R(t) = \varphi_S(t).$$

Здесь $\omega_1, \omega_2, \gamma_1, \gamma_2$ — круговые частоты и фазовые углы сдвига питающих напряжений; α — коэффициент сигнала.

Тогда, уравнение низкочастотного колебательного движения машины двойного питания допустимо использовать в виде

$$\frac{d^2\chi}{dt^2} + (M_{д0} + M_{д1} \cos \chi) \frac{d\chi}{dt} (M_{с0}\chi + M_{с1} \sin \chi) = \pm M_o - M_{тр} \operatorname{sign} \frac{d\chi}{dt} + (M_{п1} - M_{п2} \cos \chi) \sin(\tau + \psi_1), \quad (1)$$

где $M_{д0}, M_{д1}, M_{с0}, M_{с1}$ — нормированные по своим амплитудам значения коэффициентов демпфирующего и синхронного усилий двигателя и нагрузки; $M_o, M_{тр}$ — обобщенные усилия постоянного сопротивления и сухого трения; $M_{п1}, M_{п2}, \psi_1$ — амплитуды и начальная фаза обобщенного колебательного пускового усилия; χ — закон изменения координаты подвижного элемента двигателя.

Ограничиваясь первой гармонической составляющей закона колебания χ и считая $M_o = M_{тр} = 0$, влияние которых для установившегося режима работы можно учесть методом суперпозиции [4], после разложения тригонометрических функций вида $\cos \chi, \sin \chi$ по функциям Бесселя в ряды Фурье уравнение (1) преобразуется к уравнению с периодическими коэффициентами

$$\frac{d^2\chi}{dt^2} + \left\{ M_{д0} + M_{д1} \left[J_0(\chi_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\chi_m) \times \right. \right.$$

$$\left. \times \cos 2n(\tau + \psi) \right\} \frac{d\chi}{dt} + \left\{ M_{с0}\chi + 2M_{с1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\chi_m) \times \right.$$

$$\left. \times (\chi_m) \sin[(2n-1)(\tau + \psi)] \right\} = \left\{ M_{п1} - M_{п2} \left[J_0(\chi_m) + \right. \right.$$

$$\left. \left. + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\chi_m) \cos 2n(\tau + \psi) \right] \right\} \sin(\tau + \psi_1),$$

где $J_0(\chi_m), J_{2n-1}(\chi_m), J_{2n}(\chi_m)$ — функции Бесселя первого рода; χ_m, ψ — амплитуда и начальная фаза установившегося закона колебаний.

Общее решение уравнения для первой гармонической составляющей пускового колебательно-го электромагнитного момента запишется как

$$\chi = \left(a_1 - G \int_0^{\tau} \frac{\chi_2 \sin(\tau + \varphi)}{\Delta} d\tau \right) \chi_1 + \left(a_2 - G \int_0^{\tau} \frac{\chi_1 \sin(\tau + \varphi)}{\Delta} d\tau \right) \chi_2, \quad (2)$$

где $\Delta = \chi_1 \frac{d\chi}{dt} - \chi_2 \frac{d\chi}{dt}$; a_1, a_2 — произвольные константы, определяемые из начальных условий; χ_1, χ_2 — два частных независимых решения однородного уравнения; G, φ — амплитуда и фаза первой гармонической составляющей эквивалентного пускового усилия, причем

$$G = \left\{ [M_{п1} - M_{п2} J_0(\chi_m)]^2 + 2[M_{п1} - M_{п2} J_0(\chi_m)] \times \right.$$

$$\left. \times M_{п2} J_2(\chi_m) \cos 2(\psi - \psi_1) + M_{п2}^2 J_2^2(\chi_m) \right\}^{0,5}; \quad (3)$$

$$\varphi = \pi + \arctg \frac{M_{п2} J_2(\chi_m) \times \rightarrow}{M_{п1} - M_{п2} J_0(\chi_m) + \rightarrow}$$

$$\frac{\rightarrow \times \sin 2(\psi - \psi_1)}{\rightarrow + M_{п2} J_2(\chi_m) \cos 2(\psi - \psi_1)}.$$

Анализ выражений (2), (3) показывает, что при отсутствии позиционного механического усилия ($M_{с0} = 0$), когда нагрузка носит чисто инерционный характер, и малом собственном электромагнитном позиционном моменте

$$2M_{с1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\chi_m) \sin[(2n-1)(\tau + \psi)] < 1$$

точное решение однородного уравнения низкочастотного колебательного движения в квадратурах представляется как

$$\chi = a_3 \int_0^{\tau} e^{\mu t} dt + a_4.$$

Здесь a_3, a_4 — произвольные постоянные;

$$\mu = - \left[M_{д0} + M_{д1} J_0(\chi_m) \right] \tau + M_{д1} n^{-1} \times$$

$$\times \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\chi_m) \sin 2n(\tau + \psi).$$

Выбрав в качестве двух частных линейных не-

$$\chi_1 = \int_0^{\tau} e^{\mu t} dt; \quad \chi_2 = 1,$$

общее решение можно записать

$$\chi = (a_1 \chi_1 + a_2) + G[B_1(\tau)\chi - B_2(\tau)], \quad (4)$$

где интервалы $B_1(\tau)$, $B_2(\tau)$ вычисляются по формулам

$$B_1(\tau) = \int_0^{\tau} e^{-\mu t} \sin(\tau + \varphi) dt;$$

$$B_2(\tau) = \int_0^{\tau} \chi_1 e^{-\mu t} \sin(\tau + \varphi) dt.$$

Нетрудно показать, что при нулевых начальных условиях $\chi(0) = \chi(0) = 0$, интегрируя $B_2(\tau)$ по частям, закон движения подвижного элемента МДП определяется как

$$\chi = G \int_0^{\tau} B_1(\tau) e^{-\mu t} dt. \quad (5)$$

Полученные выражения (4), (5) являются исходными для анализа и синтеза рабочих характеристик машины двойного питания при малом собственном синхронном моменте. Они позволяют получить и проанализировать некоторые частные решения, представляющие в ряде случаев практический интерес.

Например, при ненулевых начальных условиях $\chi(0) \neq 0$

$$\chi(0) = G/M_{д1} n^{-1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\chi_m) \sin 2n(\tau + \psi),$$

когда обобщенное колебательное демпфирование $M_{д1} = M_{д0} + M_{д1} J_0(\chi) = 0$ и $\psi = \varphi + 2n\pi$, колебательный электродвигатель при запуске на заданную частоту переходит в режим вращательного (линейного) движения, что характеризует собой потерю статической устойчивости системы в целом.

Приняв $M_{д1} n^{-1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\chi_m) \sin 2n(\tau + \psi) = 0$

(глубина модуляции периодической составляющей коэффициента электромагнитного демпфирования невелика), интеграл легко можно вычислить по выражению

$$B_1(\tau) = \frac{1}{1 + M_{д1}^2} \left\{ e^{M_{д1}\tau} [M_{д1} \sin(\tau + \varphi) - \cos(\tau + \varphi)] - (M_{д1} \sin \varphi - \cos \varphi) \right\}$$

и окончательное решение записать в виде

$$\chi = \frac{G}{R} \left[\cos(\varphi - r) - \cos(\tau + \varphi - r) + \frac{\sin(\varphi - r)}{M_{д1}} (e^{-M_{д1}\tau} - 1) \right], \quad (6)$$

где $r = \arctg 1/M_{д1}$; $R = (1 + M_{д1}^2)^{0,5}$.

Заметим, что по форме записи полученное решение уравнения движения совпадает с результатом [1] для колебательного асинхронного двигателя. Здесь также переходный процесс завершается установившимися колебаниями вторичного элемента двигателя около нового положения, определяемого, так называемым, динамическим смещением нейтрали колебаний

$$\chi_0 = \frac{G}{R} \left[\cos(\varphi - r) - \frac{\sin(\varphi - r)}{M_{д1}} \right].$$

Если периодической составляющей электромагнитного демпфирования пренебречь нельзя, но она намного меньше единицы, то интегралы $B_1(\tau)$ и $B_2(\tau)$ можно вычислять при нулевых начальных условиях, разлагая подынтегральное выражение в ряд по

$$M_{д1} n^{-1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\chi_m) \sin 2n(\tau + \varphi).$$

Ограничившись при этом линейными слагаемыми по периодической составляющей, решение можно записать как

$$\begin{aligned} \chi = G \left\{ \frac{1}{R} \cos(\varphi - r) - \cos(\tau + \varphi - r) + \frac{\sin(\varphi - r)}{M_{д1}} (e^{-M_{д1}\tau} - 1) \right\} + GM_{д1} J_2(\chi_m) \times \\ \times \left\{ \frac{1}{4R} \cos(2\psi + \varphi - r) - \frac{1}{8L} \cos(2\psi + \varphi - l) - \frac{1}{4R} \cos(2\tau + 2\psi + \varphi - r) + \frac{1}{8L} \cos(2\tau + 2\psi + \varphi - l) + \right. \\ \left. + \left[\frac{1}{2R} \sin(\varphi - 2\psi - r) - \frac{1}{M_{д1}} \sin(\varphi - 2\psi)\tau + \frac{1}{R^2} \sin(\varphi - r) \cos(2\psi - r) + \frac{1}{4LM_{д1}} \times \right. \right. \\ \left. \times \sin(\varphi + 2\psi - l) + \frac{1}{2M_{д1}^2} \sin(\varphi - 2\psi) - \left. \left[\frac{1}{R^2} \sin(\varphi - 2\psi) \cos(\tau + 2\psi - r) + \frac{1}{4LM_{д1}} \times \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \times \sin(\varphi + 2\psi - l) + \frac{1}{2M_{д1}^2} \sin(\varphi - 2\psi) \right] e^{-M_{д1}\tau} \right\}, \end{aligned}$$

где $l = \arctg 2/M_d$; $L = (1 - 0,25M_d^2)^{0,5}$.

Из полученного выражения следует вывод, что в этом случае колебательный электродвигатель будет работать во вращательно-колебательном режиме, с так называемой ползучей скоростью, определяемой выражением

$$\omega = 0,5 \left[\frac{1}{R} \sin(\varphi - 2\psi - r) - \frac{1}{M_d} (\varphi - 2\psi) \right].$$

Такой режим работы может быть использован, например, при создании однонаправленных приводов силовых механизмов с регулируемым прерывистым перемещением [5].

При необходимости учета позиционной составляющей колебательного электромагнитного усилия точное решение однородного уравнения удается получить только для случая, когда

$$\left[2M_{c1}J_1(\chi_m) \right]^2 + 4M_dJ_2(\chi_m)M_{d1}M_{c0}J_1(\chi_m) + M_{c0} \left[2J_2(\chi_m) \right]^2 = 0. \quad (7)$$

Решение в этом случае сводится к решению уравнения (5) путем простой замены

$$M_d \rightarrow M_d - 2M_{c1}J_1(\chi_m)/M_{d1}J_2(\chi_m).$$

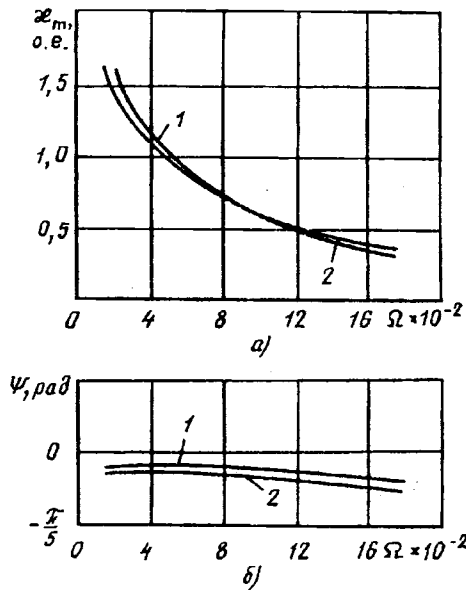


Рис. 1. Амплитудные (а) и фазочастотные (б) кинематические характеристики МДП при малом позиционном электромагнитном моменте

Однако условие (7) для большинства колебательных электроприводов, как правило, не выполняется и поэтому не имеет практического интереса. В некоторых частных случаях решение уравнения движения может быть получено в специальных функциях. Если пренебречь, например, модуляцией коэффициента электромагнитного демпфирования, то уравнение движения сведется к хорошо известному уравнению Матье [6]

$$\frac{d^2U}{d\tau^2} + (a + 2q \cos 2\tau)U = 0,$$

где $\bar{\tau} = 0,5(\tau + \psi + \pi/2)$; $a = 4M_{c0} - M_d^2$;

$$q = 4M_{c1}J_1(\chi_m); U = \chi e^{0,5M_d\tau}.$$

Если учесть для ряда колебательных электроприводов, что величина $q < 1$, установившиеся периодические решения уравнения Матье

$$U_1 = Cl_{2n}(\bar{\tau}, q); \quad U_2 = Cl_{2n+1}(\bar{\tau}, q); \\ U_3 = Sl_{2n+1}(\bar{\tau}, q); \quad U_4 = Sl_{2n+2}(\bar{\tau}, q)$$

можно определить с достаточной для большинства инженерных расчетов точностью как

$$\left. \begin{aligned} Cl_r(\bar{\tau}, q) \\ Sl_r(\bar{\tau}, q) \end{aligned} \right\} = \cos(r\bar{\tau} - p\pi/2) - q \left\{ \frac{\cos[(r+2)\bar{\tau} - p\pi/2]}{4(r+1)} - \frac{\cos[(r-2)\bar{\tau} - p\pi/2]}{4(r-1)} \right\} + q^2 \left\{ \frac{\cos[(r+4)\bar{\tau} - p\pi/2]}{32(r+1)(r+2)} + \frac{\cos[(r-4)\bar{\tau} - p\pi/2]}{32(r-1)(r-2)} - \frac{2(r^2+1)\cos(r\bar{\tau} - p\pi/2)}{(r^2-1)^2} \right\} \frac{1}{32}$$

Здесь функция $Cl_r(\bar{\tau}, q)$ соответствует $p=0$, а $Sl_r(\bar{\tau}, q)$ — $p=1$; r — принимает значения 1, 2, 3, ... Однако сразу следует заметить, что представление решения в специальных функциях не всегда дает реальную физическую картину работы исполнительного двигателя, так как каждое периодическое решение должно быть дополнено непериодическим, которое может быть нерегулярным.

Несмотря на то, что полученные выражения для законов движения подвижного элемента колебательного электродвигателя представляют собой трансцендентные уравнения, они позволяют при дополнении их выражением $\chi = \chi_m \sin(\tau + \psi)$ довольно просто получить искомые амплитудно- и фазочастотные характеристики МДП для каждого конкретного случая. Например, решение уравнения (6) сводится к решению системы

$$\chi_m = G(\psi, \chi_m)/R(\chi_m); \\ \psi = \varphi(\psi, \chi_m) - r(\chi_m). \quad (8)$$

При этом сам процесс вычисления можно условно разбить на два этапа. Сперва для заданных значений τ определяют совместные решения уравнений (8) как $\chi_m = f(\psi)$ при $\tau = \text{const}$, а затем, на втором этапе осуществляют переход от полученных зависимостей к

$$\chi_m = f(t); \quad \psi = f(t).$$

На рис. 1 представлены рассчитанные по соотношению (6) (кривые 1) и путем численного расчета выражения (1) на ЭВМ (кривые 2) кинематические амплитудные (a) и фазочастотные (b) характеристики электродвигателя двойного питания, имеющего следующие параметры: $R_S = 29,7 \text{ Ом}$; $R_R = 56,8 \text{ Ом}$; $X_{\sigma S} = 21,6 \text{ Ом}$; $X_{\sigma R} = 29,2 \text{ Ом}$; $x_m = 469 \text{ Ом}$. Хорошее совпадение АЧХ (погрешность не более 4,5%) убеждает в целесообразности использования найденных выражений при расчете рабочих характеристик колебательных электрических машин двойного питания при малом собственном позиционном моменте.

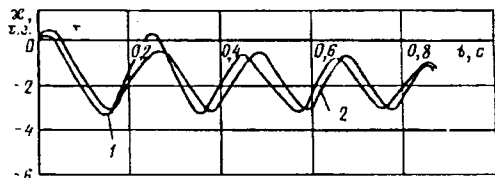


Рис. 2. Пуск МДП в режим периодических колебаний на частоту 5 Гц

Общая картина изменения закона движения подвижного элемента МДП, выполненной на базе двигателя 4АК160S8У3, при запуске на частоту $\Omega = 0,1 \text{ о.с.}$ в течение времени $t = 8\pi/\Omega$ представлена на рис. 2. Здесь так же, как и в предыдущем

случае, кривая 1 соответствует решению по выражению (4), а кривая 2 — численному расчету на ЭВМ уравнения (1).

Качественное совпадение представленных зависимостей позволяет сделать вывод о целесообразности использования полученных выражений для прогнозирования характера переходного процесса и оценке динамических системы в целом.

Список литературы

1. Луковников В.И. Электропривод колебательного движения. М.: Энергоатомиздат, 1984.
2. А.с. 1307530 СССР. Электропривод колебательного движения/ А.В.Аристов, С.А.Ткалич, Е.А.Шутов//Открытие. Изобретения. 1987.№ 16.
3. Аристов А.В., Тимофеев А.А. Закон движения электропривода колебательного движения с машинной двойного питания// Изв. вузов. Электромеханика. 1992. № 5.
4. Аристов А.В., Аристова Л.И. Влияние сухого трения на закон движения подвижного элемента колебательного электропривода// Оптимизация режимов работы систем электроприводов. Красноярск: КПИ. 1984.
5. Петров И.И., Мейстель Л.М. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. М.: Энергия, 1968.
6. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматгиз, 1963.

Поступила 12.04.93

УДК 621.311.69.024.001.5

О ПОВЫШЕНИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ БОЛЬШИХ НАГРУЗКАХ

В.Л.ГЕРАСЬКОВ

Как известно¹, мощность, отдаваемая источником постоянного тока в нагрузку, и его КПД зависят от соотношения сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления этого источника. С увеличением нагрузки КПД источника монотонно убывает, а мощность достигает максимума при равенстве этих сопротивлений. Между тем, отдаваемую мощность и КПД источника в области больших нагрузок можно увеличить, если перейти к импульсному питанию нагрузки и использовать промежуточный накопитель энергии.

Чтобы установить условия достижения этой цели, рассмотрим схему (рис. 1), где источник

постоянного тока представлен эквивалентным двухполюсником A с ЭДС E и внутренним сопротивлением R . К его клеммам подключен накопитель энергии в виде емкости C . Нагрузка представлена сопротивлением R_H . Периодически с периодом T она подключается на время t_H к источнику посредством ключа K .

В интервалах времени, когда ключ K замкнут, рассматриваемая схема описывается системой уравнений

$$\begin{cases} iR + i_H R_H = E; \\ U_c - i_H R_H = 0; & nT \leq t \leq (n+q)T, \\ C \frac{dU_c}{dt} - i + i_H = 0; \end{cases} \quad (1)$$

¹Основы теории цепей/ Г.В.Зевеке и др. М.: Энергия, 1975.

где $q = t_n/T$ — коэффициент заполнения импульсов; $n=0,1,2,\dots$

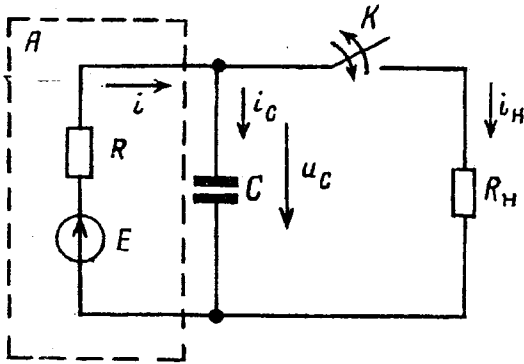


Рис. 1

Когда же ключ K разомкнут, она описывается единственным уравнением

$$RC \frac{dU_c}{dt} + U_c = E; \quad (n+q)T \leq t \leq (n+1)T. \quad (2)$$

Решение уравнений (1), (2) для установившегося режима относительно напряжения на емкостном накопителе имеет вид

$$U_c = \begin{cases} \frac{E}{a} (1 + Ae^{-at/T_n}), & nT \leq t \leq (n+q)T; \\ E(1 - Be^{-(t-t_n)/T_n}), & (n+q)T \leq t \leq (n+1)T, \end{cases} \quad (3)$$

где $T_n = RC$ — постоянная времени: $a = 1 + R/R_n$

$$A = (a-1) \left(\frac{1 - e^{-(T-t_n)/T_n}}{1 - e^{-(T-(1-a)t_n)/T_n}} \right);$$

$$B = (1-1/a) \left(\frac{1 - e^{-at_n/T_n}}{1 - e^{-(T-(1-a)t_n)/T_n}} \right).$$

Когда ключ K замкнут, в нагрузку поступает мощность

$$p_n = U_c^2/R_n = P_n (1 + Ae^{-at/T_n})^2, \quad (4)$$

где $p_n = E^2 R_n / (R + R_n)$ — мощность нагрузки при непрерывном питании.

Среднее за период значение этой мощности

$$\bar{P}_n = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} p_n dt \quad (5)$$

или с учетом (4)

$$\bar{P}_n = P_n \left(q + 2 \frac{T_n A}{aT} \left(1 - e^{-aqT/T_n} + \frac{A}{4} \times \left(1 - e^{-2aqT/T_n} \right) \right) \right). \quad (6)$$

Для достаточно высоких частот переключения ключа K , когда выполняется условие $T \ll T_n$,

последнее выражение может быть упрощено

$$\bar{P}_n = P_n a^2 q / (1 + (a-1)q)^2. \quad (7)$$

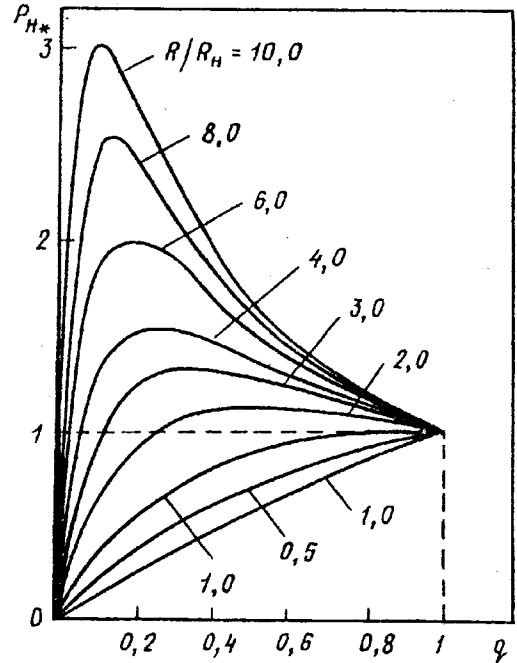


Рис. 2

Исследование зависимости мощности

$P_n = \bar{P}_n/P_n$ от коэффициента заполнения q (рис. 2) показывает, что для всех $a > 2$ ($R_n < R$) мощность \bar{P}_n достигает максимального значения, равного

$$P_{\max} = \frac{a^2}{4(a-1)^2} \quad (8)$$

при коэффициенте заполнения

$$q_{\text{опт}} = \frac{1}{a-1}. \quad (9)$$

Как следует из выражения (8), максимальное значение $P_{\max} > 1$. Это свидетельствует о том, что средняя за период мощность нагрузки в режиме импульсного питания в определенном интервале q может быть больше, чем в режиме непрерывного питания. Указанный эффект усиливается с увеличением нагрузки. Следовательно, при питании от источника постоянного тока нагрузок, сопротивление которых мало по сравнению с внутренним сопротивлением источника, увеличить поступающую в нагрузку мощность можно путем перехода к режиму импульсного питания и применения промежуточного накопителя энергии.

Другой стороной рассматриваемой проблемы является эффективность передачи энергии от

источника к нагрузке в режиме импульсного питания. Для ее оценки определим мощность, развиваемую ЭДС E источника постоянного тока:

$$p = Ei = \begin{cases} EC \frac{dU_c}{dt}, & nT \leq t \leq (n+q)T; \\ E \left(C \frac{dU_c}{dt} + \frac{U_c}{R_{II}} \right), & (n+q)T \leq t \leq (n+1)T. \end{cases} \quad (10)$$

С учетом выражения (3)

$$p = EI = \begin{cases} EI(1 + (1 - I_c/I))Ae^{-at/T_n}, & nT \leq t \leq (n+q)T; \\ EI_c Be^{-(t-t_n)/T_n}, & (n+q)T \leq t \leq (n+1)T, \end{cases} \quad (11)$$

где $I = E/(R+R_{II})$; $I_c = E/R$.

Среднее за период значение этой мощности

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt \quad (12)$$

или с учетом (11)

$$\bar{P} = P \left(q + \frac{(a-1)T_n}{aT} \frac{(1 - e^{-aqT/T_n})(1 - e^{-T(1-q)/T_n})}{1 - e^{-T(1-(1-a)q)/T_n}} \right), \quad (13)$$

где $P = EI$ — мощность источника в режиме непрерывного питания.

При условии, что $T \ll T_n$, это выражение может быть упрощено

$$\bar{P} = P \frac{aq}{1 + (a-1)q}. \quad (14)$$

КПД источника определяется отношением средних значений мощности, развиваемой ЭДС E , и мощности нагрузки. Используя выражения (7), (14), получим:

$$\bar{\eta} = \bar{P}_H / \bar{P} = \eta \frac{a}{1 + (a-1)q}, \quad (15)$$

где $\eta = P_H/P$ — КПД источника в режиме непрерывного питания.

Исследование зависимости $\eta_* = \bar{\eta} / \eta = f(q)$ (рис. 3) показывает, что для всех нагрузок $\eta_* > 1$, т.е. КПД источника в режиме импульсного питания нагрузки больше, чем в режиме непрерывного питания. Этот эффект усиливается с увеличением нагрузки и уменьшением коэффициента заполнения импульсов.

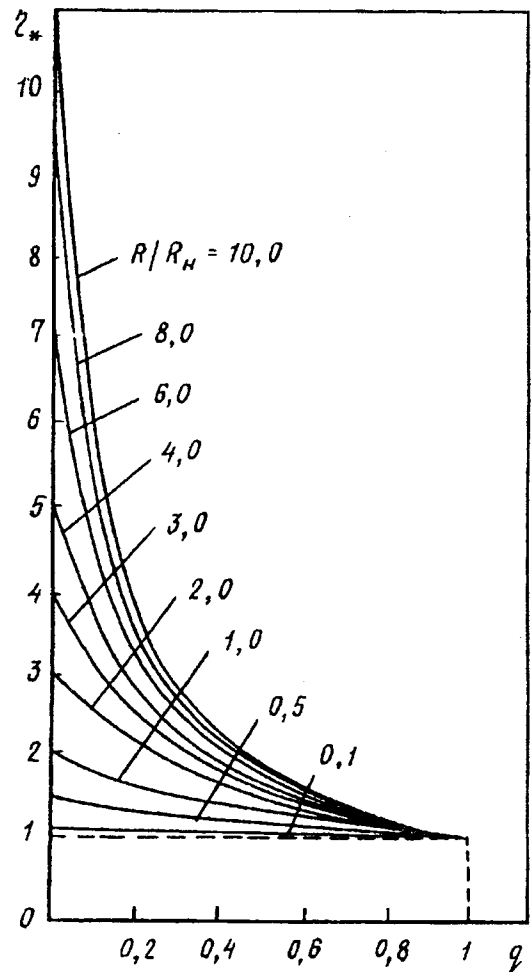


Рис. 3

Таким образом, при больших нагрузках ($R_H < R$) переход к режиму импульсного питания с использованием промежуточного накопителя энергии позволяет повысить мощность, отдаваемую в нагрузку источником постоянного тока, и его КПД. Применение такого режима питания, например в автономных электросистемах, даст возможность уменьшить установленную мощность источников и их массу, повысить эффективность передачи энергии. При использовании химических источников тока, например свинцово-кислотных аккумуляторов, необходимость в промежуточном накопителе энергии отпадает, поскольку последним может служить емкость двойного слоя на границе раздела электрод-электролит. Полученные результаты могут быть также использованы в ключевых преобразователях напряжения при выборе оптимальных режимов работы, обеспечивающих наилучшее согласование источника постоянного тока и нагрузки с точки зрения эффективности передачи энергии.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ТЕПЛОВЫХ ИСПЫТАНИЙ И РАСЧЕТ НАМАГНИЧИВАЮЩИХ КАТУШЕК ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СЕПАРАТОРОВ

М.В.ЗАГИРНЯК, канд.техн.наук, В.М.УСАТЮК, инж.

Луганский машиностроительный институт

Тепловые процессы в электромагнитных сепараторах представляют собой сложные явления одновременного действия трех видов теплообмена (конвекции, излучения и теплопроводности), но поскольку сепараторы проектируются для работы в продолжительном режиме СИ, тепловые расчеты производят как обычно при установившемся процессе нагрева на основе формулы Ньютона:

$$P = k_{т.о} S_{охл} (\theta_y - \theta_{о.с}), \quad (1)$$

где $k_{т.о}$ — коэффициент теплоотдачи, Вт/(м²·°С);

$S_{охл}$ — площадь поверхности катушки сепаратора, м²; θ_y , $\theta_{о.с}$ — установившаяся температура катушки и температура окружающей среды, °С.

Коэффициент $k_{т.о}$ в общем случае является функцией многих факторов, и поэтому получить для него аналитически точное выражение не представляется возможным. В практике электроаппаратостроения принято определять $k_{т.о}$ опытным путем для конкретной конструкции и определенных условий теплоотдачи [1-4].

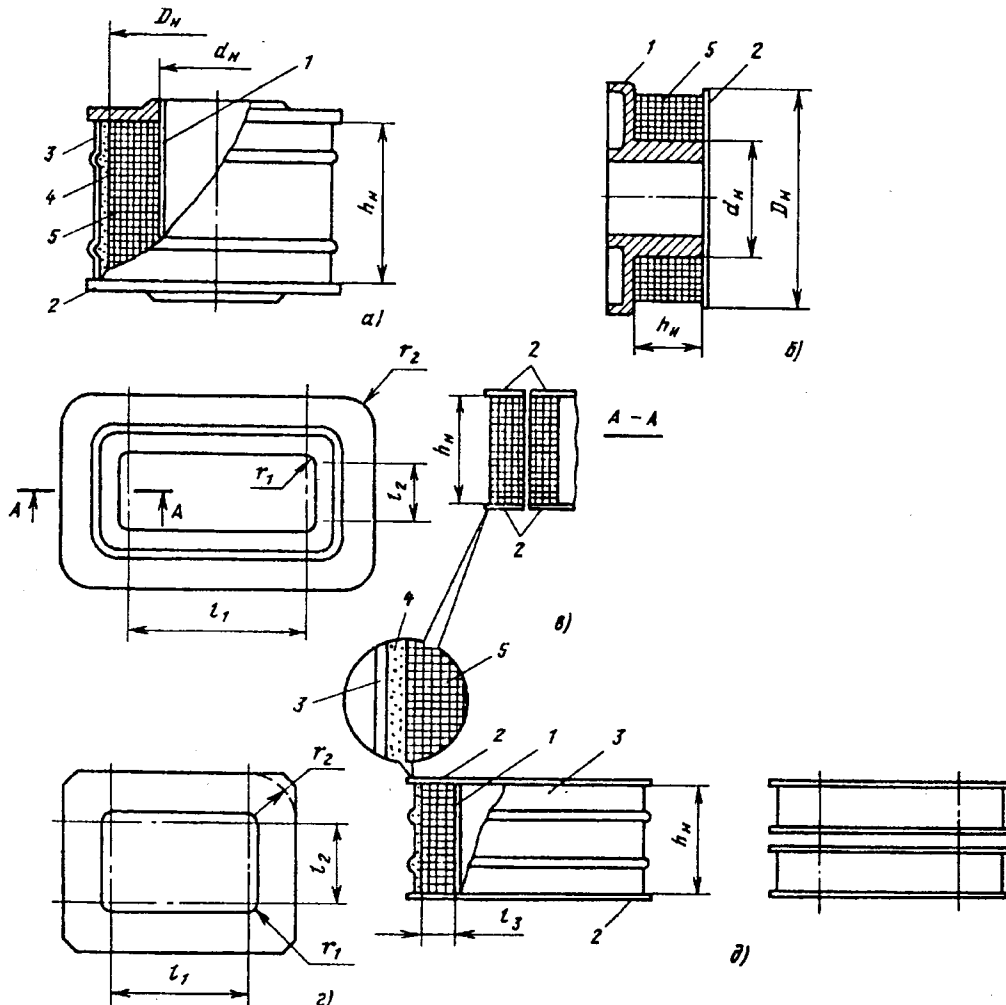


Рис. 1. Конструкции намагничивающих катушек серийных электромагнитных сепараторов различных типов: а — подвесные сепараторы типа П; б — шквильные сепараторы типа Ш; в — подвесной саморазгружающийся сепаратор типа ПС120; г — подвесной саморазгружающийся сепаратор типа ПС120М; д — подвесные саморазгружающиеся сепараторы типов ПС160 и ПС160М;

1 — обойма; 2 — торцевая шайба (щeka); 3 — кожух; 4 — кварцаливовочная масса; 5 — обмотка

Конструкции катушек электромагнитных железотделителей, выпущенных серийно в последнее десятилетие, представлены на рис. 1. Их отличительной особенностью являются значительные массогабаритные параметры. Например, для подвесных железотделителей намагничивающие катушки имеют внешний диаметр до 513 мм, высоту до 316 мм, толщину намотки до 95 мм [5]. Это обстоятельство не позволяет использовать для расчета таких катушек значения $k_{т.о.}$, а также методы и рекомендации, полученные и разработанные для катушек обычных аппаратов автоматики [2-4].

Исходя из этого была поставлена задача на основе анализа данных тепловых испытаний промышленных образцов электромагнитных сепараторов различных видов, типоразмеров и климатических исполнений получить значения удельной мощности рассеяния и коэффициента теплоотдачи намагничивающих катушек и увязать их (как это принято при простых расчетах железотделителей [6]) с одним из определяющих геометрических параметров.

Исходными при постановке задачи теплового расчета обмоток сепаратора являются положения, изложенные в действующих стандартах.

Так, согласно ГОСТ 13062-79 электромагнитные железотделители должны изготавливаться взрывозащищенными с видом защиты "с" уровня "повышенной надежности против взрыва" по ГОСТ 22782.7-81, в климатических исполнениях У для макроклиматических районов с умеренным климатом и Т для макроклиматических районов как с сухим, так и влажным тропическим климатом категории размещения 3 по ГОСТ 15150-69. Кроме того, в соответствии с ГОСТ 13602-79 температура обмоток железотделителей не должна превышать 130⁰С при классе изоляции F ($T_F = 130^0\text{C}$) и 155⁰С при классе изоляции H ($T_H = 155^0\text{C}$); сепараторы исполнения У должны работать при температуре окружающего воздуха от -35 до +40⁰С, сепараторы исполнения Т должны соответствовать ГОСТ 15151-69.

Исходной при тепловом расчете катушек является также температура окружающей среды. За эффективную температуру окружающей среды для сепараторов в климатическом исполнении У согласно ГОСТ 15150-69 принимаем +40⁰С ($t_{о.с.у} = 40^0\text{C}$), а для сепараторов в климатическом исполнении Т согласно ГОСТ 15150-69, ГОСТ 15151-69 и ГОСТ 15543-70 температуру +45⁰С ($t_{о.с.Т} = 45^0\text{C}$).

| Тип сепаратора | Исполнение | Количество испытанных сепараторов, шт. | $S_{охл.} \times 10^{-2}$, м ² | θ , °С | $q \times 10^{-3}$, Вт/(см ² ·°С) | $P_{уд.} \times 10^{-2}$, Вт/см ² |
|----------------|------------|--|--|---------------|---|---|
| Ш-65-63 | У | 32 | 5118,13 | 95,73 | 1,478 | 12,438 |
| Ш-65-63 | Т | 16 | 5113,32 | 91,51 | 1,411 | 12,913 |
| Ш-100-80 | У | 9 | 10386,72 | 88,96 | 1,199 | 10,666 |
| Ш-100-80 | Т | 4 | 10580,90 | 89,57 | 1,193 | 10,681 |
| Ш-140-100 | У | 12 | 15283,47 | 87,70 | 1,195 | 10,478 |
| П100 | У | 21 | 7288,32 | 100,11 | 1,498 | 14,774 |
| П100 | У | 25 | 7493,97 | 98,95 | 1,287 | 12,637 |
| П100 | Т | 13 | 7288,32 | 100,59 | 1,407 | 14,124 |
| П100 | Т | 78 | 7493,97 | 100,41 | 1,287 | 12,406 |
| П100М | У | 21 | 8225,54 | 86,17 | 1,177 | 10,105 |
| П160 | У | 16 | 10090,21 | 116,81 | 1,313 | 14,754 |
| П160 | У | 3 | 10240,92 | 104,74 | 1,336 | 13,819 |
| П160 | Т | 3 | 10240,92 | 85,15 | 1,477 | 12,560 |
| ПС120 | У | 9 | 32320,15 | 71,71 | 1,395 | 9,895 |
| ПС120 | Т | 7 | 32320,15 | 73,19 | 1,344 | 9,772 |
| ПС120М | У | 11 | 33339,1 | 85,36 | 1,052 | 8,861 |
| ПС120М | Т | 3 | 33339,1 | 77,49 | 1,161 | 8,944 |
| ПС160 | У | 4 | 45769,06 | 84,51 | 1,248 | 10,550 |
| ПС160 | У | 3 | 48602,41 | 71,10 | 1,439 | 10,218 |
| ПС160М | У | 7 | 37566,47 | 81,88 | 1,373 | 11,047 |

Важнейшим расчетным и фактически контролируемым при испытаниях на нагревание параметром является превышение температуры нагрева обмоток. ГОСТ 13602-79 не устанавливает предельно допустимые превышения температуры обмоток сепараторов, однако введение этой величины при тепловых расчетах целесообразно и общепринято [4]. Поэтому исходя из допустимых температур обмоток и эффективных температур окружающей среды допустимые превышения температуры нагрева обмоток составят для сепараторов в климатическом исполнении У, категории размещения 3, имеющих изоляцию класса нагревостойкости F $\theta_{\text{У}} = 90^{\circ}\text{C}$, а для сепараторов в климатическом исполнении Т, категории размещения 3, имеющих изоляцию класса нагревостойкости H, $\theta_{\text{Т}} = 110^{\circ}\text{C}$.

Для анализа и получения зависимостей удельной мощности рассеяния и коэффициента теплоотдачи намагничивающих катушек от их геометрических параметров были использованы результаты испытаний серийных и опытных конструкций шкивных (Ш), подвесных (П) и подвесных саморазгружающихся (ПС) сепараторов различных типоразмеров и климатических исполнений, изготовленных на Луганском машиностроительном заводе им. Пархоменко в период с сентября 1980 г. по май 1992 г. (таблица).

При промышленных испытаниях на нагревание для проверки температуры обмоток используется метод сопротивления по ГОСТ 2933-83. Для установившегося теплового режима рассчитывались превышения температуры нагрева (в градусах Цельсия)

$$\theta = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (k + \theta_1) + \theta_1 - \theta_2; \quad (2)$$

удельная мощность рассеяния:

$$P_{\text{уд}} = \frac{P}{S_{\text{охл}}} \quad (3)$$

и средний (условный) коэффициент теплоотдачи поверхности катушки:

$$k_{\text{т.о}} = \frac{P}{S_{\text{охл}} \theta} = \frac{P_{\text{уд}}}{\theta}, \quad (4)$$

где R_1, R_2 — электрическое сопротивление обмотки, соответственно, при температуре θ_1, θ_2 , Ом; k — коэффициент (для меди — 235, для алюминия — 245); θ_1, θ_2 — температура окружающей среды при измерении электрического сопротивления обмотки в холодном и нагретом состоянии аппарата, соответственно, $^{\circ}\text{C}$; P — мощность, потребляемая обмоткой сепаратора и определяемая как отношение квадрата напряжения к сопротивлению обмотки в установившемся тепловом режиме:

$$P = \frac{U^2}{R_2}; \quad (5)$$

$S_{\text{охл}}$ — площадь поверхности охлаждения катушек сепаратора:

$$S_{\text{охл}} = S_{\text{н}} + k_{\text{в}} S_{\text{в}} + 2S_{\text{т}}, \quad (6)$$

$S_{\text{н}}, S_{\text{в}}$ и $S_{\text{т}}$ — площади наружной, внутренней и торцевой поверхностей катушки; $k_{\text{в}}$ — коэффициент, характеризующий отношение теплопередач внутренней и наружной поверхностей катушки.

В соответствии с общепринятой практикой [2], при расчете $S_{\text{охл}}$ в случае изготовления торцевых шайб катушек из изоляционных материалов и толщине намотки меньше длины катушки отводом тепла через торцевые поверхности пренебрегали ($S_{\text{т}} = 0$). Коэффициент $k_{\text{в}}$ был принят равным 1. Расчетные формулы для определения площадей поверхностей охлаждения катушек сепараторов в соответствии с рис. 1 имели следующий вид.

Подвесной сепаратор типа П100 (рис. 1, а; торцевые шайбы 2 выполнены из текстолита, толщина намотки меньше толщины катушки):

$$S_{\text{охл}} = 2[\pi h_{\text{н}} (d_{\text{н}} + D_{\text{н}})], \quad (7)$$

где $h_{\text{н}}$ — высота намотки; $d_{\text{н}}, D_{\text{н}}$ — средние внутренний и наружный диаметры намотки катушки, соответственно.

Подвесные сепараторы (рис. 1, а) типа П100М (торцевые шайбы 2 выполнены из штампованного стального листа), типов П160, П160М (торцевые шайбы 2 выполнены из алюминиевого литья) и шкивные железотделители всех типоразмеров (рис. 1, б; обойма 1 выполнена из алюминиевого литья, торцевая шайба 2 из листового металла):

$$S_{\text{охл}} = 2\left[\pi h_{\text{н}} (d_{\text{н}} + D_{\text{н}}) + \frac{\pi}{2} (D_{\text{н}}^2 - d_{\text{н}}^2)\right]. \quad (8)$$

Обмотка сепаратора типа П состоит из двух катушек, расположенных на отдельных сердечниках. Обмотки промышленно выпускаемых электромагнитных шкивов состоят из двух катушек, расположенных на одном сердечнике.

Подвесной саморазгружающийся сепаратор типа ПС120 (рис. 1, в; обойма 1 и торцевые шайбы 2 выполнены из листового металла):

$$S_{\text{охл}} = 2\left\{\left[\pi(r_2^2 - r_1^2) + 2l_3(l_1 + l_2)\right] + \left[\pi h_{\text{н}}(r_1 + r_2) + 2h_{\text{н}}(l_1 + l_2)\right]\right\}, \quad (9)$$

где r_1 — внутренний радиус закругления намотки внутренней катушки; r_2 — наружный радиус закругления намотки наружной катушки; l_1, l_2 — размеры плоской части намотки катушки по большей и меньшей сторонам, соответственно; l_3 — суммарная толщина намотки обеих катушек.

Обмотка сепараторов типа ПС120 представляет собой две концентрические катушки, выполненные на всю высоту сердечника магнитопровода с малым осевым каналом между катушками. Как показал опыт эксплуатации сепараторов этого типа, при естественном охлаждении обмотки и принятых соотношениях геометрических параметров осевого канала конвективной теплоотдачи практически не происходит ввиду застоя воздуха в канале нагретого воздуха. Поэтому формула (9) не учитывает площадь поверхностей катушек, обращенных к каналу.

Подвесные саморазгружающиеся сепараторы типов ПС120М (рис. 1, з; обойма 1 и торцевые шайбы 2 выполнены из листового металла):

$$S_{\text{охл}} = 2 \left\{ \left[\pi(r_2^2 - r_1^2) + 2l_3(l_1 + l_2) \right] + \left[\pi h_{\text{н}}(r_1 + r_2) + 2h_{\text{н}}(l_1 + l_2) \right] \right\}, \quad (10)$$

где r_1, r_2 — внутренний и наружный радиусы закругления катушки, соответственно; l_1, l_2 — размеры плоской части катушки по большей и меньшей сторонам; l_3 — толщина катушки. Обмотка сепаратора типа ПС120М состоит из одной катушки.

Подвесные саморазгружающиеся сепараторы типов ПС160 и ПС160М (рис. 1, д; обойма 1 и торцевые шайбы 2 выполнены из листового металла):

$$S_{\text{охл}} = 4 \left\{ \left[\frac{1}{2} \pi(r_2^2 - r_1^2) + l_3(l_1 + l_2) \right] + \left[\pi h_{\text{н}}(r_1 + r_2) + 2h_{\text{н}}(l_1 + l_2) \right] \right\}, \quad (11)$$

где r_1, r_2 — внутренний и наружный радиусы закругления катушки, соответственно; l_1, l_2 — размеры плоской части катушки по большей и меньшей сторонам; l_3 — толщина катушки.

Обмотка сепараторов типа ПС160 и ПС160М представляет собой две идентичные катушки, располагаемые одна над другой по высоте сердечника магнитопровода, поэтому формула (11) не учитывает площади торцевых поверхностей катушек, обращенных друг к другу.

Результаты расчета превышений температуры нагрева для каждого типоразмера по группам были представлены в виде гистограмм (гистограмма для сепараторов типа ПС120М приведена на рис. 2). При этом в каждой из рассматриваемых групп наблюдался широкий разброс превышений температуры нагрева, что объективно отражает уровень технологии изготовления намагничивающих катушек сепараторов. Для получения среднестатистической оценки теплового состояния обмоток сепараторов каждого типоразмера по исполнениям У и Т были найдены усредненные значения превышений температуры нагрева обмоток, условного коэффициента теплоотдачи и удельной мощности рассеяния (таблица). Как можно видеть из приведенной таблицы, для части аппаратов усредненное превышение температуры нагрева достаточно близко к допустимому для аппаратов в соответствующем климатическом исполнении: для Ш100-80 (У) $\theta = 89,5^{\circ}\text{C}$ (90°C); Ш140-100 (У) $\theta = 87,7^{\circ}\text{C}$ (90°C); для других эта величина свидетельствует о недоиспользовании обмоточной меди: П160 (Т) $\theta = 85,15^{\circ}\text{C}$ (110°C); ПС120М (Т) $\theta = 77,49^{\circ}\text{C}$ (110°C) или же о неудовлетворительном тепловом состоянии намагничивающих катушек, что ведет к ускоренному старению изоляции и преждевременному выходу сепаратора из строя: П160 (У) $\theta = 16,8^{\circ}\text{C}$ (90°C).

Об уровне достоверности соответствующих данных можно судить по объему выборки. В целом же приведенные данные характеризуют физические процессы теплоотдачи в электромагнитных сепараторах и с достаточной для инженерной практики точностью могут быть использованы при проектировании таких аппаратов. При этом данные по нормально нагруженным катушкам могут быть использованы непосредственно, для остальных же — с соответствующей корректировкой по установившейся температуре нагрева.

С целью удобства применения при простых инженерных расчетах для сепараторов шкивного типа в климатическом исполнении У, имеющих катушки одинаковой конструкции во всех типоразмерах, в диапазоне площадей и температур, указанных в таблице, найденные значения были представлены аналогично [6] в виде аппроксимирующих аналитических зависимостей от расчетной площади охлаждения катушек:

$$q = 8,5031 S_{\text{охл}}^{-0,206793} \times 10^{-3}, \text{ Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^{\circ}\text{C});$$

$$P_{\text{уд}} = 500,814 S_{\text{охл}}^{-0,1642314} \times 10^{-3}, \text{ Вт}/(\text{см}^2).$$

Полученные результаты были положены в основу при разработке методик проектного расчета сепараторов различных видов, что позволило создать и внедрить ряд усовершенствованных конструкций подвесных саморазгружающихся и шкивных сепараторов со сниженной на 10-19% массой меди намагничивающей обмотки.

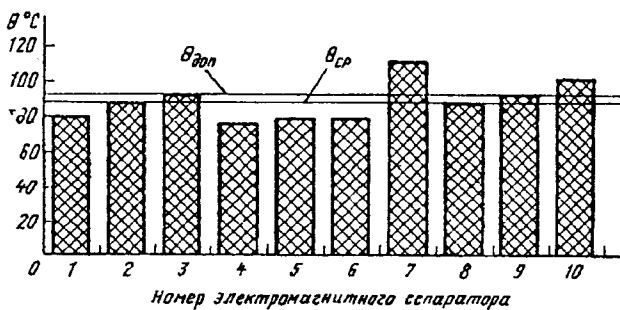


Рис. 2. Гистограмма распределения среднего превышения температуры нагрева обмотки для сепараторов типа ПС120М исполнения У

1. Буткевич Г.В., Дегтярь В.Г., Сливинская А.Г. Задачник по электрическим аппаратам. М.: Высшая школа, 1987.
2. Сахаров П.В. Проектирование электрических аппаратов (Общие вопросы проектирования). М.: Энергия, 1971.
3. Основы теории электрических аппаратов/ Под ред. Г.В.Буткевича. М.: Высшая школа, 1970.
4. Витенберг М.И. Расчет электромагнитных реле. Л.: Энергия. Ленингр.отд-ние, 1975.

5. Обогащительное оборудование. Каталог института "Гипромашуглообогащение". Ворошиловград: Облполиграфиздат, 1989.

6. Буль Б.К., Карташян В.О., Пестеренко А.П. Проектирование оптимальных электромагнитных систем подвесных железотделителей//Электротехника, 1981. № 4. С. 69-71.

Поступила 01.09.93

НОВЫЕ ДАННЫЕ О ВЛИЯНИИ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ФАКТОРОВ НА НАДЕЖНОСТЬ УСТАНОВОК ПОГРУЖНЫХ ЭЛЕКТРОЦЕНТРОБЕЖНЫХ НАСОСОВ ДЛЯ ДОБЫЧИ НЕФТИ

А.З.МЕСЕНЖНИК, доктор техн.наук, проф. Л.Я.ПРУТ, А.В.ВОЛОВОДОВ, кандидаты техн.наук

Отказы погружных установок электроцентробежных насосов (УЭЦН) для механизированной добычи нефти в большинстве случаев обусловлены отказами электрической изоляции системы "питающий кабель — погружной электродвигатель (ПЭД) нефтенасоса" [1-6].

Около 5% отказов связано с расчленениями УЭЦН и насосно-компрессорных труб (НКТ) при эксплуатации и спуско-подъемных операциях (так называемые "полеты"). Остальные отказы вызваны износом рабочих органов и заклиниванием нефтенасосов, сломом валов и т.д.

Несмотря на то, что "полеты" УЭЦН составляют незначительную часть общего количества отказов, экономический ущерб от ликвидации их последствий во много раз превосходит ущерб, наносимый таким же количеством отказов остальных типов. Это приводит к необходимости при исследовании эксплуатационной надежности УЭЦН учитывать "полеты" наряду с основными, традиционными отказами.

При исследовании влияния на надежность УЭЦН эксплуатационных факторов нами рассматривались отказы УЭЦН, эксплуатировавшихся на нефтяных месторождениях ПО "Сургутнефтегаз" и предприятии "Черногорнефть" (г.Нижевартовск). В качестве функции отклика на воздействие эксплуатационных факторов на УЭЦН при отказах изоляции ($R_{из}=0$) рассматривалась наработка УЭЦН до отказа изоляции, а при "полетах" — наработка УЭЦН до начала подъема, при котором произошел "полет". В этом случае действие эксплуатационных факторов в принципе может привести к "предполетному" состоянию УЭЦН в скважине, когда "полет" происходит при подъеме УЭЦН. В общем случае "полеты" могут происходить как при спуске, так и при подъеме УЭЦН, причем количество "полетов" УЭЦН при подъеме составляет более 80% общего числа "полетов".

При исследовании "полетов" рассматривалась на уровне значимости 0,05 линейная и нелинейная параметрическая корреляция, а также непараметрическая ранговая корреляция между наработкой УЭЦН до "предполетного" состояния и такими эксплуатационными факторами, как обводненность, максимальная кривизна скважины при спуске УЭЦН, концентрация механических примесей в скважинной жидкости, погружение под динамический уровень, глубина спуска УЭЦН. При исследовании "полетов" целесообразно использовать метод непараметрической ранговой корреляции, так как наработка УЭЦН до "полетов" не удовлетворяет требованиям непараметрических методов исследований надежности, например, нормальному закону распределения.

Исследовались "полеты" в нефтяных скважинах с различными эксплуатационными факторами: обводненностью от 0 до 99%, максимальной кривизной скважины при спуске от 5 до 39⁰, концентрацией механических примесей в скважинной жидкости от 34 до 800 мг/л, заглублением под динамический уровень от 529 до 1360 м, глубиной спуска УЭЦН в скважину от 1320 до 1860 м.

В результате математической обработки статистических данных установлено отсутствие корреляции между наработкой УЭЦН до "предполетного" состояния рассматриваемыми эксплуатационными факторами. Методом качественной корреляции установлено также отсутствие связи между подачей (кубометры в сутки) УЭЦН и частотой "полетов" как при расчленении УЭЦН, так и при расчленении НКТ. Можно предположить, что к "предполетному" состоянию приводят не рассмотренные эксплуатационные факторы, а накопление дефектов в УЭЦН и НКТ при изготовлении, транспортировке, спуске в скважину, нарушениях технологии спуско-

подъемных операций, а также вследствие конструктивных недостатков УЭЦН и вибраций.

Исследовалось влияние эксплуатационных факторов на надежность изоляции УЭЦН. На уровне значимости 0,05 рассматривалась линейная корреляция между наработкой УЭЦН до отказа изоляции и эксплуатационными факторами, которые для рассматриваемых скважин значительно отличаются (обводненность меняется от 0 до 99%, погружение под динамический уровень — от 74 до 1680 м, глубина спуска УЭЦН — от 1350 до 1980 м, максимальная кривизна скважин при спуске — от 2 до 42⁰, давление жидкости на приеме насоса — от 2,5 до 19,1 МПа, газосодержание на приеме насоса — от 1 до 29%). С целью исключения из рассмотрения отказов, связанных с грубыми дефектами, определяющими время приработки УЭЦН (повреждение изоляции кабелей при спуске в скважину, негерметичность ПЭД, некачественный вывод на режим, негерметичность НКТ и т.д.) рассматривались УЭЦН с наработкой изоляции более 60 суток. Установлено наличие достаточно сильной положительной корреляции между наработкой УЭЦН до отказа изоляции и обводненностью скважин. Так, при одинаковом количестве УЭЦН в выборках для НГДУ "Федоровскнефть" коэффициент корреляции равен 0,4, НГДУ "Сургутнефть" — 0,6, предприятия "Черногорнефть" — 0,9. Факторным дисперсионным анализом установлено на уровне значимости 0,05 отличие в наработке до отказа изоляции УЭЦН, эксплуатировавшихся в нефтяных скважинах с обводненностью от 0 до 40% и от 40 до 99%. С ростом обводненности скважин наблюдается однозначное увеличение наработки УЭЦН до отказа изоляции.

Для объяснения роста наработки изоляции УЭЦН с увеличением обводненности необходимо рассмотреть ряд конкурирующих между собой механизмов отказов, по крайней мере, главные из них. Согласно известным представлениям [7] при откачке УЭЦН водонефтяной эмульсии, содержащей газовую среду, с повышением водосодержания отрицательное влияние свободного газа на наработку увеличивается. В то же время, с ростом обводненности уменьшается содержание свободного газа на приеме насоса и снижается вероятность реализации режима "срыв подачи" при откачке скважинной жидкости. Это приводит к росту наработки изоляции УЭЦН с увеличением обводненности скважин. Таким образом, причина наблюдаемого за последнее десятилетие увеличения наработки УЭЦН до отказа изоляции на нефтяных месторождениях бывшего СССР, а также повышения межремонтного периода (МРП) скважин кроется не только и, возможно не столько в конструктивных усовершенствованиях УЭЦН или улучшении качества их эксплуатации, а в росте обводненности скважин. При прочих равных условиях сравнение МРП скважин с различной обводненностью в строгом смысле слова некорректно.

Поскольку обводненность скважин имеет тенденцию к возрастанию при эксплуатации, то снижение МРП на месторождении является достаточно тревожным симптомом.

Факторным дисперсионным анализом в НГДУ "Федоровскнефть" на уровне значимости 0,05 установлено снижение наработки изоляции УЭЦН-50, УЭЦН=80, отказавшими в 1992 г., по сравнению с УЭЦН, отказавшими в 1991 г. Аналогичные расчеты, проведенные для УЭЦН предприятия "Черногорнефть", показали отсутствие значимости в отличии наработки изоляции УЭЦН-80 и УЭЦН-130, отказавшими в 1992 г., по сравнению с этими марками УЭЦН, отказавшими в 1991 г.

Согласно широко распространенному мнению заглубление УЭЦН под динамический уровень и увеличение глубины спуска УЭЦН должны привести к росту надежности изоляции УЭЦН. При этом исходят из предположения, что основной причиной отказов изоляции УЭЦН является повышение температуры изоляции в режиме "срыв подачи" при откачке скважинной жидкости. В то же время, анализ отказов УЭЦН, проработавших на скважинах более 500 суток, показывает, что в большинстве случаев отказы изоляции ПЭД происходят из-за попадания скважинной жидкости в него через торцевые уплотнения гидрозащиты. С увеличением глубин погружения под динамический уровень и спуска УЭЦН в скважину увеличивается гидростатическое давление жидкости на торцевое ПЭД. При этом возрастает вероятность отказа изоляции ПЭД из-за попадания в него через гидрозащиту скважинной жидкости. Это подтверждается наличием отрицательной линейной корреляции между наработкой УЭЦН до отказа изоляции и глубиной погружения УЭЦН в скважину. Для НГДУ "Федоровскнефть" этот коэффициент корреляции равен -0,623; для НГДУ "Сургутнефть" -0,6. В то же время установлено отсутствие корреляции между наработкой УЭЦН до отказа изоляции и глубиной погружения под динамический уровень, что, видимо, связано со значительным изменением динамического уровня за время между измерением этого уровня и отказом изоляции УЭЦН. Глубина погружения УЭЦН под динамический уровень должна определяться предельно допустимым по технической документации на УЭЦН газосодержанием на приеме насоса (не более 25%), а также возможностью поддержания динамического уровня при эксплуатации УЭЦН.

Установлена отрицательная линейная корреляция между наработкой УЭЦН до отказа изоляции и давлением жидкости на приеме насоса. В этом случае с ростом давления жидкости увеличивается давление на торцевые уплотнения и снижается надежность изоляции УЭЦН.

Известно, что увеличение кривизны скважин приводит к искривлению валов при спуске УЭЦН и неравномерному износу рабочих органов нефтенасосов, что может вызвать снижение подачи откачиваемой скважинной жидкости и

повышение температуры изоляции. Ускорению износа рабочих органов нефтенасосов способствуют также механические примеси в скважинной жидкости.

Факторным дисперсионным анализом установлено отсутствие значимости в зависимости наработки УЭЦН до отказа изоляции как от максимальной кривизны скважины при спуске, так и от концентрации механических примесей при спуске. Это связано с тем, что основной причиной отказа изоляции УЭЦН, имеющих наработку до отказа свыше 60 суток, является попадание скважинной жидкости в электродвигатель или оплавление изоляции кабеля-удлинителя и муфты в режиме "срыв подачи" при откачке скважинной жидкости.

Можно было бы ожидать, что при использовании в УЭЦН теплостойкого кабеля в качестве удлинителя и теплостойкой муфты, соединяющей основную кабель с кабелем-удлинителем, при эксплуатации УЭЦН в условиях возможного срыва подачи (например, на месторождениях с высоким газовым фактором) не должна существовать корреляция между наработкой изоляции УЭЦН и газовым фактором скважинной жидкости. В то же время оказалось, что при эксплуатации в ПО "Нижневартовскнефтегаз" УЭЦН с теплостойкими кабелями-удлинителями марки КФСБ (изоляция — тефлон FEP-140) и теплостойкими резиновыми муфтами, когда оплавления изоляции кабеля и муфты при срыве подачи не происходит, наблюдается достаточно сильная корреляция (коэффициент корреляции 0,7) между наработкой УЭЦН и газовым фактором. Можно предположить, что в УЭЦН с теплостойкими кабелями-удлинителями и теплостойкими муфтами при срыве подачи откачиваемой скважинной жидкости и перегреве ПЭД происходит выброс электроизоляционного масла в гидрозащиту и попадание при этом скважинной жидкости в ПЭД, что приводит к отказам изоляции. Таким образом, использование теплостойких кабелей и муфт может существенно повысить надежность УЭЦН только при надежной герметизации изоляции статорной обмотки ПЭД, например, специальным компаундом, как это имеет место в зарубежных конструкциях [8].

Исследовались также отказы изоляции УЭЦН на время приработки $\tau < 60$ суток, когда в основном проявляются грубые дефекты. Отказы изоляции УЭЦН в этот период преимущественно зависят от соблюдения технологии монтажа, спуска в скважину и вывода на режим, а не от эксплуатационных факторов, например, дебета скважин. Так, методом качественной корреляции установлено, что при наработке менее 60 суток частота отказов изоляции УЭЦН-50, УЭЦН-80, УЭЦН-130, работавших в маломощных скважинах, такая же, как у УЭЦН-200, УЭЦН-360, работавших в высокодебетных скважинах. В то же время факторный дисперсионный анализ наработки изоляции УЭЦН до отказа при наработке более 60 суток показал, что УЭЦН-130,

работающие в высокодебетных скважинах, имеют большую наработку, чем УЭЦН-50, УЭЦН-80. Отказы изоляции кабелей и муфт УЭЦН в этом случае связаны в основном со срывом подачи, который менее вероятен в высокодебетных скважинах.

Для ПЭД при наработке более 60 суток факторным дисперсионным анализом установлено отсутствие значимости в отличии наработки ПЭД-32, ПД-45, ПЭД=63, ПЭД-90, так как отказы изоляции ПЭД происходят в основном в процессе попадания в него скважинной жидкости, а этот процесс практически равновероятен для рассматриваемых типов ПЭД.

Исследовалось влияние диаметра НКТ, а следовательно, и зазора между НКТ и обсадными колоннами на повреждение изоляции кабелей при спуске УЭЦН. Рассматривались повреждения изоляции кабелей в НГДУ "Федоровскнефть" при спуске на НКТ диаметром 2 дюйма УЭЦН-50, УЭЦН-80, УЭЦН-130 и спуске на НКТ диаметром 2,5 дюйма УЭЦН-200, УЭЦН-360, УЭЦН-400. Методом качественной корреляции установлено, что различия в частоте повреждений кабелей в этом случае не наблюдаются. Можно предположить, что уменьшение зазора между НКТ и обсадными колоннами при спуске УЭЦН-200, УЭЦН-360, УЭЦН-400 компенсируется уменьшением кривизны, так как эти установки спускаются на меньшую глубину (менее 1400 м), где искривление скважин меньше. Возможно, что на повреждения изоляции кабелей при спуске УЭЦН влияет не столько зазор между НКТ и обсадной колонной, сколько соблюдение технологии спуска. Это предположение позволяет ставить вопрос о возможности (без снижения надежности УЭЦН) увеличения габаритов кабелей в случае технической необходимости.

Список литературы

1. Мессенжик Я.З., Осягин А.А. Влияние технологических и эксплуатационных факторов на характеристики кабелей для нефтедобычи // Электричество. 1984. №7.
2. Тарев Б.М., Мессенжик Я.З., Прут Л.Я. Физика отказов полимерной изоляции при термобарическом нагружении. Деп.ВИНИТИ. 23.09.86. № 6833-В86.
3. Мессенжик Я.З., Осягин А.А. Силовые кабельные линии для погружных электросистем. М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Мессенжик Я.З., Гимельбрант А.Я., Прут Л.Я. Температурный эквивалент имитационных испытаний электрической изоляции погружных электросистем// Электричество. 1989. № 3.
5. Мессенжик Я.З. Новый подход к термобарическим испытаниям изоляции//Электротехника. 1990. № 12.
6. Мессенжик Я.З., Осягин А.А. Влияние многофакторного воздействия на полимерные материалы// Техника кино и телевидения. 1991. № 5.
7. Репин Н.П., Девликамов О.М., Юсунов О.М. Технология механизированной добычи нефти. М.: Недра, 1976.
8. Влияние длительной эксплуатации полиимидно-фторопластовой изоляции в термобарических условиях на ее электрическую прочность /Б.М.Тарев, Я.З.Мессенжик, Л.Я.Прут, С.Т.Старков//Электричество. 1990. № 4.

Поступила 01.09.93

УДК 621.318.5.001.8

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЗАЩИТНЫЕ РЕЛЕ МАКСИМАЛЬНОГО ТОКА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

В.И.ГУРЕВИЧ, канд.техн.наук

Научно-техническое предприятие "Инвентор"

Электромеханические реле тока серии РТ-40, разработанные десятки лет тому назад, являются аналогами еще более древних реле ЭТ-520. До сих пор эти устройства — практически единственный тип измерительных защитных реле максимального тока, широко применяемые в электроэнергетике, мощных высоковольтных электроприводах и т.п.

Эти реле материалоемки и требуют значительных затрат ручного труда при производстве и во время эксплуатации (регулировка, зачистка и подгибка контактов и т.п.).

В мощных низковольтных электроприводах применяются не менее древние реле максимального тока серии РЭС, РЭО-401 и др. Это еще более крупные и тяжелые устройства, содержащие большое количество меди, стали, серебра.

В современных экономических условиях эти показатели приобретают первостепенное значение, определяющее низкую конкурентоспособность известных реле.

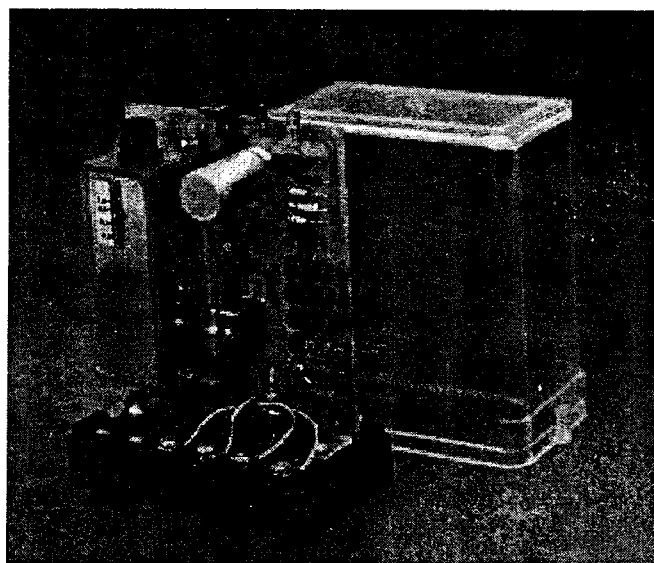


Рис. 1. Внешний вид реле "Квазитрон-1"

Полупроводниковые реле, состоящие из набора покупных радиоэлементов, распаиваемых на

печатную плату, оказываются в этом плане значительно более привлекательными и конкурентоспособными. Однако, опыт эксплуатации статических реле, выполненных на микросхемах, в том числе реле серии РСТ, РТЗ-51 и их аналогов, входящих в комплект защиты ЯРЭ-2201 Чебоксарского электроаппаратного завода, показал наличие у них существенных недостатков, сдерживающих широкое применение, основными из которых являются недостаточная помехоустойчивость и сложность диагностики и наладки [1].

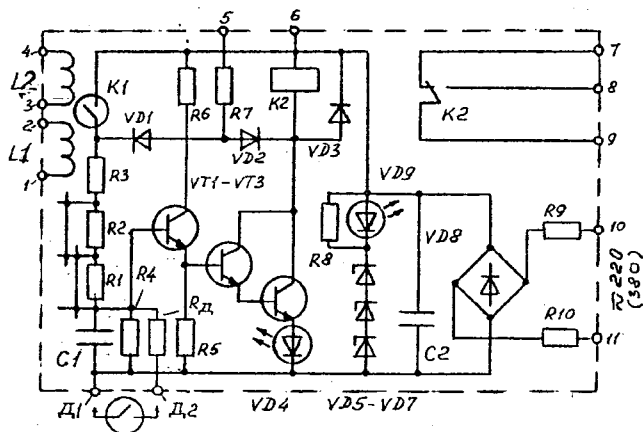


Рис. 2. Базовая электрическая схема реле серии "Квазитрон"

Автором предложен ряд оригинальных технических решений, позволивших удачно совместить в одной конструкции положительные качества электромеханических и статических реле тока. Обоснование этого подхода, теоретические предпосылки и принципы построения таких реле изложены ранее в [1-8].

В статье приведено описание защитных реле максимального тока серии "Квазитрон", выпуск которых начат в 1993 г. научно-техническим предприятием "Инвентор".

Выпускается две серии реле "Квазитрон": "Квазитрон-1" и "Квазитрон-2". Реле "Квазитрон-1" предназначено для замены реле РТ-40 в действующих и во вновь вводимых электроустанов-

ках и выполнено в корпусе, аналогичном корпусу реле РТ-40, с сохранением его габаритных и присоединительных размеров (рис. 1), а также всех исполнений по токам срабатывания в диапазоне от 0,2 до 200 А.

задающую цепочку ($R1, R2, R3, C1$), эмиттерный повторитель на транзисторе $VT1$, усилительный каскад на составном транзисторе ($VT2, VT3$), выходное электромагнитное реле $K2$.

Входной интерфейс и выходное электромагнитное реле обеспечивают надежную гальваническую развязку электронной части реле от входных и выходных цепей. Электронная часть реле функционально представляет собой расширитель импульсов, а входной интерфейс ($L1, L2, K1$) является автономным электромагнитным модулем, выполняющим в реле функции измерительного порогового органа, узла. Конструктивно входной интерфейс выполнен в виде отдельного элемента (рис. 3), установленного непосредственно на плате в корпусе реле ("Квазитрон-1", рис. 1) или на отдельной внешней колодке вне корпуса реле ("Квазитрон-2"), снабженной присоединительными элементами, допускающими подключение шин или проводников большого сечения. Такая конструкция позволяет располагать интерфейс в различных местах электроустановки непосредственно в области прохождения шинпроводов. При этом к входу одного электронного исполнительного релейного блока может быть подключено параллельно несколько интерфейсов, контролирующих токи в различных цепях защищаемой электроустановки, причем они могут быть настроены и на различные токи срабатывания. Помимо интерфейса катушечного типа (рис. 3), предназначенного для токов 0,5–50 А, в реле серии "Квазитрон-2" могут быть использованы другие интерфейсы [3] низкого и высокого напряжения (рис. 4), в том числе высокочувствительные интерфейсы с током срабатывания 0,05–5,0 А и изоляцией входа от выхода, выдерживающей напряжение до 25 кВ для систем токовой защиты мощной радиоэлектронной аппаратуры [8, 9], интерфейсы высокого и низкого напряжения, предназначенные для установки непосредственно на токоведущую шину без ее разрыва [2; 4-6]. Такие шинные интерфейсы обеспечивают токи срабатывания реле "Квазитрон-2" в пределах от 50 до 10 000 А.

В реле обеих серий специального исполнения "Д" имеются дополнительные выходные клеммы $D1$ и $D2$, к которым может быть подключен внешний интерфейс любого типа. При этом клеммы $D1, D2$ образуют запрещающий вход реле, позволяющий реализовать дополнительную функцию дифференциальной защиты [5]. Использование внешних интерфейсов различного типа во многих случаях позволяет по-новому

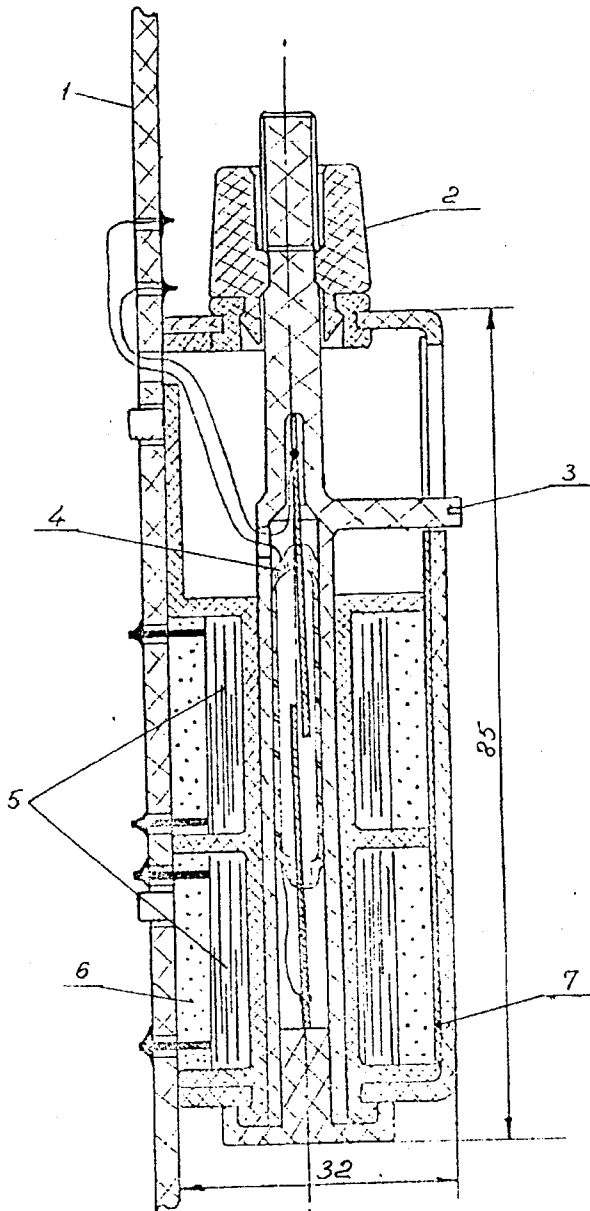


Рис. 3. Конструкция интерфейса катушечного типа: 1 — плата печатания; 2 — ручка регулировки тока срабатывания; 3 — стрелка-указатель; 4 — геркон; 5 — катушка; 6 — заливочная масса (стеарин, эпоксидный компаунд и т.п.); 7 — ферромагнитный экран

Реле "Квазитрон-2" применяется в комплекте со специальными датчиками тока в мощных низковольтных и высоковольтных электроустановках, в частности, вместо реле РЭО-401, РЭВ-571 и других аналогичных в электроприводах мощных механизмов.

Реле обеих серий имеют одинаковую базовую электрическую схему (рис. 2), включающую в себя входной интерфейс [3] ($L1, L2, K1$), время-

организовать релейную защиту низковольтных и высоковольтных электроустановок переменного тока без дорогих и металлоемких трансформаторов тока.

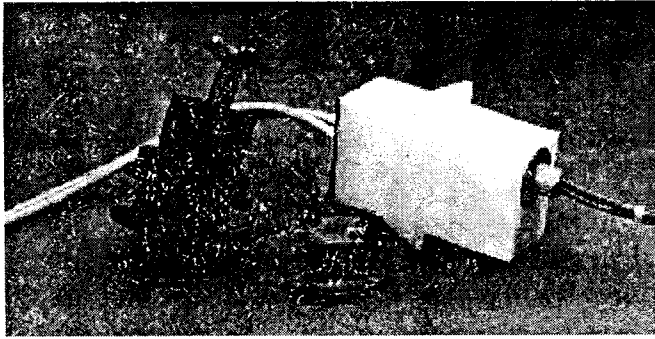


Рис. 4. Внешние интерфейсы реле типа "Квазитрон-2":

1 — высокочувствительный катушечный интерфейс высокого напряжения для мощной радиоэлектронной аппаратуры; 2 — безмоточный интерфейс низкого напряжения для электроприводов; 3 — безмоточный интерфейс для непосредственной установки на шины 6-10 кВ высоковольтных электроустановок

Порог срабатывания реле "Квазитрон-1" регулируется вращением ручки настройки интерфейса. При этом перемещаются пластмассовая ампула с герконом относительно катушки и указатель вдоль шкалы.

Порог срабатывания интерфейсов шинного типа регулируется поворотом их вокруг своей оси с последующей фиксацией положения.

Обе серии реле снабжены светодиодами красного ($VD4$) и зеленого ($VD9$) цвета, обеспечивающими визуальную индикацию состояния реле в процессе его работы, а также при настройке и проверке работоспособности. Последнее может осуществляться без отсоединения реле от внешних цепей путем замыкания (перемычкой или внешней кнопкой) выходных клемм 5 и 6. При этом имитируется поступление входного сигнала и одновременно блокируется прохождение выходного сигнала. Зеленый светодиод гаснет, а красный загорается.

Для обеспечения оптимального соответствия параметров реле условиям его эксплуатации (отстройка от аperiodической составляющей, бросков тока при срабатывании разрядников в электрических сетях, механических ударов по корпусу реле) предусмотрена возможность выбора номинального (при $I=1,1 I_{ср\text{аб}}$) значения времени срабатывания реле: 50, 150 или 300 мс и работы его на соответствующей время-токовой характеристике (рис. 5). Номинальное время срабатывания изменяется удалением одной или

двух навесных проволочных перемычек, шунтирующих резисторы $R1$ и $R2$.

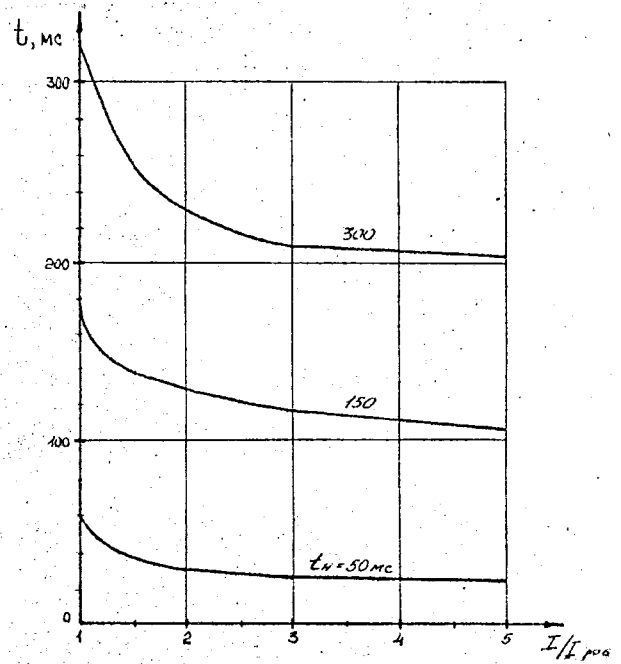


Рис. 5. Время-токовые характеристики реле:

1 — при поставке реле; 2 — с удаленной перемычкой № 1; 3 — с удаленными обеими перемычками

Такой способ изменения времени срабатывания реле, а также отсутствие встроенного коммутационного элемента для проверки работоспособности реле и выбор выходного реле К2 герметичным позволили хорошо защитить электронную часть реле от воздействия пыли и влаги путем двухслойного покрытия платы водостойким лаком методом полного ее погружения.

В схеме реле применены высоконадежные элементы, выбранные с многократными запасами по току и напряжению. Например, при величине питающего напряжения, ограниченного стабилизаторами $VD5 - VD7$ на уровне 45 В, в реле используются транзисторы КТ6056М и диоды КД102А с допустимым напряжением 250 В. При допустимом токе коллектора этих транзисторов 100 мА реальная токовая нагрузка не превышает 10 мА; с десятикратным запасом по рассеиваемой мощности работают в схеме и сами стабилизаторы.

Благодаря применению входного каскада на транзисторе $VT1$, включенном по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель), удалось уменьшить ток, коммутируемый герконом $K1$ до столь малого уровня, при котором полностью исключены какие-либо виды электрической эрозии контактов (так называемая "сухая цепь").

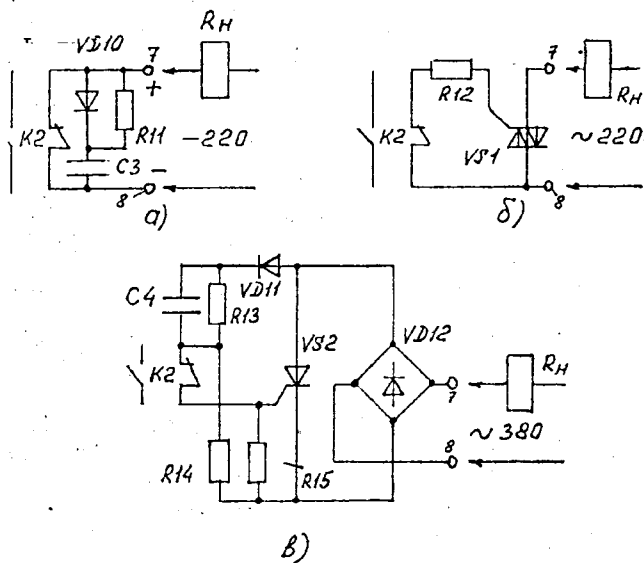


Рис. 6. Варианты выполнения выходного коммутационного узла реле:
 а — с искрозащитной цепью для коммутации индуктивной нагрузки на постоянном токе; б — с симистором для коммутации мощной нагрузки на переменном токе; в — для коммутации нагрузок с номинальным напряжением 380 В переменного тока

Конденсатор $C2$ обеспечивает работоспособность реле при провалах питающего напряжения длительностью до 10 с, а стабилизатор на элементах $VD5 - VD7$ при отклонениях питающего напряжения в пределах от 170 до 270 В. Эти же элементы защищают электронную часть реле от проникновения импульсных перенапряжений из питающей сети. Мощность, потребляемая от сети не превышает 4 Вт. Для повышения коммутационной способности реле обеих серий предусмотрены исполнения выходного коммутационного элемента на основе высокоэффективной искрогасительной цепочки (рис. 6, а), симистора (рис. 6, б) и диодно-тиристорного ключа (рис. 6, в, таблица). Последнее исполнение применяется в реле "Квазитрон-2", предназначенном для работы в сетях с напряжением 380 В. Схема, изображенная на рис. 6, в может с помощью относительно низковольтного контакта

Исполнения реле серии "Квазитрон" по виду выходного коммутационного элемента

| Номер исполнения реле серии "Квазитрон" | Вид выходного элемента | Режим коммутации | | | Вид нагрузки | Род тока |
|---|--|------------------|---------------|--------------|--|------------------------|
| | | Ток, А | Напряжение, В | Мощность, Вт | | |
| 1 | Переключающий контакт | 0,001-0,3 | 0,5-120 | 10 | Активная | Постоянный, переменный |
| 2 | Замыкающий контакт с искрозащитной цепью | 0,01-0,1 | 10-220 | 15 | Активная, индуктивная, $\tau \leq 0,01с$ | Постоянный |
| 3 | Размыкающий контакт с искрозащитной цепью | 0,01-0,1 | 10-220 | 15 | Активная, индуктивная, $\tau \leq 0,01с$ | Постоянный |
| 4 | Симистор, эквивалентный замыкающему контакту | 0,05-2,0* | 10-220 | 500 | Активная, индуктивная, $\cos\phi \geq 0,4$ | Переменный |
| 5 | Симистор, эквивалентный размыкающему контакту | 3-10** | 10-220 | 200 | Активная, индуктивная, $\cos\phi \geq 0,4$ | Переменный |
| 6 | Диодно-тиристорный ключ, эквивалентный замыкающему контакту | 0,05-2* | 10-380 | 600 | Активная, индуктивная, $\cos\phi \geq 0,4$ | Переменный |
| 7 | Диодно-тиристорный ключ, эквивалентный размыкающему контакту | 3-10** | 10-380 | 300 | Активная, индуктивная, $\cos\phi \geq 0,4$ | Переменный |

* Длительный.

** Кратковременный ($t \leq 3с$).

миниатюрного реле $K2$ управлять достаточно мощной нагрузкой с номинальным напряжением 380 В (обмотки мощных контакторов и пускателей).

Термическая стойкость обмоток катушечного интерфейса $L1$ и $L2$ соответствует реле РТ-40, а большая чувствительность интерфейса на герконе по сравнению с реле РТ-40 позволила значительно уменьшить затраты стали (в пять раз) и меди (в три раза). Помимо экономии активных материалов, стало возможным на 60% снизить мощность, потребляемую реле от измерительного трансформатора тока в электроэнергетических установках. А по сравнению с тяжелыми и крупными реле серий РЭО и РЭВ экономия активных материалов составляет десятки и сотни раз.

Ресурс реле, а следовательно, и область их применения определяется, в основном, ресурсом, геркона $K1$, вибрирующим с частотой 100 Гц при срабатывании реле. Специальные испытания герконов, применяемых в реле, показали, что при режимах, существующих в реле "Квазитрон", эти герконы свободно выдерживают 10 млн. циклов срабатывания и после этого продолжают нормально функционировать в составе реле. При испытаниях двух партий герконов по 50 штук в каждой не было зафиксировано ни одного случая залипания герконов. Простейшие расчеты показывают, что при питании обмоток $L1$ и $L2$ переменным током частотой 50 Гц, при срабатывании реле два раза в сутки с отработкой каждый раз выдержки времени 5с ресурс реле составит не менее 27 лет. Как показали проведенные исследования, коэффициент возврата реле также определяется типом применяемого геркона (его герметическими размерами, жесткостью контактных деталей и т.п.) и может быть реализован в пределах от 0,70 до 0,99. По мнению многих известных специалистов, коэффициент возврата защитных токовых реле должен быть как можно ближе к 1 [10—12]. В процессе разработки были созданы опытные образцы реле с коэффициентом возврата 0,99. Однако, после испытания их в ПЭО "Харьковэнерго" и ПЭО "Донбассэнерго" эксплуатационники пришли к мнению о чрезмерности столь высокого коэффициента возврата, при котором снижается устойчивость работы реле, и целесообразности его уменьшения.

С учетом этих пожеланий для использования в реле "Квазитрон-1" выбраны герконы, обеспечивающие коэффициент возврата в пределах 0,85—0,95, а для реле "Квазитрон-2" — 0,70—0,85. По отдельному заказу возможно изготовление реле с коэффициентом возврата 0,98—0,99.

Порог срабатывания геркона входного интерфейса оказался не чувствительным к форме контролируемого тока, благодаря чему ток срабатывания реле "Квазитрон-1", включаемого обычно через трансформатор тока, не изменяется при погрешностях трансформатора тока до 78% и более.

Время возврата реле во всех режимах не превышает 50 мс, а время выхода на номинальный режим работы после включения питания от оперативной сети — не более 0,5 с.

Электрическая прочность изоляции входного интерфейса не менее 5 кВ переменного тока. Цепи реле выдерживают без повреждения воздействие в течение 1 с повышенных напряжений переменного тока: с амплитудой 1 кВ — на клеммах цепи питания, с амплитудой 2,5 кВ — между выводами различных цепей.

В настоящее время принято решение о широком применении этих реле в электроэнергетике Украины вместо реле РТ-40, в том числе для комплектования распределительных устройств класса 10 кВ, производимых рядом украинских заводов. Нижегородским филиалом института "Сельэнергопроект" предусматривается использование реле с высоковольтными датчиками шинного типа в установках для плавки гололеда. Национальной программой развития краностроения на Украине предусматривается широкое применение реле серии "Квазитрон-2" в панелях управления электроприводов мощных крановых механизмов всех типов. В объединении "Харьковэнерго" ряд подстанций оборудован дуговой защитой на базе реле "Квазитрон-2Д". Таким образом, реле серии "Квазитрон" являются действительно универсальными и могут найти самое широкое применение в электроустановках различного назначения.

Список литературы

1. Гуревич В.И. Принципы повышения помехоустойчивости статических реле тока//Энергетика и электрификация. 1992. № 2. С. 16-16.
2. Гуревич В.И. О концепции развития средств релейной защиты электросетей 6-10 кВ//Энергетика и электрификация. 1993. № 2. С. 40-43.
3. Гуревич В.И., Кривцов В.В., Савченко П.И. Интерфейсные реле// Электротехника. 1990. № 6. С. 71-75.
4. Кривцов В.В., Гуревич В.И. Новые принципы построения устройств максимальной токовой защиты на магнитоуправляемых контактах// Изв.вузов. Энергетика. 1991. № 6. С. 38-43.

5. Гуревич В.И., Кривцов В.В. Новая релейная база для систем автоматизации электрических сетей 6-10 кВ// Энергетическое строительство. 1992. № 4. С.41-45.

6. Пат. 4925494/07 РФ. Высоковольтный датчик тока/ В.И.Гуревич. 1992.

7. Пат. 5000142/06 РФ. Устройство для токовой защиты высоковольтной электроустановки/ В.И.Гуревич. 1992.

8. А.с. 1379827 СССР. Реле на герконс /В.И.Гуревич //Открытия. Изобретения. 1988. № 9.

9. Гуревич В.И., Савченко П.И. Высокоэффективная за-

щита мощных электровакуумных приборов// Электронная техника. Сер. 4. 1987. Вып.1(116). С.70-73.

10. Дорогуницев В.Г., Овчаренко П.И. Элементы устройств автоматики энергосистем. М.: Энергия, 1970.

11. Федосеев А.М. Релейная защита электрических систем. М.-Л.: Энергия, 1976.

12. Паперно Л.Б. Бесконтактные токовые защиты электроустановок. М.: Энергоиздат, 1983.

Поступила 08.10.93

УДК 621.316(075.5)

О РАЗВИТИИ ОБЩЕГО КУРСА "ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ" В МЭИ

А.А.ЧУНИХИН, канд.техн.наук

Общий курс "Электрические аппараты" традиционно преподается в МЭИ студентам, обучающимся специальностям, связанным с использованием электрической энергии. В частности, на факультете "Электрооборудование и автоматизация промышленности и транспорта" (ЭАПТФ), этот курс был включен в учебный план еще в 1949 г. и читается автором до настоящего времени. С введением двухступенчатой системы образования курс "Электрические аппараты" — обязательная дисциплина подготовки бакалавров по направлению "Электротехника".

Первоначально основное внимание в курсе уделялось ознакомлению студентов с теоретическими основами электрических аппаратов, физическими процессами, проходящими в них, расчетом элементов аппаратов. Поскольку после окончания института работа многих молодых специалистов связана с созданием и эксплуатацией установок с широким применением электрических аппаратов, конечная задача общего курса "Электрические аппараты" постепенно расширялась. В нее входило не только знакомство студентов с теорией работы и устройством аппаратов, но и овладение методиками их выбора и правилами эксплуатации. На ЭАПТФ, начиная с 1987 г., в задания, выполняемые студентами, стали вводиться вопросы выбора аппаратов. Так, студенты, специализирующиеся в области электропривода, решают задачи выбора элек-

трических аппаратов для управления асинхронными электродвигателями с короткозамкнутым ротором. Для заданного двигателя и нагрузки необходимо выбрать контактор, тепловое реле или пускатель, предохранитель. В случае использования специальной релейной защиты выбираются токовое реле и реле нулевой защиты. На специальностях "Электроснабжение промышленных предприятий" и "Электро-термические установки" студенты выбирают высоковольтный выключатель, разъединитель, трансформаторы тока и напряжения. Выбранные аппараты оцениваются с точки зрения надежности, габаритов, стоимости, требований к эксплуатации и т.п. Таким образом, студенты получают весьма полное и всестороннее представление о выбранном аппарате.

Следующим шагом явилось применение оптимизационного подхода при выборе электрических аппаратов, когда учитываются не только основные технические параметры, но и стоимость, габариты, износостойкость, эксплуатационные расходы, влияние на окружающую среду и т.п. Например, одна из возможных постановок задачи: выбрать пускатель, обладающий наибольшей износостойкостью и наименьшими размерами.

Для решения подобных задач составлена база данных по выпускаемым в СНГ пускателям переменного тока, автоматическим выключателям и

другим аппаратам и разработан алгоритм их выбора с использованием ЭВМ.

Выбор аппарата осуществляется в два этапа.

На первом этапе производится выбор аппаратов из исходной базы данных по основным техническим параметрам.

На втором этапе из отобранной группы аппаратов, соответствующих всем основным техническим требованиям, выбирается оптимальный аппарат по принятым показателям качества (масса, габариты, надежность, стоимость и т.д.). Расчет производится по целевым функциям, объединяющим все заданные показатели качества с соответствующими весовыми коэффициентами [1].

При реализации указанного подхода обнаружилась трудность — практически полное отсутствие систематизированных методологических материалов по выбору электрических аппаратов. Каталоги института Информэлектро не имеют данных о надежности эксплуатации аппаратов, в [2-5] содержится мало эскизов с размерами, дающих представление о выбираемых аппаратах.

Для успешной реализации указанного развития общего курса "Электрические аппараты" на кафедре "Электрические и электронные аппараты" МЭИ были изданы пособия [6,7], касающиеся выбора контакторов, пускателей, автоматических выключателей, реле, предохранителей, реле защиты электрического привода, геркона, обмоток к ним и герконовых датчиков хода, тяговых электромагнитов. В [7] рассматривается также расчет токов КЗ, восстанавливающегося напряжения, необходимых для выбора высоковольтных выключателей, предохранителей, автоматов, пускателей, трансформаторов тока и реакторов. Методика выбора аппаратов сопровождается конкретными примерами и некоторыми данными аппаратов, выпускаемых в СНГ. В дальнейшем предполагается выпустить пособия по выбору и эксплуатации всех основных аппаратов низкого и высокого напряжения общепромышленного назначения.

Начиная с 1991 г. на ЭАПТФ для дисциплин "Инженерное проектирование" и "Электрические аппараты" был введен курсовой проект, в котором имеется раздел по выбору электрических аппаратов [8]. После выбора электрического аппарата с помощью ЭВМ по изложенному алго-

риту студенты знакомятся с устройством, параметрами, размерами аппарата по каталогу; эскизы выбранных аппаратов приводятся в пояснительной записке. Студенты проектируют простейшие комплектные распределительные устройства с использованием выбранных электрических машин.

В процессе работы над методикой выбора электрических аппаратов обнаружилась необходимость уточнения этих вопросов в научном плане. Так, при выборе аппаратов необходимо знать фактические значения токов КЗ с учетом сопротивления всех элементов силовой цепи. Часто применяемые приближенные оценки могут приводить к завышенным расходам проводниковых материалов и стоимости аппаратов. Требуется также уточнения вопроса согласования характеристик тепловых реле и предохранителей.

Проделанная на кафедре "Электрические и электронные аппараты" работа способствовала совершенствованию учебного процесса и позволила студентам глубже ознакомиться с реальными электрическими аппаратами, их выбором и эксплуатацией.

Список литературы

1. Чунихин А.А., Акимов Е.Г. Методика автоматизированного поиска аппаратуры защиты и управления// Изв.вузов. Электромеханика. 1990. № 9.
2. **Электротехнический справочник**. Т.2. Электротехнические изделия и устройства/ Под общ.редакцией профессоров МЭИ (Гл.редактор И.Н.Орлов). М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. **Неклепасв Б.Н., Крючков И.П.** Электрическая часть электростанций и подстанций// Справочные материалы для курсового и дипломного проектирования. М.: Энергоатомиздат, 1989.
4. **Жуков В.В.** Выбор электрических схем аппаратов и проводников распределительных устройств электрических станций и подстанций. М.: МЭИ, 1989.
5. **Условия работы и выбора электрооборудования электрических станций/Ю.Н.Балаков, А.П.Долин, В.В.Жуков и др.** М.: МЭИ, 1984.
6. **Выбор электрических аппаратов для электропривода, электрического транспорта и электроснабжения промышленных предприятий/ Е.Г.Акимов, Ю.С.Коробков, А.В.Савельев и др.** М.: МЭИ, 1991.

7. **Выбор** электрических аппаратов для промышленных установок/А.А.Чунихин, Е.Г.Акимов, Ю.С.Коробков и др. М.: МЭИ, 1990.

8. **Акимов Е.Г.** Выбор электрических аппаратов управления и защиты электродвигателей// Методические указания

по выполнению курсового проекта по курсам "Инженерное проектирование" и "Электрические аппараты". М.: МЭИ, 1991.

ГУАНЧЖОУСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ПРИ МИНИСТЕРСТВЕ МАШИНОСТРОЕНИЯ ПРИГЛАШАЕТ К НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОМУ И ЭКОНОМИЧЕСКОМУ СОТРУДНИЧЕСТВУ

Гуанчжоуский научно-исследовательский институт электрооборудования — многопрофильная и комплексная электротехническая научно-исследовательская организация, подчиненная министерству машиностроения КНР. Институт был создан в 1958 г. В настоящее время в институте около 1000 сотрудников, из них научно-технический персонал составляет 65%, в том числе 160 человек с высшим техническим образованием и 300 человек — со средним.

Со дня своего создания наш институт принимал и выполнял много важных и ключевых научно-исследовательских задач. Сейчас он является ведущим по исследованию влияния окружающей среды на электротехнические изделия, разработке бытовых электромашин и приборов, микроэлектромоторов, электрических машин специального назначения и технических пластмасс. В нашем институте работают государственные, испытательные и сертификационные центры бытовых электромашин и приборов, микроэлектромоторов, электрооборудования.

Каждый год наш институт выполняет 50 — 60 научно-технических тем. В 1986 — 1992 гг. институт получил 3 государственных медали, 42 министерских медали и 13 провинциальных и городских медалей за научно-технический прогресс. Кроме того, ещё получил 7 государственных патентов.

Внедрение научно-технических разработок достигает 85%.

Крупные комплексные устройства, компоненты и узлы, а также новые высококачественные материалы, разработанные и изготовленные нашим институтом (например, автоматическая производственная линия для распыления порошковых лакокрасочных материалов, камера сушки распыленных лаков для автомобилей, источник тока большой мощности специального назначения, установка возбуждения генераторов электростанции, устройства для исследования влияния окружающей среды и измерительно-испытательные приборы, контрольно-измерительные устройства для бытовых электромашин и приборов, автоматическая линия для контроля выпуска изделий, автоматическая контрольно-измерительная линия с применением компьютера для электрических машин, коррозионно-устойчивые лакокрасочные материалы, добавки для краски, обезжиривания и фосфатирования, серийные добавки для электрогальванизации, серийные порошковые лакокрасочные материалы специального назначения, изоляционные материалы и технические пластмассы для различных видов электрооборудования, серийные мощные тиристоры и т.д.), сейчас применяются на предприятиях страны, и часть из них уже успешно вышла на международный рынок. Наш институт также обслуживает электромеханические предприятия по всей стране.

С углублением перестройки науки и техники в КНР наш институт недавно начал переход на

рыночную экономику по пути научно-промышленно-торговой интеграции. Кроме шести институтов-филиалов создано пять промышленных компаний, в результате чего научно-технический и экономический потенциал нашего института в значительной степени усилился.

До начала 60-х годов наш институт проводил испытательную и исследовательскую работу по тропиколлизации электрооборудования с СССР, ГДР, ЧССР, ПНР и ВНР. В 1988 — 1989 г.г. институт имел деловые контакты с электротехническими институтами и предприятиями СССР, но из-за разных причин они прекратились.

В последние годы обстановка значительно изменилась. И наш институт будет развивать научно-техническо-торговое сотрудничество с соответствующими научно-исследовательскими институтами, предприятиями и компаниями. Возможные формы сотрудничества:

- научно-техническое,
- передача научно-технической документации,
- создание совместных производств,
- двусторонняя торговля и т.д.

Наш адрес: 510302, №204 дорога Синьганси, г. Гуанчжоу, КНР.

Телеграмма: 1670.

Телефон: (020) 4451171.

Факс: (020) 4451516.

Тан Баолю — директор Гуанчжоуского научно-исследовательского института электрооборудования при министерстве машиностроения КНР.

ВНИМАНИЕ!

Если Вы не успели подписаться на наш журнал на I полугодие 1994 г. и согласны получать журнал в редакции по адресу:

**Москва, Зоологическая, 11, 2-й этаж, комн. 212,
телефон 254—1152,**

Вам необходимо перевести деньги Энергоатомиздату на р/с 362101 в Москворецком отделении ПСБ филиал МИБ, МФО 201133, код банка 9201137, индекс банка 113184 (указатель "Для редакции журнала "Электротехника"), а копию платежной квитанции представить в редакцию. Деньги должны быть переведены не позже, чем за месяц до выхода журнала (например, в начале февраля за №3).

Стоимость одного номера журнала в I полугодии — 1212 р.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ СТАТЕЙ

1. Статья не должна превышать 12 страниц текста, отпечатанного на машинке через 2 интервала с полями 2—3 см, и иметь не более 5 рисунков.

2. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации.

3. Желательно, чтобы число авторов не превышало пяти. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть четко вписаны от руки в отдельные строки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) — двумя черточками сверху. 0(нуль) и цифра 3(три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. вычерчиваются тушью на плотной бумаге или кальке. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общепотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на **белой матовой бумаге** (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработан-

ными деталями. Все обозначения ставятся на одном экземпляре.

7. Статья должна завершаться конкретными выводами, в которых в лаконичной форме излагаются результаты работы и предложения автора, вытекающие из данного материала. Выводы не должны повторять данных и положений, содержащихся в основном тексте статьи.

8. Список литературы приводится в конце статьи. Он составляется в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также мало распространенные издания и материалы, отпечатанные литографским способом и т.д.

9. Статья должна быть подписана авторами. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, место работы, ученое звание, номера домашнего и служебного телефонов.

10. Статью следует высылать в редакцию только простой или заказной бандеролью.

Новый магнитоэлектродвигатель с возбуждением постоянными магнитами для видеомагнитофонов. О. С. Семенов. — Электротехника, 1994, N 1, с. 7

В соответствии с планом работ по созданию и освоению новой техники НПО "Псковэлектромаш" (г. Псков) разработало и освоило в производстве новый микроэлектродвигатель постоянного тока ДП 25 по техническим условиям ИЖГК 524212.024.ТУ. Микроэлектродвигатель ДП 25 предназначен для заправки магнитной ленты и установки кассеты видеомагнитофонов, а также может найти применение в качестве исполнительного механизма систем автоматики. По своим техническим характеристикам ДП 25 находится на уровне лучших зарубежных аналогов.

Ил. 1. Табл. 2.

УДК 621.313.333.001.5

Оценка эффективности систем динамического нагружения асинхронных двигателей. Д. И. Родькин, В. М. Давидкович, Ю. В. Алистратенко. Электротехника, 1994, N 1, с. 9

Анализируются вопросы формирования знакопеременной мощности, потребляемой из сети асинхронной машины с целью создания устройств для динамического их нагружения при послеремонтных испытаниях. Анализ выполнен для различных вариантов амплитудной и частотной модуляции приложенного к статору двигателя напряжения. Показана перспективность применения устройств и систем амплитудной модуляции напряжения с одним законом модуляции для трех фаз.

Ил. 3. Табл. 2. Библ 6 назв.

УДК 621.313.13.001.5

Анализ характеристик регулируемых асинхронных микродвигателей бытового назначения. В. А. Лавриненко. — Электротехника, 1994, N 1, с. 15

Рассмотрены методы регулирования асинхронных двигателей с экранированными полюсами. Представлены результаты экспериментальных исследований магнитного поля в воздушном зазоре асинхронного двигателя с экранированными полюсами ЗДВЛВ6, а также зависимости электромагнитного момента от частоты вращения и КПД, коэффициента мощности, тока статора от напряжения. Изложены рекомендации по выбору конструктивных схем регулируемых двигателей для приборов микроклимата.

Ил. 4. Библ 11 назв.

УДК 621.314.6:621.382

Микропроцессорный выпрямитель в системе АБП. Г. А. Адамия, Ю. П. Жирков. — Электротехника, 1994, N 1, с. 22

Рассмотрены основные этапы разработки микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями на примере трехфазного мостового управляемого выпрямителя в системе гарантированного электроснабжения. уделено большое внимание практической реализации алгоритма управления.

Ил. 3. Библ 6 назв.

Технико-экономическое сопоставление управляемых реакторов с тиристорными устройствами. В. Д. Головчан, Л. И. Дорожко, В. М. Сорокин. — Электротехника, 1994, N 1, с. 28

Дано сопоставление управляемых реакторов энергетического назначения с альтернативными тиристорными устройствами по техническим, функциональным и стоимостным показателям.

Ил. 2. Табл. 7. Библ 15 назв.

УДК 621.318.001.24

Трехфазное адаптивное реле сопротивления. Ю. Я. Лямец, В. А. Ильин. Электротехника, 1994, N 1, с. 36

Решается задача определения места или зоны повреждения для замыканий любого вида при одностороннем измерении напряжений и токов. Применяется метод дистанционных критериев. Используются различные методы анализа селективности и точности адаптивного реле сопротивления, в том числе путем построения характеристик и годографов на комплексной плоскости.

Ил. 10. Табл. 3. Библ 5 назв.

УДК 62-83.001.24

Исследование уравнения низкочастотного колебательного движения машины двойного питания. А. В. Аристов, В. В. Аристов. — Электротехника, 1994, N 1, с. 47

Проанализированы возможности аналитического решения уравнения низкочастотного колебательного движения машины двойного питания путем преобразования исходного уравнения в уравнение с периодическими коэффициентами и нахождение его точного решения в квадратурах. Получены инженерные соотношения, связывающие закон движения подвижного элемента исполнительного двигателя с параметрами электрической машины, источников питания и нагрузки при малом собственном электромагнитном позиционном моменте. Приведены примеры сравнения расчетов АЧХ машин двойного питания по полученным выражениям и путем численного расчета исходного уравнения низкочастотного колебательного движения на ЭВМ.

Ил. 2. Библ 6 назв.

УДК 621.318.38:542.8

Анализ результатов тепловых испытаний и расчет намагничивающих катушек электромагнитных сепараторов. М. В. Загирьяк, В. М. Усатюк. — Электротехника, 1994, N 1, с. 54

На основе обобщения результатов промышленных испытаний даны оценка реального теплового состояния и аналитические зависимости для тепловых расчетов намагничивающих катушек электромагнитных сепараторов, позволяющие проводить рациональное проектирование этой группы электрических аппаратов.

Ил. 2. Табл. 1. Библ 5 назв.

Новые данные о влиянии эксплуатационных факторов на надежность установок погружных электроцентробежных насосов для добычи нефти. Я.З.Мессенжник, Л.Я.Прут, А.В.Воловодов. — Электротехника, 1994, № 1, с. 58

С помощью факторного дисперсионного анализа исследовано влияние эксплуатационных факторов на надежность изоляции установок электроцентробежных насосов (УЭЦН), работающих в различных нефтегазодобывающих Управлениях (НГДУ) Западной Сибири. Показано, что с ростом обвод-

ненности скважин наработка УЭЦН до отказа изоляции однозначно увеличивается. Получены новые данные о зависимости наработки УЭЦН до отказа от давления жидкости на приеме насоса, максимальной кривизны скважины, концентрации механических примесей, времени приработки и т.д., а также о влиянии диаметра насосно-компрессорных труб (НКТ) и зазора между НКТ и обсадными колоннами на повреждение изоляции кабелей при спуске УЭЦН.

Библ.8 назв.

Научный редактор Н.С. Разумовская
Литературный редактор А.М.Мескина
Компьютерная верстка О.Б.Беляева

Сдано в набор 20.11.93. Подписано в печать 20.01.94. Формат 60×88¹/₈.
Бумага офсетная №2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82.
Тираж 1118 экз. Заказ 45

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Компьютерная верстка НПО "Электропривод"
107078, г. Москва, Садовая-Спаская ул., 1/2, корп. 3
Отпечатано в Подольском филиале 142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

**Акционерное общество
"Инситес — МБД"**

представитель 2536 предприятий-производителей России предлагает услуги:

- Комплексная поставка общезаводского и специализированного промышленного оборудования и технологий с гарантиями и полным сервисом услуг.
- Поставка отдельных видов промышленного оборудования:
 - котлы паровые, пароводяные и водогрейные;
 - экономайзеры, дымососы, вентиляторы, автоматика;
 - электродвигатели, электроподстанции и т.п.;
 - электротали, гидравлические тележки;
 - агрегаты насосные, насосы;
 - компрессорное оборудование.

Тел.: (095) 305—3332

- Оказываем бесплатные услуги предприятиям-производителям в проведении по нашей системе рекламы и сбыта продукции.
- Предоставляем демонстрационные (предпродажные) услуги предприятиям-производителям промышленной продукции с последующей реализацией выставленной продукции.
- Оказываем услуги в реализации неустановленного и сверхнормативного оборудования.

Тел.: (095) 176—0057