



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1981

•ЭНЕРГОИЗДАТ•

4

УДК 621.311.001.57

Принципы построения и особенности математических моделей электроэнергетических систем

СОВАЛОВ С. А., доктор техн. наук, БАРИНОВ В. А., канд. техн. наук

Москва

Математическое моделирование на ЦВМ является в настоящее время основным формализованным средством анализа функционирования и управления процессами в сложных электроэнергетических системах. Основу математического моделирования составляет взаимосвязанная совокупность математических моделей, адекватно отражающих процессы в электроэнергетических системах. Под математической моделью здесь понимается система уравнений, используемая для изучения исследуемых процессов; выбор математической модели определяется характером этих процессов.

При проектировании и эксплуатации электроэнергетических систем важное значение имеют задачи анализа статической и динамической устойчивости, длительных электромеханических переходных процессов, токов короткого замыкания, установившихся режимов [Л. 1]. Для решения этих задач был предложен ряд математических моделей. Наиболее полная из них для сложных электроэнергетических систем построена на основе уравнений Парка — Горева [Л. 2]. В фундаментальных работах С. А. Лебедева, П. С. Жданова, А. А. Горева, В. А. Веникова, Л. В. Цукерника, С. А. Ульянова был предложен, обоснован и использовался ряд моделей, построенных применительно к решению различных задач на основе пренебрежения (по сравнению с полной моделью) теми или иными факторами, оказывающими несущественное влияние на исследуемые процессы. Вопрос связи полной и более простых моделей преимущественно изучен для отдельных элементов и для схем электроэнергетических систем, содержащих одну синхронную машину, работающую на нагрузку или на шины за-

данного напряжения и частоты. В то же время для сложных электроэнергетических систем эта связь рассмотрена недостаточно полно.

Целью настоящей статьи является рассмотрение принципов построения и особенностей полной и основных упрощенных математических моделей переходных и установившихся процессов в сложных электроэнергетических системах.

Полная математическая модель переходного движения электроэнергетических систем. Уравнения полной математической модели электроэнергетической системы в общем случае включают уравнения переходных процессов (электромагнитных и механических) синхронных и асинхронных машин, уравнения законов Ома и Кирхгофа для электрической сети, уравнения различных систем регулирования. Как известно, уравнения переходных процессов электроэнергетической системы в фазных координатах содержат периодические коэффициенты, обусловленные зависимостью коэффициентов самоиндукции, взаимной индукции контуров фаз статора, а также взаимной индукции контуров ротора и фаз статора синхронных машин и зависимостью коэффициентов взаимной индукции контуров фаз статора и ротора асинхронных машин от положения роторов машин. Указанные периодические относительно углов коэффициенты в переходном процессе не являются периодическими функциями времени за исключением частного случая, когда скорости вращения роторов машин неизменны. Исключение периодических коэффициентов из уравнений отдельных машин достигается известным преобразованием Парка — Горева. Возможность преобразования системы уравнений движения с перио-

дическими коэффициентами к системе уравнений с постоянными коэффициентами в общем случае показана А. М. Ляпуновым [Л. 3]. Преобразование Парка — Горева, сыгравшее фундаментальную роль в теории переходных процессов и устойчивости электроэнергетических систем, является по существу реализацией этой возможности.

Как показано в [Л. 2], уравнения переходных процессов для сложных электроэнергетических систем принимают наиболее простую форму при преобразовании уравнений синхронных машин в фазных координатах с помощью преобразования Парка — Горева к вращающимся координатным осям $d, q, 0$, жестко связанным с ротором машин; уравнения остальных элементов электрической сети, законов Кирхгофа можно записать в координатных осях, жестко связанных с ротором одной из синхронных машин, либо в синхронно-вращающихся осях.

Уравнения переходных процессов синхронной машины с демпферными контурами на роторе (одним эквивалентным контуром в каждой оси) могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_I &= R_I I_I + (pE + N_I) \Psi_I; \\ \Psi_I &= L_I I_I; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= T_r - \frac{3}{2} (\psi_{cd} i_{cq} - \psi_{cq} i_{cd}), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$U_I = [u_f, u_{cd}, 0, u_{cq}, 0, u_{co}]^T; I_I = [i_f, i_{cd}, i_g, i_{cq}, i_h, i_{co}]^T; \Psi_I = [\psi_f, \psi_{cd}, \psi_g, \psi_{cq}, \psi_h, \psi_{co}]^T; R_I = \text{diag} [r_f, r_c, r_g, r_c, r_h, r_c];$$

$$L_I = \begin{bmatrix} L_f & \frac{3}{2} M_f & M_{fg} & 0 & 0 & 0 \\ M_f & L_d & M_g & 0 & 0 & 0 \\ M_{fg} & \frac{3}{2} M_g & L_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_q & M_h & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_h & L_h & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{co} \end{bmatrix};$$

$$N_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

E — единичная матрица; $p = d/dt$; $u_{cd}, i_{cd}, \psi_{cd}, u_{cq}, i_{cq}, \psi_{cq}, u_{co}, i_{co}, \psi_{co}$ — соответственно напряжение в узле замыкания, ток и потокосцепление статора по продольной, поперечной оси и нулевой последовательности; u_f, i_f, ψ_f — приложенное напряжение, ток и потокосцепление обмотки возбуждения; i_g, ψ_g, i_h, ψ_h — токи и потокосцепления демпферных контуров; $J\omega$ — момент инерции ротора; T_r — момент первичного двигателя; ω — угловая скорость вращения ротора; элементами матриц R_I и L_I являются активные сопротивления r , коэффициенты

самоиндукции L и взаимной индукции M статорных и роторных контуров. В системе (1) за положительное направление токов принято направление из электрической сети в машину; ось q опережает ось d .

Уравнения переходных процессов асинхронной машины при отнесении их к координатным осям, вращающимся с произвольной скоростью ω_k , могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{II} &= R_{II} I_{II} + (pE + N_{II}) \Psi_{II}; \\ \Psi_{II} &= L_{II} I_{II}; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3}{2} L_{ad} (i_{pd} i_{cq} - i_{pq} i_{cd}) - T_c, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$U_{II} = [u_{cd}, u_{cq}, u_{pd}, u_{pq}, u_{co}, u_{po}]^T;$$

$$I_{II} = [i_{cd}, i_{cq}, i_{pd}, i_{pq}, i_{co}, i_{po}]^T; \Psi_{II} = [\psi_{cd}, \psi_{cq}, \psi_{pd},$$

$$\psi_{pq}, \psi_{co}, \psi_{po}]^T; R_{II} = \text{diag} [r_c, r_c, r_p, r_p, r_c, r_p];$$

$$L_{II} = \begin{bmatrix} L_{c1} & 0 & L_{ad} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{c1} & 0 & L_{ad} & 0 & 0 \\ L_{ad} & 0 & L_{p1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ad} & 0 & L_{p1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{co} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{po} \end{bmatrix};$$

$$N_{II} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_k & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_k & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega - \omega_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_k - \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

T_c — момент сопротивления; обозначения членов уравнений (2) аналогичны (1), индекс «с» относится к статору, индекс «р» — к ротору.

Уравнения закона Ома для ветви r, L, C с напряжениями по концам u_1 и u_2 в координатных осях, вращающихся с произвольной скоростью ω_k , могут быть записаны в виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} - u_{2d} - r i_d - L_1 \frac{di_d}{dt} + L_1 i_q \omega_k &= \frac{1}{C} \int i_d dt + \\ + \int [u_{1q} - u_{2q} - r i_q - L_1 \frac{di_q}{dt} - L_1 i_d \omega_k] \omega_k dt; \\ u_{1q} - u_{2q} - r i_q - L_1 \frac{di_q}{dt} - L_1 i_d \omega_k &= \\ = \frac{1}{C} \int i_q dt + \int [-u_{1d} + u_{2d} + r i_d + L_1 \frac{di_d}{dt} - \\ - L_1 i_q \omega_k] \omega_k dt; \\ u_{10} - u_{20} - r i_0 - L_0 \frac{di_0}{dt} &= \frac{1}{C} \int i_0 dt, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где L_1, L_0 — коэффициенты индукции ветви для токов прямой и нулевой последовательностей.

Уравнения (1) — (3), составленные для всех элементов электроэнергетической системы, объединяются вместе уравнениями 1-го и 2-го законов Кирх-

гофа, а также уравнениями связи координатных систем

$$P_k = A_k A_i^{-1} P_i = \begin{bmatrix} \cos \delta_{ki} & \sin \delta_{ki} & 0 \\ -\sin \delta_{ki} & \cos \delta_{ki} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} P_i, \quad (4)$$

где $\delta_{ki} = \int_0^t (\omega_k - \omega_i) dt + \delta_{ki0}$; A_k , A_i — матрицы пре-

образования Парка — Горева соответственно к общим координатным осям, вращающимся со скоростью ω_k и к координатным осям, вращающимся со скоростью ω_i ; P_k , P_i — значения переменных (токов, напряжений) в осях d_k , q_k , 0 и d_i , q_i , 0. При записи (1) — (4) использованы результаты [Л. 2].

Уравнения (1) — (4) должны быть дополнены уравнениями систем регулирования возбуждения и первичных двигателей генераторов. Выполнение этих систем регулирования отличается большим разнообразием. В общем виде уравнение системы регулирования возбуждения может быть записано в виде функции напряжения, тока, угловой скорости вращения ротора генератора и производных этих параметров:

$$[u_f = \varphi_f(u, i, \omega, \frac{du}{dt}, \frac{d^2u}{dt^2}, \frac{di}{dt}, \frac{d^2i}{dt^2}, \frac{d\omega}{dt})]. \quad (5)$$

Уравнение регулирования первичных двигателей генераторов

$$T_r = \varphi_r(\omega, \frac{d\omega}{dt}, f, P_r, P_{пер}), \quad (6)$$

здесь предполагается, что регулирование (первичное и вторичное) осуществляется по угловой скорости вращения ротора генератора, ее производной, частоте электрической сети, мощности генератора и потоку мощности по линии.

Уравнения (1) — (6), составленные для всех элементов электроэнергетической системы, совместно с уравнениями законов Кирхгофа образуют полную математическую модель. Для симметричных режимов уравнения для нулевых составляющих могут быть исключены из системы уравнений.

Исключение периодических коэффициентов из уравнений полной математической модели имеет место при рассмотрении работы одной синхронной машины в симметричном режиме на нагрузку (которая может быть учтена в уравнениях цепи статора) или шины заданного напряжения и частоты. При этом переход от фазных координат к новым расчетным переменным в осях d , q , 0 означает переход от рассмотрения периодического движения к рассмотрению установившегося. Это находит отражение в критериях устойчивости. Корни характеристического уравнения системы уравнений первого приближения для преобразованной системы соответствуют характеристическим показателям исходной системы. Нарушение критерия апериодической устойчивости для характеристического уравнения новых расчетных переменных ведет к экспоненциальному росту этих переменных и к колебательному нарастанию фазных величин с монотонно увеличивающейся огибающей. Нарушение $(n-1)$ -го критерия Гурвица ведет к колебательному увеличению расчетных переменных, процесс же изменения фаз-

ных величин имеет вид нарастающих колебаний, огибающая которых колебательно увеличивается.

При наличии двух и более синхронных машин в симметричном режиме для выбранной записи уравнений полной модели периодические коэффициенты исключаются из уравнений синхронных машин и появляются в уравнениях связи различных координатных систем (4). Исключение периодических коэффициентов из уравнений связи (4) эквивалентно отношению уравнений i -й синхронной машины к вращающимся осям k -й синхронной машины. При таком преобразовании периодические (относительно взаимных углов) коэффициенты появляются в элементах статорных и роторных коэффициентов индукции. При несимметричном режиме хотя бы одной синхронной машины периодические коэффициенты появляются в уравнениях связи, характеризующих вид несимметрии. Например, для двухфазного короткого замыкания фаз b и c дополнительные к (1) уравнения:

$$\left. \begin{aligned} i_d \cos \theta - i_q \sin \theta &= 0; \\ u_d \sin \theta + u_q \cos \theta &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\theta = \int_0^t \omega dt + \theta_0$.

Для других видов короткого замыкания в уравнения, характеризующие несимметрию, входят составляющие токов и напряжений нулевой последовательности.

Наличие периодических коэффициентов в уравнениях полной математической модели, как показано в [Л. 4—9] при решении ряда задач, обуславливает особенность изменения обобщенных координат, связанную с наличием бесконечно большого числа составляющих токов и напряжений комбинационных частот. Качественный состав этого спектра можно установить, пользуясь известной схемой разложения пульсирующего магнитного поля в обмотке возбуждения, создаваемого токами статора, на два поля, вращающихся в противоположных направлениях. В случае двухфазного короткого замыкания одной синхронной машины при частоте приложенного напряжения в цепи статора ω_c и постоянной заданной скорости вращения ротора ω_0 исходная частота ω_c порождает токи в цепи ротора с комбинационными частотами $|\omega_c \pm k\omega_0|$, где $k=1, 3, 5, \dots, \infty$, а в цепи статора — токи с комбинационными частотами $|\omega_c \pm k\omega_0|$, где $k=0, 2, 4, \dots, \infty$ [Л. 5 и 9]. Изменение скорости вращения ротора приводит к изменению спектра гармонических составляющих.

В случае симметричного режима работы двух синхронных машин без демпферных контуров при заданном движении их роторов с постоянными скоростями ω_1 , ω_2 в результате взаимодействия токов и магнитных полей статоров и роторов машин исходные напряжения в цепи статора частоты ω_1 , ω_2 порождают токи комбинационных частот: в обмотке ротора первой машины $|k(\omega_2 - \omega_1)|$, в обмотке ротора второй машины $|k(\omega_1 - \omega_2)|$, где $k=1, 2, \dots, \infty$, а в связанных цепях статоров машин — токи комбинационных частот $[\omega_1 + k(\omega_1 - \omega_2)]$, где $k=$

$= -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$. Изменение скорости вращения роторов синхронных машин приводит к тому, что периодические относительно взаимного угла коэффициенты становятся непериодическими функциями времени. Спектр гармонических составляющих изменяется в зависимости от изменения скольжения роторов синхронных машин и скорости изменения скольжения. При большем числе синхронных машин спектр гармонических составляющих расширяется за счет взаимодействия всех машин.

В случае, когда вторая машина заменена шиной неизменного напряжения и частоты, в цепи статора в аналогичном режиме циркулируют токи лишь трех частот $\omega_1, \omega_2, (2\omega_1 - \omega_2)$, а в цепи ротора — частоты $|(\omega_2 - \omega_1)|$, что является принципиальным отличием этой схемы от двухмашинной системы.

Условием отсутствия периодических коэффициентов в симметричном режиме для сложных электроэнергетических систем является равенство угловых скоростей вращения роторов синхронных машин, что имеет место лишь для стационарного движения электроэнергетических систем в симметричном режиме.

Исследование переходных процессов и устойчивости нелинейных систем с периодически изменяющимися параметрами, к каким относится полная математическая модель электроэнергетической системы, представляет значительные сложности. В [Л. 10] рассмотрены некоторые из возможных подходов к исследованию полной модели: методы Ляпунова, асимптотические методы, метод разделения движения на быстрые и медленные составляющие, численные методы, метод Хилла. Идеи последнего метода (поиск решения в виде бесконечного ряда — путем перехода от системы линейных дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами к бесконечной системе уравнений с комплексными амплитудами) нашли применение при анализе двухфазного короткого замыкания синхронной машины [Л. 5, 6 и 9].

Наиболее эффективными в исследованиях переходных процессов и устойчивости представляются методы, которые основываются на применении малого параметра, в частности, метод разделения движения на быстрые и медленные составляющие [Л. 11] и асимптотические методы [Л. 12]. Строгое применение указанных методов требует приведения системы уравнений переходного движения к специальной форме (к нормальной форме с выделением малого параметра). Эти методы в принципе позволяют построить высшие приближения и получить решение с любой степенью точности, хотя построение этих приближений для электроэнергетических систем связано с большими трудностями.

Применение строгих методов к анализу полной математической модели целесообразно для простых схем при изучении ряда сложных явлений таких, как параметрический резонанс, кратный резонанс с гармоническими составляющими внешней возмущающей силы, а также для оценки областей применения более простых математических моделей. Для сложных электроэнергетических систем из-за высо-

кого порядка дифференциальных уравнений полной модели практически оказывается возможным лишь изучение усредненных процессов с разделением полного движения на быстрые и медленные составляющие.

Уравнения стационарного движения электроэнергетических систем. Обычно в качестве уравнений стационарного движения (установившегося режима) при расчетах на ЦВМ используются уравнения потокораспределения, описывающие режим электрической сети. Эти уравнения составляются, как правило, на основе метода узловых напряжений. Для определения стационарного движения электроэнергетической системы необходимо учесть также уравнения стационарного движения синхронных и асинхронных машин и статические характеристики систем регулирования. Уравнения стационарного движения могут быть получены из уравнений переходного движения приравниванием нулю производных от обобщенных координат.

Уравнения стационарного движения синхронных машин и их систем регулирования:

$$\left. \begin{aligned} U_I &= R_I I_I + N_I \Psi_I; \\ \Psi_I &= L_I I_I; \\ T_T - \frac{3}{2} (\psi_{cd} i_{cq} - \psi_{cq} i_{cd}) &= 0; \\ u_f &= \varphi_b (p=0); \\ T_r &= \varphi_r (p=0). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В системе (8) в матрицах N_I для всех синхронных машин значения ω одинаковы.

Уравнения стационарного движения асинхронных машин:

$$\left. \begin{aligned} U_{II} &= R_{II} I_{II} + N_{II} \Psi_{II}; \\ \Psi_{II} &= L_{II} I_{II}; \\ \frac{3}{2} L_{ad} (i_{pd} i_{cq} - i_{pq} i_{cd}) - T_c(\omega, \omega_p) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В системе (9) в матрицах N_{II} для всех асинхронных машин значения ω_k одинаковы.

Уравнения установившегося режима электрической сети могут быть записаны на основе метода узловых напряжений и уравнений (3) для узла γ в виде:

$$\dot{U}_\gamma \dot{Y}_\gamma(\omega, U_\gamma) + \sum_q (\dot{U}_\gamma - \dot{U}_q) \dot{Y}_{\gamma q}(\omega) + \dot{I}_{\gamma c} + \dot{I}_{\gamma a} = 0, \quad (10)$$

где $\dot{I}_{\gamma c}, \dot{I}_{\gamma a}$ — токи в узле γ , обусловленные наличием синхронных и асинхронных машин. При записи системы (10) уравнения электрической сети и асинхронных машин отнесены к осям, жестко связанным с ротором одной из синхронных машин (например, n -й); ось d этой машины совмещена с вещественной, а ось q — с мнимой осью.

Узловые токи и напряжения в узлах примыкания синхронных машин $\dot{I}_{\gamma c}, \dot{U}_\gamma$ связаны с переменными синхронных машин i_d, i_q, u_d, u_q уравнениями связи координатных систем (4).

Уравнения (8), (9), (10) и (4), составленные для всех элементов электроэнергетической системы,

образуют полную модель стационарного движения электроэнергетических систем. Эта модель описывается системой нелинейных алгебраических уравнений, решение которых возможно итерационными методами. В [Л. 13] рассмотрено упрощение приведенных уравнений стационарного движения и их связь с применяемыми для определения установившегося режима упрощенными моделями.

Упрощенные математические модели переходных движений электроэнергетических систем. Математическая модель быстрых электромагнитных процессов получается из полной модели принятием допущения о неизменности и равенстве угловых скоростей вращения роторов синхронных машин и неизменности угловых скоростей вращения роторов асинхронных машин. Полученная таким образом модель может быть использована для анализа токов короткого замыкания и самовозбуждения. При заданном движении роторов синхронных машин с одинаковыми скоростями уравнения связи координатных систем (4) становятся линейными алгебраическими уравнениями с постоянными коэффициентами, поскольку величины δ_{ki} постоянны. Уравнения быстрых электромагнитных процессов для синхронных и асинхронных машин:

$$U_j = R_j I_j + (pE + N_{j0}) \Psi_j, \quad (11)$$

где $j = I, II$; $\Psi_j = L_j I_j$; значения элементов матриц N_{j0} соответствуют установившемуся режиму.

Уравнения (3)—(5) и (11), составленные для всех элементов электроэнергетической системы, совместно с уравнениями законов Кирхгофа образуют модель быстрых электромагнитных процессов, которая для симметричных режимов является линейной. Исследование знаков вещественных частей корней характеристического уравнения позволяет выявить электромагнитную устойчивость или неустойчивость. По корням характеристического уравнения можно найти коэффициенты затухания и частоты всех свободных составляющих переходного процесса при коммутации и, пользуясь теоремой разложения, определить изменение токов и напряжений во времени. При этом обычно задача определения токов короткого замыкания сводится к задаче с нулевыми начальными условиями рассмотрением коммутации, как процесса включения при нулевых начальных условиях на источник, генерирующий напряжение, равное и противоположное по знаку напряжению в точке коммутации до ее возникновения. Действительные токи получаются при этом наложением токов предшествующего режима и режима включения.

Исследование движения электроэнергетической системы с помощью модели быстрых электромагнитных процессов справедливо в течение времени, при котором угловые скорости вращения роторов машин можно считать неизменными. Это время оценивается величиной порядка 0,1—0,14 с после коммутации [Л. 2].

Практически расчеты электромагнитных переходных процессов на ЦВМ осуществляются при введении ряда допущений. Основными из них являются приближенный учет или вообще отказ от учета

электромагнитных переходных процессов в синхронных машинах. Еще более приближенными являются расчеты токов короткого замыкания, которые осуществляются при представлении синхронных машин некоторыми э. д. с. и сопротивлениями, а электрической сети — уравнениями установившегося режима. Допустимость использования применяемых допущений в расчетах токов короткого замыкания может быть обоснована сравнениями с точными расчетами по более полным уравнениям.

При несимметричной коммутации необходимо учесть уравнения, характеризующие вид несимметрии, с периодическими коэффициентами, закон изменения которых определяется заданной скоростью вращения роторов синхронных машин. Исследование переходных процессов при этом существенно усложняется. Приближенное решение задачи может быть получено методом симметричных составляющих на основе соответствующим образом подобранной схемы обратной последовательности с неизменными параметрами [Л. 14].

Математическая модель для исследования установившегося асинхронного хода получается из полной модели «замораживанием» неравных скоростей вращения роторов синхронных машин. Эта модель отличается от рассмотренной выше модели быстрых движений наличием в уравнениях связи координатных систем (4) периодических (относительно времени) коэффициентов $\sin [\delta_{ki0} + (\omega_k - \omega_i) t]$, $\cos [\delta_{ki0} + (\omega_k - \omega_i) t]$, а в уравнениях синхронных машин в матрицах N_{Li} постоянных значений ω_i . Эта модель представляется совокупностью линейных интегро-дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами и объединяющими их уравнениями (4) с периодическими коэффициентами, закон изменения которых во времени определяется заданным скольжением роторов синхронных машин. Анализ рассмотренной модели представляет сложную задачу и выполнен методами исследования систем с переменными параметрами.

Математические модели медленных движений, предназначенные для исследования электромеханических переходных процессов получают разделением полного движения на быстрые и медленные составляющие и использованием того или иного способа усреднения [Л. 10]. Необходимость усреднения обусловлена тем, что система быстрых движений при неравных скоростях вращения роторов синхронных машин является системой с переменными параметрами. Анализ свойств различных математических моделей электроэнергетических систем показывает, что применяемые упрощения и допущения могут быть сведены к трем способам усреднения.

Учет основных гармонических составляющих токов и напряжений в статорных цепях машин и электрической сети и пренебрежение комбинационными составляющими токов и напряжений приводят к упрощенной математической модели Жданова [Л. 4]. Уравнения этой модели для электроэнергетической системы, имеющей n синхронных и l асинхронных машин, при пренебрежении электромагнитными процессами в обмотках роторов в неявной форме могут быть записаны в

виде [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} J_i \frac{d\omega_i}{dt} &= T_{\tau i} - T_{ei}(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega_1, \dots, \omega_n, \\ &\omega_{m1}, \dots, \omega_{ml}); \\ J_v \frac{d\omega_{mv}}{dt} &= T_{ev}(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega_1, \dots, \omega_n, \\ &\omega_{m1}, \dots, \omega_{ml}) - T_{cv}; \\ \frac{d\delta_{in}}{dt} &= \omega_i - \omega_n, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $i = 1, 2, \dots, n$; $v = 1, 2, \dots, l$.

Анализ переходных процессов с помощью модели Жданова сводится к определению составляющих токов, обусловленных действием отдельных стационарных э. д. с. $E_{qi} = \omega_i M_{fi} i_{fi}$ и может быть выполнен с использованием метода наложения. Применение метода наложения справедливо для линейной электрической сети. При учете нагрузки нелинейными статическими характеристиками применение этого метода возможно только для области малых отклонений от установившегося режима электроэнергетической системы. Получение явных аналитических зависимостей, входящих в (12), практически возможно лишь для простейших систем при описании поведения нагрузки линейными уравнениями.

Применение способа усреднения, предусматривающего замену не только комбинационных составляющих, но и основных гармонических составляющих токов и напряжений в статорных цепях машин и электрической сети усредненными одночастотными токами и напряжениями приводит к упрощенной широко применяемой позиционной модели электроэнергетических систем. Условие постоянства частоты во всей электроэнергетической системе позволяет сразу записать уравнения стационарного состояния статорных цепей машин и электрической сети с учетом нелинейных статических характеристик нагрузки. Позиционная модель получила развитие в работах С. А. Лебедева, П. С. Жданова, В. А. Веникова, Л. В. Цукерника и др. Позиционная модель предназначена для анализа относительного движения и применяется в основном для исследования процессов, на протекание которых моменты, зависящие от скорости вращения роторов синхронных машин, оказывают малое влияние. Уравнения позиционной модели получаются из модели Жданова пренебрежением зависимостей э. д. с., реактивных сопротивлений, электромагнитных моментов от скорости вращения роторов синхронных машин. В неявной форме уравнения позиционной модели при учете асинхронной нагрузки статическими характеристиками могут быть, исходя из (12), записаны в виде

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \delta_{in}}{dt^2} &= \frac{1}{J_i} [T_{\tau i} - T_{ei}(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n})] - \\ &- \frac{1}{J_n} [T_{\tau n} - T_{en}(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n})]. \end{aligned} \quad (13)$$

Для задачи статической устойчивости в [Л. 4] была показана связь модели Жданова и позиционной модели. В частности, было установлено, что при условии малости добавок к членам характери-

стического уравнения, обусловленных моментами, зависящими от скорости, условия статической устойчивости для модели Жданова определяются совокупностью необходимых и достаточных условий устойчивости позиционной модели и условия положительности свободного члена характеристического уравнения модели Жданова. Это позволяет в указанных случаях отказаться от учета индивидуальных скоростей вращения роторов синхронных машин и свести задачу анализа статической устойчивости к исследованию устойчивости позиционной модели и определению знака свободного члена характеристического уравнения для модели Жданова, что может быть выполнено при учете одной общей скорости вращения роторов синхронных машин, определяемой уравнениями установившегося режима.

Замена многочастотных токов и напряжений электрической сети одночастотными приводит к упрощенной модели с усредненными процессами в электрической сети. При реализации этого способа усреднения рассматривается работа синхронных машин на узел примыкания как на шины заданного напряжения и частоты, и разночастотные цепи объединяются уравнениями баланса мощностей. Электрическая сеть при этом описывается уравнениями стационарного состояния при усредненной частоте токов и напряжений. При наличии шин бесконечной мощности усредненная частота токов и напряжений может быть принята равной частоте шин. При отсутствии шин бесконечной мощности усредненная частота подлежит определению (усреднению по какому-либо критерию). В установившемся режиме усредненная частота должна быть равна общей угловой скорости вращения роторов синхронных машин. Одним из возможных способов усреднения, удовлетворяющих этому условию, является определение средневзвешенной угловой скорости вращения роторов синхронных машин.

Уравнения математической модели с усредненными процессами в электрической сети включают уравнения синхронных и асинхронных машин (1) и (2). Электрическая сеть может быть описана уравнениями баланса мощностей, которые для узла γ имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{\gamma}^2 Y_{\gamma\gamma} \sin \alpha_{\gamma\gamma} + \sum_q U_{\gamma} U_q Y_{\gamma q} \sin (\delta_{\gamma q} - \alpha_{\gamma q}) + \\ + P_{\gamma n} + P_{\gamma c} + P_{\gamma a} = 0; \\ U_{\gamma}^2 Y_{\gamma\gamma} \cos \alpha_{\gamma\gamma} - \sum_q U_{\gamma} U_q Y_{\gamma q} \cos (\delta_{\gamma q} - \alpha_{\gamma q}) + \\ + Q_{\gamma n} + Q_{\gamma c} + Q_{\gamma a} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где $P_{\gamma n}$, $Q_{\gamma n}$ — нелинейные функции, отражающие влияние статических характеристик нагрузки по усредненной частоте и напряжению; $Y_{\gamma\gamma}$, $Y_{\gamma q}$, $\alpha_{\gamma\gamma}$, $\alpha_{\gamma q}$ — модули и дополнительные углы к аргументам собственных и взаимных проводимостей ветвей, зависящие от усредненной частоты.

Уравнения связи координат синхронных машин и электрической сети:

$$\left. \begin{aligned} P_{jc} &= u_{cdj} i_{cdj} + u_{cqj} i_{cqj}; \\ Q_{jc} &= u_{cdj} i_{cdj} - u_{cqj} i_{cqj}; \\ U_j^2 &= u_{cdj}^2 + u_{cqj}^2; \\ \delta_{jn} &= \delta_{rjn} + \arctg \frac{u_{cqj}}{u_{cdj}}; \\ \frac{d\delta_{rjn}}{dt} &= \omega_j - \omega_n. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Уравнения связи координат асинхронных машин и электрической сети аналогичны (15) с тем отличием, что отсутствует пятое уравнение системы (15) и $\delta_{rjn}=0$. Уравнения (1), (2), (14) и (15) должны быть дополнены уравнением, определяющим усредненную частоту.

Принцип замены многочастотных токов и напряжений электрической сети одночастотными при разных способах усреднения частоты использовался, в частности, в [Л. 15 и 16]. Поскольку в узлах замыкания объединяются, с одной стороны, дифференциальные уравнения статорных цепей машин, с другой — алгебраические уравнения электрической сети, то учет быстрых электромагнитных процессов в рассмотренной модели выполняется не строго и результат зависит от выбора узла замыкания. Уравнения этой модели могут быть в явном виде записаны для любых электроэнергетических систем, и в этой модели учитываются (хотя и приближенно) моменты, зависящие от скорости вращения роторов синхронных машин.

Заключение. Анализ процессов в сложных электроэнергетических системах требует применения совокупности взаимосвязанных математических моделей, адекватно отражающих исследуемые процессы. Систематизация математических моделей для решения комплекса электротехнических задач (расчета статической и динамической устойчивости, длительных переходных процессов, токов короткого замыкания, установившихся режимов), позволяющая выявить особенности и основные свойства этих

моделей в их взаимосвязи, необходима для системного подхода к анализу и управлению режимами. В дальнейшем целесообразно уточнение областей применения отдельных моделей рассмотренной совокупности и расширение ее состава, связанное с развитием и усложнением задач управления режимами электроэнергетических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизация управления энергообъединениями/ Под ред. С. А. Совалова. — М.: Энергия, 1979.
2. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1960.
3. Ляпунов А. М. Общая задача об устойчивости движения. — М.: ОНТИ, 1935.
4. Устойчивость электрических систем/ С. А. Лебедев, П. С. Жданов, Д. А. Городский, Р. М. Кантор — М.: Госэнергоиздат, 1940.
5. Щедрин Н. Н. Бесконечные цепные схемы несимметричных замыканий цепей, питаемых генераторами с основной обмоткой ротора. — Труды ЛПИ, 1947, № 5, с. 3—53.
6. Жданов П. С. О симметричных составляющих. — Электричество, 1945, № 9, с. 26—30.
7. Городский Д. А. Асинхронный ход синхронной машины в системе. — Электричество, 1945, № 3, с. 23—26.
8. Жданов П. С., Веников В. А. Динамические перенапряжения в линиях электропередач при несимметричных коротких замыканиях. — Электричество, 1948, № 10 с. 24—30.
9. Тафт В. А. Электрические цепи с периодически изменяющимися параметрами и переходные процессы в синхронных машинах. — М.: Изд. АН СССР, 1958.
10. Совалов С. А., Баринов В. А. Математическое моделирование переходных процессов электроэнергетических систем. — Электронное моделирование, 1980, № 6, с. 29—34.
11. Нелинейные системы автоматического управления. Методы синтеза нелинейных систем автоматического управления/ Под ред. Е. П. Попова. — М.: Машиностроение, 1970.
12. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. — М.: Гостехтеоретиздат, 1955.
13. Совалов С. А., Баринов В. А. Математические модели установившихся режимов электроэнергетических систем. — Электричество, 1980, № 10, с. 11—17.
14. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы. — М.: Энергия, 1970.
15. Горев А. А. Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. — М., Л.: Госэнергоиздат, 1960.
16. Maoricio W., Semlyen A. Effect of load characteristics on the dynamic stability of power systems. — IEEE Trans. on PAS, 1972, vol. 91, № 6.

[25.08.80]

УДК 621.311.001.24

Вероятностный анализ установившихся режимов электрических систем

МАНУСОВ В. З., ЛЫКИН А. В., кандидаты техн. наук

Новосибирский электротехнический институт

Непрерывное усложнение структуры электрических систем в последние годы ставит перед исследователями, проектировщиками и эксплуатационным персоналом новые технические проблемы. К числу этих проблем можно отнести необходимость создания математических моделей, которые охватывали бы новые явления и более точно отражали действительность [Л. 1].

До недавнего времени электрическая система в большинстве случаев рассматривалась как детер-

минированная. Однако известно, что в действительности электрическая система обладает вероятностными свойствами. Поэтому с целью создания более строгих математических моделей, адекватных реальным электрическим системам, актуально развивать вероятностно-статистические методы. Конечно, полной аналогии достичь нельзя, но переносимые на оригинал результаты лучше будут характеризовать состояние системы в среднем и будут давать возможные отклонения от этого среднего состоя-

ния. Например, колебания величины потока мощности по линии с амплитудой в несколько процентов могут оказать влияние на выбор пропускной способности линии; отклонение напряжения существенно влияет на качественные показатели электроэнергии, что может привести к значительному ущербу [Л. 2].

При этом в зависимости от содержания, которое включает в себе исходная информация, могут быть получены ответы на следующие вопросы:

какова количественная оценка возможности нарушения наложенных ограничений для каждого параметра или показателя качества мгновенных режимов;

какая ошибка в среднем имеет место при оценке параметров режима и допущении о детерминированности процессов в электрической системе;

каковы величина и общая продолжительность отклонения текущих параметров от их номинальных или экономически целесообразных значений в течение длительного периода времени;

насколько верны значения интегральных характеристик совокупности режимов работы электрических систем, полученные по упрощенным методам.

Оценкам вероятностных характеристик параметров режимов электрических систем уделяется много внимания как советскими, так и зарубежными исследователями. При этом рассматривается лишь одна сторона вопроса: либо учет случайного характера мгновенных режимов [Л. 3—7], либо представление детерминированного процесса изменения электрических нагрузок по продолжительности за некоторый период времени интегральной функцией распределения [Л. 8], либо значения процесса изменения нагрузок принимаются за случайными с постоянным средним значением [Л. 9 и 10].

В данной статье описывается и обобщается один из возможных подходов к решению задачи расчета потокораспределения в электрических системах при представлении исходной информации системой случайных величин — метод статистической линеаризации и даются численные результаты расчетов.

Исходная информация. Так как потребление энергии в силу влияния технологических, экономических и социологических факторов носит случайный характер, то суммарная случайная ошибки величины нагрузки, которая принимается в качестве исходной для расчетов потокораспределения, может быть записана в виде

$$\xi = \xi_{\text{сб}} + \xi_{\text{прогн}} + \xi_{\text{м.м}}, \quad (1)$$

где $\xi_{\text{сб}}$ — ошибка сбора и передачи информации; $\xi_{\text{прогн}}$ — ошибка прогноза; $\xi_{\text{м.м}}$ — ошибка используемой математической модели.

Последнее слагаемое зависит от точности математической модели и может не учитываться, если погрешность выбранной модели более, чем на порядок меньше остальных слагаемых.

Как уже указывалось, наряду с мгновенными режимами рассматриваемый подход к анализу установившихся режимов электрических систем позволяет проводить оценку некоторых параметров целой совокупности режимов за длительный интервал времени. Так, можно решать задачу определения вероятности того, что на интервале времени T

соблюдаются заданные ограничения на напряжения в узловых точках схемы или на перетоки мощности по межсистемным связям. Имея информацию об изменении мощности узлов за период времени T , можно определить интегральные характеристики совокупности режимов за рассматриваемый интервал времени — потери электрической энергии и неодинаковость напряжений в узлах. Существуют статьи [Л. 8 и 11], где показывается возможность расчета потерь электрической энергии с использованием вероятностно-статистических методов. Обобщение упомянутого подхода к анализу режимов работы электрических систем на интервале времени можно сделать с помощью модели, описанной в [Л. 12].

Таким образом, мощности электрических нагрузок правомерно рассматривать как случайные величины, вероятностные характеристики которых могут быть определены в зависимости от физического смысла математической модели.

Основные уравнения. Все переменные, характеризующие электрическую систему и ее режимы, связаны между собой функциональной зависимостью

$$F(X, Y, Z) = 0, \quad (2)$$

которую можно разделить на систему независимых алгебраических уравнений

$$W(X, Y) = 0 \quad (3)$$

и явные зависимости для остальных режимных параметров

$$Z = Z(X, Y), \quad (4)$$

где X — вектор зависимых переменных; Y — вектор независимых переменных; Z — вектор режимных параметров, определяемых явно по X и Y .

Выбор вида системы (3) может быть различным, и в качестве вектора W могут выступать разные физические величины (например, токи или напряжения). Обычно системой (3) является уравнение баланса мощностей в узлах, записанное на основе метода узловых напряжений. Оно может быть представлено в виде:

$$W_n(X) - W_r(X) - W_c(X, Y) = 0, \quad (5)$$

где W_n — вектор-функция мощностей нагрузок узлов; W_r — вектор-функция мощностей генерации узлов; W_c — вектор-функция сетевых мощностей.

В общем случае все коэффициенты и переменные уравнения (5) есть случайные величины. Разделим их на три группы: X — вектор случайных зависимых переменных; Y — вектор случайных независимых переменных; W — вектор-функция баланса мощностей в узлах.

Аппроксимируем уравнение (5) статистически эквивалентной линеаризованной зависимостью по X , Y и W .

При учете случайных погрешностей для всех переменных, входящих в уравнение (5), имеем:

$$\bar{W}_n(\bar{X} + \xi_x) - \bar{W}_r(\bar{X} + \xi_x) - \bar{W}_c(\bar{X} + \xi_x, \bar{Y} + \xi_y) = 0.$$

Эту зависимость определим таким образом, чтобы у исходной и аппроксимирующей функции были достаточно близки математические ожидания и моменты второго порядка. Выберем аппроксимирующую

щую функцию в виде

$$W_1(X, Y) = C_x \hat{X} + C_y \hat{Y} + W_0, \quad (6)$$

где \hat{X} , \hat{Y} — центрированные векторы зависимых и независимых переменных; C_x , C_y — матрицы коэффициентов линеаризации по элементам векторов зависимых и независимых переменных; W_0 — статистическая характеристика нелинейного преобразования.

Получим математические ожидания функций (5) и (6) и приравняем их, тогда

$$W_0 = M[W_n(X)] - M[W_r(X)] - M[W_c(X, Y)] = 0. \quad (7)$$

Таким образом, статистическая характеристика W_0 определяется как математическое ожидание вектор-функции (5). Вследствие нелинейности этой функции ее математическое ожидание выражается через математические ожидания и другие моменты векторов зависимых и независимых переменных. Обычно используются вторые центральные моменты [Л. 13]

$$W_0 = W(m_x, m_y, K_x, K_y, K_{xy}). \quad (8)$$

Решение уравнения (6) относительно вектора зависимых переменных

$$\hat{X} = C_x^{-1} [\hat{W}_0 - C_y \hat{Y}]. \quad (9)$$

Корреляционная матрица вектора X определится как математическое ожидание произведения центрированных векторов \hat{X} и \hat{X}'

$$K_x = M[\hat{X}\hat{X}'] = M\{C_x^{-1} [\hat{W}_0 - C_y \hat{Y}] [\hat{W}_0 - C_y \hat{Y}] (C_x^{-1})'\} = C_x^{-1} [K_w + C_y K_y C_y' - C_y K_{yw} - K_{wy} C_y'] (C_x^{-1})'. \quad (10)$$

Выражения в квадратных скобках уравнения (10) назовем обобщенной корреляционной матрицей исходной информации и обозначим через K , тогда

$$K_x = C_x^{-1} K (C_x^{-1})'. \quad (11)$$

В случае некоррелированных векторов W и Y выражение для обобщенной корреляционной матрицы исходной информации упрощается:

$$K = K_w + C_y K_y C_y', \quad (12)$$

а в случае учета только погрешностей результирующей мощности узла

$$K = K_w.$$

Уравнение (11) является решением исходного матричного уравнения

$$K = C_x K_x C_x', \quad (13)$$

которое может быть решено обычными методами оптимально-упорядоченного исключения.

Смысл матриц статистических коэффициентов C_x и C_y может быть определен различным образом и по разным критериям.

Если в качестве критерия, определяющего статистические коэффициенты усиления, выбрать выполнение условия минимума математического ожидания квадрата разности истинной и аппроксими-

рующей функций на интервале линеаризации [Л. 13]

$$\Delta_2 = \min M\{[W(X, Y) - W_1(X, Y)]' \times [W(X, Y) - W_1(X, Y)]\} = \min M\{[W(X, Y) - W_1(X, Y)]^2\}, \quad (14)$$

то при законе распределения системы векторов X и Y , близком к нормальному, соответствующие матрицы статистических коэффициентов усиления будут равны частным производным по математическим ожиданиям элементов этих векторов от исходной функции. Доказательство этого положения дано в приложении.

В конечном счете установившийся режим электрической сети при вероятностном представлении исходной информации описывается системой нелинейных уравнений (8) и (13) или, при исключении зависимых уравнений, — системой

$$W_0 = W(m_x, m_y, K_x, K_y, K_{xy}), \quad (15)$$

$$k = C_x^{[2]} k_x,$$

где $C^{[2]}$ — кронекеровский квадрат матрицы C_x ; k_i — векторы, составленные из диагональных элементов и элементов верхних треугольных матриц K и K_x .

С учетом того, что переменные являются комплексными, число уравнений в системе (15) составляет $n(2n-1)$.

Расчетные формулы. Уравнение баланса мощностей в узлах в декартовых координатах комплексной плоскости

$$S_{ni} - S_{ri} - S_{ci} = 0, \quad (16)$$

где

$$S_{ci} = -U_i \sum_{j=0}^n \bar{Y}_{ij} \bar{U}_j; \quad i = 1, \dots, n;$$

n — число независимых узлов, или система уравнений с вещественными переменными

$$F_1 = P_{ni} - P_{ri} + U_i' \sum_{j=0}^n (G_{ij} U_j' - B_{ij} U_j'') + U_i'' \sum_{j=0}^n (B_{ij} U_j' + G_{ij} U_j'') = 0; \quad (17)$$

$$F_2 = Q_{ni} - Q_{ri} + U_i' \sum_{j=0}^n (B_{ij} U_j' + G_{ij} U_j'') - U_i'' \sum_{j=0}^n (G_{ij} U_j' - B_{ij} U_j'') = 0, \quad (18)$$

где U' и U'' — вещественная и мнимая составляющие комплексов напряжений в узлах; G и B — вещественная и мнимая составляющие комплексов элементов матрицы узловых проводимостей.

В случае, когда для какого-либо из узлов фиксированными являются модуль или фаза напряжения, то для этого узла вводится в рассмотрение одно из уравнений:

$$F_i = U_i^2 - U_i'^2 - U_i''^2 = 0 \quad (19)$$

или

$$F_4 = \delta - \arctg \frac{U''_i}{U'_i} = 0. \quad (20)$$

Таким образом, для решения из группы уравнений (17) — (20) выбираются два для каждого узла сети и из них составляется система $2n$ уравнений.

Статистическая характеристика вектор-функции, описывающей режим системы, определяется в соответствии с (15):

$$M[F_i(X, Y)] = F_i(m_x, m_y) + E_i, \quad i=1, \dots, 4, \quad (21)$$

где E_i — вектор поправок на нелинейность i -го исходного уравнения.

В случае, когда случайными считаются только мощности узлов элемента вектора поправок, E_1 и E_2 для уравнения баланса мощностей в узлах определяются по формулам:

$$E_{1i} = \sum_{j=1}^n [G_{ij}(K_{U'_i U'_j} + K_{U''_i U''_j}) - B_{ij}(K_{U''_i U'_j} - K_{U'_i U''_j})]; \quad (22)$$

$$E_{2i} = \sum_{j=1}^n [G_{ij}(K_{U''_i U'_j} - K_{U'_i U''_j}) + B_{ij}(K_{U'_i U'_j} + K_{U''_i U''_j})]. \quad (23)$$

Для уравнений (19) и (20) поправки соответственно равны:

$$E_{3i} = D_{U'_i} + D_{U''_i} - D_{U_i}; \quad (24)$$

$$E_{4i} \approx \frac{U'_i U''_i}{(U'^2_i + U''^2_i)^2} (D_{U'_i} - D_{U''_i}) + \frac{U'^2_i - U''^2_i}{(U'^2_i + U''^2_i)^2} K_{U'_i U''_i}. \quad (25)$$

Матрица корреляционных моментов вектора-решения составляющих комплексов напряжений в узлах определяется из решения матричного уравнения (13), в котором матрица коэффициентов линеаризации C_x — есть матрица Якоби вектора-функции, описывающей режим, а обобщенная корреляционная матрица

$$K = C' \begin{pmatrix} K_S \\ K_U \\ K_Z \\ K_Y \end{pmatrix} C, \quad (26)$$

где $C = \begin{pmatrix} I \\ C_U \\ C_Z \\ C_Y \end{pmatrix}$ — матрица коэффициентов линеаризации по составляющим исходной информации.

В действительности получение полностью заполненной обобщенной корреляционной матрицы исходной информации весьма затруднительно. Другими словами, установить корреляционные связи между параметрами системы и параметрами режима к настоящему времени не представляется возможным. Поэтому все взаимные корреляционные матри-

цы векторов S , U , Z и Y следует принять нулевыми. Более того, системы будут диагональными вследствие отсутствия каких-либо сведений о зависимостях погрешностей отдельных элементов сети. Наиболее реально получить корреляционную матрицу мощностей нагрузок узлов и, следовательно, только эта матрица может иметь недиагональные элементы, отличные от нуля. Таким образом, выражение для обобщенной корреляционной матрицы упрощается:

$$K = K_S + C_U K_U C'_U + C_Z K_Z C'_Z + C_Y K_Y C'_Y. \quad (27)$$

Полученную матрицу можно интерпретировать как некоторую эквивалентную матрицу мощностей узлов при предположении детерминированности всех остальных параметров.

Параметры режима такие как, например напряжения, потоки и потери мощности, определяются по явным зависимостям. Вероятностные характеристики этих параметров определяются также по статистическим характеристикам для математических ожиданий и линеаризованным выражениям для корреляционных моментов. Так, например, для суммарных потерь мощности в электрической сети

$$\Delta P_\Sigma = \sum_{i=1}^m \Delta P_i, \quad (28)$$

выражения для математического ожидания и дисперсии:

$$M[\Delta P_\Sigma] = \sum_{i=1}^m m_{\Delta P_i}, \quad (29)$$

$$D_{\Delta P_\Sigma} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m K_{\Delta P_{ij}} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^{2n} \sum_{l=1}^{2n} C_{\Delta P_{ik}} K_{U_{kl}} C_{\Delta P_{lj}},$$

где $K_{\Delta P}$ — корреляционная матрица потерь мощности в ветвях схемы сети; $C_{\Delta P}$ — матрица коэффициентов линеаризации по потерям мощности.

Таким образом, расчет параметров режима заключается в вычислениях двух вероятностных характеристик — математического ожидания и дисперсии — для каждого параметра в соответствии с выражениями, полученными путем статистической линеаризации исходных зависимостей.

Линеаризация зависимостей для получения моментов второго порядка случайных величин вносит погрешность, которая в определенных случаях недопустима. Такие приближенные значения корреляционных моментов при расчете по ним математических ожиданий приводят, хотя и в меньшей степени, к погрешностям в вычислениях математических ожиданий.

Оценка погрешностей может быть сделана путем сопоставления с результатами, полученными по методу Монте-Карло, который при большом числе испытаний является эталонным методом. Такая оценка была проведена в [Л. 13], где приведены сравнительные расчеты для случайных отклонений мощностей узлов $\pm 21\%$ в схеме из 12 узлов и 16 ветвей. Результаты сравнения показали, что для математических ожиданий и среднеквадратических отклонений напряжений узлов, полученных с помо-

щью метода статистической линеаризации, погрешности не превышают соответственно 0,04 и 1,9%. Расчеты других схем теми же случайными отклонениями мощностей нагрузок не дали больших погрешностей в определении числовых характеристик напряжений узлов.

Несомненно, что с усилением нелинейности решаемых уравнений и увеличением доли случайных составляющих исходных данных погрешность, даваемая методом статистической линеаризации, будет расти. Однако существуют пути уточнения результатов, например комбинирование метода статистической линеаризации с методом Монте-Карло или выбор другой, более точной на интервале линеаризации аппроксимирующей функции.

Алгоритм задачи. Решение рассматриваемой задачи удобно осуществить на базе любой программы расчета установившегося режима. Как показали исследования, проще всего модифицируются программы, основанные на решении уравнений установившегося режима методом Ньютона — Рафсона, так как в этом случае формируются матрицы коэффициентов линеаризации, элементами которых являются соответствующие частные производные. Можно также предложить эффективный алгоритм, который реализован в виде программы ДЕЛЬТА для ЦВМ типа ЕС.

1. Рассчитывается обычный установившийся режим без учета случайной составляющей исходной информации.

2. Формируется обобщенная корреляционная матрица исходной информации.

3. Решается система линейных матричных уравнений (13) относительно корреляционных моментов составляющих комплексов напряжений узлов.

4. Вновь рассчитывается установившийся режим, но с учетом в уравнении (21) поправок на нелинейность E_i . Далее расчет повторяется с п. 2 до тех пор, пока приращения элементов вектора поправок E_i не будут достаточно малы.

Решение системы уравнений вида (13) достаточно эффективно производится методом Гаусса в два этапа.

Обозначим в уравнении (13) $S = K_x C'_x$ и решим полученное уравнение относительно матрицы S . Затем транспонируем эту матрицу и получим

$$C_x K_x = S',$$

так как $K'_x = K_x$.

В обеих системах линейных уравнений матрица коэффициентов одна и та же, и прямой ход метода Гаусса для сокращения количества операций делается однократно.

Необходимо отметить, что основным неудобством использования данной методики являются хранение и оперирование с элементами матрицы объемом $2n \times 2n$. Для устранения указанного недостатка после п. 1 алгоритма используется эквивалентирование схемы сети до нескольких десятков узлов. При этом параметры эквивалентной схемы уточняются одновременно с уточнением математических ожиданий и корреляционных моментов напряжений узлов.

Анализ режимов. Описанная математическая модель позволяет получать оценки параметров как

мгновенных режимов, так и режимов за длительные интервалы времени. Планируемые мгновенные режимы имеют относительно небольшую погрешность в исходной информации. Максимальные погрешности для мощностей нагрузок и параметров сети составляют от 10 до 20% [Л. 14]. В этом случае вероятностное потокораспределение может показать диспетчеру чувствительность тех или иных параметров режима сети к погрешности исходных данных. Так, погрешность напряжения в большинстве узлов сети не превышает 3—4%, но погрешности перетоков мощности по отдельным связям в схеме могут иметь значительную величину (до нескольких сотен процентов). В случае, если в схеме имеются протяженные линии электропередачи высокого напряжения, то имеет место сильное влияние ошибок исходных данных на напряжения узлов, примыкающих к данной ВЛ. Это вызвано большой емкостью проводимостью ВЛ, а напряжения узлов сильно чувствительны к вариациям исходных данных.

Оценка интегральных характеристик за некоторый интервал времени осуществляется по полученным в результате расчета средним значениям соответствующих параметров. Достаточно полную информацию об изменении мощностей всех узлов сети дают вектор математических ожиданий и корреляционная матрица мощностей нагрузок, которые получаются в результате статистической обработки графиков нагрузок узлов. Более приближенно можно оценить интегральные характеристики по диагональной корреляционной матрице, т. е. только по дисперсиям мощностей узлов.

Пробные расчеты потерь электрической энергии показали достаточно высокую точность предлагаемого метода. Так, например, для одной из схем потерь электроэнергии, подсчитанные по графикам нагрузок путем многократных расчетов режима за год, отличались от данных расчета по времени потерь на 4,04%. Расчет вероятностно-статистическим методом с учетом только диагонали корреляционной матрицы мощностей узлов дал погрешность 1,81%, а с учетом полной корреляционной матрицы — 1%.

Выводы. 1. Вероятностный анализ установившихся режимов электрических систем может охватывать широкий круг эксплуатационных и проектных задач. Одним из применяемых методов расчета вероятностного потокораспределения является метод статистической линеаризации, для которого выведены основные математические соотношения.

2. Алгоритмизация и программирование задачи расчета вероятностного потокораспределения на основе метода статистической линеаризации не вызывает существенных трудностей.

3. Погрешность метода статистической линеаризации для большинства случаев незначительна. Однако при расчете утяжеленных режимов, близких к пределу по статистической устойчивости, возможно увеличение даваемой методом погрешности, и в этом случае необходимо введение уточняющих факторов.

Приложение. Подставив в (14) выражение для аппроксимирующей функции (6), получим

$$\Delta_i = M\{[W_i - C_y \dot{X} - C_y \dot{Y} - W_0]^2\}. \quad (П-1)$$

После возведения в квадрат и вычисления математического ожидания каждого слагаемого

$$\Delta_2 = \sum_{i=1}^N \left(m_{wi}^2 + D_{wi} + w_{oi}^2 + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N C_{xij} C_{xik} K_{xik} - \right. \\ \left. - 2m_{wi} w_{oi} - \sum_{j=1}^N C_{xij} K_{wxij} - \sum_{j=1}^N C_{xji} K_{xwji} - \sum_{j=1}^M C_{yij} K_{wyij} + \right. \\ \left. + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^M C_{xij} \cdot C_{yik} K_{xyjk} \right) + \sum_{i=1}^M \left(\sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^M C_{yij} C_{yik} K_{yjk} - \right. \\ \left. - \sum_{j=1}^N C_{yji} K_{ywi} + \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^M C_{yij} C_{xik} K_{yxjk} \right), \quad (\Pi-2)$$

где N и M — размерности векторов \hat{X} и \hat{Y} , соответственно. Для определения матриц коэффициентов C_x и C_y возьмем частные производные от функции Δ_2 по элементам этих матриц и приравняем их нулю:

$$\frac{\partial \Delta_2}{\partial C_x} = 0, \quad \frac{\partial \Delta_2}{\partial C_y} = 0.$$

После преобразований получим систему матричных уравнений

$$\begin{pmatrix} K_x & K_{yx} \\ K_{xy} & K_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_x \\ C_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_{xw} \\ K_{yw} \end{pmatrix}, \quad (\Pi-3)$$

откуда

$$\begin{pmatrix} C_x \\ C_y \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} K_{xw} \\ K_{yw} \end{pmatrix}, \quad (\Pi-4)$$

где

$$A = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_x & K_{xy} \\ K_{yx} & K_y \end{pmatrix}^{-1}.$$

В общем случае статистическая характеристика аппроксимирующей функции (6) по определению математического ожидания функции случайных величин

$$W_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(X, Y) f(X, Y) dX dY,$$

где $f(X, Y)$ — совместная плотность распределения случайных векторов X и Y .

Корреляционные моменты векторов X , Y и W :

$$K_{xw} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} XW' f(X, Y) dX dY; \\ K_{yw} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} YW' f(X, Y) dX dY.$$

Продифференцируем функцию статистической характеристики по m_x и m_y :

$$\frac{\partial W_0}{\partial m_x} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(X, Y) \frac{\partial}{\partial m_x} f(X, Y) dX dY. \quad (\Pi-5)$$

Предположим, что система векторов X и Y имеет нормальный закон распределения:

$$f(X, Y) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} |A|^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix}' \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} \right\}.$$

Вычислим производную плотности по элементам вектора X . Для этого запишем квадратичную форму показателя экспоненты

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix}' \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = X' A_{11} X + Y' A_{21} X + X' A_{12} Y + Y' A_{22} Y.$$

Производная от $f(X, Y)$ по m_x запишется следующим образом:

$$\frac{\partial f(X, Y)}{\partial m_x} = f(X, Y) \left\{ -\frac{1}{2} [(A'_{11} + A_{11})X + (A'_{21} + A_{12})Y] \right\} = \\ = f(X, Y) (A_{11}X + A_{12}Y). \quad (\Pi-6)$$

Подставляя (Π-6) в (Π-5), получаем

$$\frac{\partial W_0}{\partial m_x} = A_{11} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} XW' f(X, Y) dX dY + \\ + A_{21} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} YW' f(X, Y) dX dY.$$

Аналогично определяем матрицу производных по элементам вектора m_y :

$$\frac{\partial W_0}{\partial m_y} = A_{12} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} XW' f(X, Y) dX dY + \\ + A_{22} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} YW' f(X, Y) dX dY$$

или

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial W_0}{\partial m_x} \\ \frac{\partial W_0}{\partial m_y} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} K_{xw} \\ K_{yw} \end{pmatrix}. \quad (\Pi-7)$$

Сравнивая (Π-7) с (Π-4), заключаем, что правые части этих выражений соответственно равны между собой.

Отсюда

$$C_x = \frac{\partial W_0}{\partial m_x}, \quad C_y = \frac{\partial W_0}{\partial m_y}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. О проблеме управления Единой электроэнергетической системой СССР/ Ю. Н. Астахов, В. А. Веников, Б. И. Головицын и др. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 6.
2. Жежеленко И. В. Показатели качества электроэнергии на промышленных предприятиях. — М.: Энергия, 1977. — 128 с.
3. Идельчик В. И., Крумм Л. А. Методика экспериментального исследования влияния случайных погрешностей исходных данных на результат расчета стационарных и мгновенных оптимальных режимов. — Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1969, № 6.
4. Гамм А. З., Крумм Л. А. Методы оптимизации режима электроэнергетических систем при случайном характере исходной информации. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 1.
5. Черненко П. А. К статистическому анализу результатов расчета установившегося режима энергосистем. — Проблемы технической электродинамики, 1973, вып. 42.
6. Borkowska B. Probabilistic load flow. — IEEE Trans. on PAS, 1974, vol. 93, № 3.
7. Dopazo J. F., Klitin O. A., Sasson A. M. Stochastic load flows. — IEEE Trans. on PAS, 1975, vol. 94, № 2.
8. Липес А. В., Скляров Ю. С. Расчеты режимов районных электрических сетей при статистически заданных нагрузках. — Труды уральского политехнического института. — Свердловск, 1970, № 182.
9. Арзамасцев Д. А., Скляров Ю. С. Учет вероятностного характера нагрузок при расчетах электрических сетей. — Электричество, 1966, № 4.
10. Ольховский В. Я. О статистическом способе задания нагрузок для решения задач оптимизации электрических сетей. — Изв. СО АН СССР. Серия технич. наук, 1971, вып. 1, № 3.

11. Кижнер С. И., Чебан В. М. Методы определения потерь электроэнергии в сложном замкнутом сетях по статистическим показателям нагрузки. — В кн.: Режимы и устойчивость электрических систем. — Новосибирск: Изд. НЭТИ, 1971.

12. Hoffmann J. Eine Beziehung zwischen stochastischem Prozeß und Belastungskennlinie bei zufällig schwankender Belastung elektrischer Energieabnehmer. — *Elektrie*, 1973, Jg 27, № 10.

13. Манусов В. З., Лыкин А. В. Анализ режимов электро-

энергетических систем методом статистической линеаризации. — Изв. СО АН СССР. Серия технич. наук, 1974, вып. 2, № 6.

14. Бабаев Г. С., Идельчик В. И., Паламарчук С. И. К вопросу о погрешностях измерения исходных данных при расчетах стационарных режимов энергосистем. — Труды Иркутского политехнич. ин-та, 1972, вып. 72.

[03.10.80]

УДК 621.311.072.001.24

Ситуационный анализ управления режимом больших энергетических систем в условиях неопределенности

МОЛИШ З., канд. техн. наук, САДЕЦКИ Б., инж.

Научно-исследовательский институт энергетики (Прага)

Управление режимом современных энергетических систем (ЭС) является сложной научной проблемой и еще более сложной технической задачей. Постепенное внедрение в эксплуатацию ЭС автоматизированных систем диспетчерского управления (АСДУ) выявляет новые возможности управления их режимом.

При этом управлении должна реализовываться глобальная целевая функция управления, которая в значительной мере определяется степенью развития, оснащения и соответственно размерностью и сложностью рассматриваемой системы. В конечном счете здесь существенное значение имеет социально-экономический строй страны, в которой функционирует данная система. Для конкретных условий ЧССР сформулировано следующее определение глобальной целевой функции управления: обеспечить снабжение потребителей требуемым количеством электрической энергии в заданном времени и месте при фиксированном ее качестве и надежности поставки с учетом требований экономии (эксплуатационные расходы по выработке, передаче, распределению и потреблению).

Математически приведенные соображения можно выразить следующими соотношениями, справедливыми для любого момента времени $t=t_i$:

$$\left. \begin{aligned} \Sigma P(t_i) - \Sigma N(t_i) - \Sigma P_p(t_i) \pm \left(\sum \frac{\partial E(t_i)}{\partial t} \right)_p &= \\ = \Sigma M(t_i) \frac{d^2 \delta(t_i)}{dt^2}; \\ \Sigma Q(t_i) - \Sigma D(t_i) - \Sigma Q_p(t_i) \pm \left(\sum \frac{\partial E(t_i)}{\partial t} \right)_q &= 0; \\ \left. \begin{aligned} V^S(t_i) &\in \psi^S(t_i); \\ V^K(t_i) &\in \psi^K(t_i); \\ V^H(t_i) &\in \psi^H(t_i); \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (1) \quad (2)$$

где $\Sigma P(t_i)$, $\Sigma Q(t_i)$ — активная и реактивная мощности источников; $\Sigma N(t_i)$, $\Sigma D(t_i)$ — суммарное активное и реактивное потребление; $\Sigma P_p(t_i)$, $\Sigma Q_p(t_i)$ — сальдо активных и реактивных обменных мощностей; $\left(\sum \frac{\partial E(t_i)}{\partial t} \right)_p$, $\left(\sum \frac{\partial E(t_i)}{\partial t} \right)_q$ — частные производные аккумулированной энергии, ее дейст-

вительная и мнимая составляющие; $M(t_i)$ — постоянная инерции ЭС; $\delta(t_i)$ — взаимные углы между вращающимися частями ЭС; $V^S(t_i)$, $V^K(t_i)$, $V^H(t_i)$ — векторы состояния (определяющие соответственно надежность, качество и экономию выработки), передачи и потребления электрической энергии; $\psi^S(t_i)$, $\psi^K(t_i)$ — множество допустимых значений векторов $V(t_i)$, выполняющие условия надежности, качества, экономии, соответственно.

Сложность осуществления управления режимом ЭС прежде всего связана с необходимостью соблюдения условий (2). Эти же условия порождают противоречия, которые могут быть сняты только для некоторого конкретного эксплуатационного режима ЭС. Количество возможных состояний ЭС, с которыми оперируют (1) и (2), исключает возможность анализа глобальной целевой функции управления в общем виде и заблаговременно заложить соответствующие зависимости в управляющую систему. Эта система должна быть способна к адаптивному подбору функций и алгоритмов управления, которые будут давать правильную реакцию на любое возникшее состояние ЭС.

Из сказанного явно следует практическая необходимость декомпозиции глобальной функции управления на более простые целевые функции и задачи управления. Среди известных методов декомпозиции (например, [Л. 1]) значительный интерес представляет метод постепенной декомпозиции глобальной целевой функции управления. По этому методу проводится сначала функциональная декомпозиция на отдельные целевые функции управления, после этого следует ситуационная стратификация, расслоение по времени и иерархическая декомпозиция целевых функций на отдельные задачи управления¹. В результате такой декомпозиции получается полный набор F практических задач управления f для ЭС, который формально выражается отношением:

$$F = \{f_{r,s,t,h}; r \in \rho = (1, \dots, R), s \in \varphi = (1, \dots, S), t \in \tau = (1, \dots, T), h \in \kappa = (1, \dots, H)\}, \quad (3)$$

¹ Понятия «стратификация», «расслоение», «страта» и «слой» здесь используются в соответствии с русским переводом [Л. 3] книги [Л. 2].

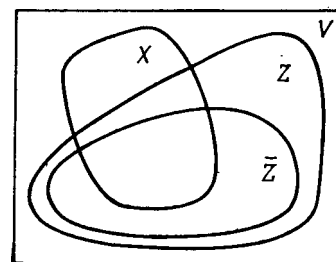
где r — индекс целевой функции управления; s — индекс ситуационной страты; t — индекс временного слоя; h — индекс иерархического уровня управления; $\rho, \varphi, \tau, \kappa$ — обозначение множеств соответственно целевых функций, ситуационных страт, временных слоев и иерархических уровней; R, S, T, H — число целевых функций управления, ситуационных страт, временных слоев и иерархических уровней управления ЭС, соответственно.

Предложенный метод практически применен для условий АСДУ ЭС ЧССР. Для ЭС ЧССР глобальная целевая функция управления декомпозируется на 18 целевых функций управления ($R=18$), число страт принято $S=4$, число временных слоев в соответствии с диспетчерской практикой принято $T=3$ (планирование, оперативное управление и технико-экономическая оценка) и число иерархических уровней (действительно в ЧССР существующих) управления $H=4$. В результате полной декомпозиции получено в сумме 864 отдельных задач управления $f_{r,s,t,h}$, которые постепенно реализуются в системе АСДУ ЭС ЧССР.

Практика решения задач управления показала, что необходимо разработать еще одну новую функцию управления, названную нами координационной функцией, назначение которой в общем виде уже вытекает из ее названия.

При разработке координационной функции выступила на передний план одна из особенностей управления режимом ЭС (которая раньше практи-

Рис. 2. Изображение множеств векторов состояния V и X и векторов измеряемых Z и измеренных \bar{Z} величин.



чески не учитывалась) — присутствие условий неопределенности в функционировании и управлении ЭС. Разумеется, неопределенность управления режимом ЭС имеет определенные причины, в первую очередь связанные со следующими сложными взаимодействующими факторами: неопределенностью входящих в систему управления информации о состоянии и поведении ЭС, неоднозначностью классификации состояния, разнообразием и неопределенностью управляющих воздействий и их комбинаций, наличием нечеткостей и неопределенностей в целях управления.

Подчеркнем, что под неопределенностью понимается такое положение с описанием явлений, когда определяющие числовые значения нельзя определить количественно однозначно, т. е. отнести к одной точке некоторого n -размерного пространства состояний. Характеризовать их можно только как случайную величину или еще более неопределенным способом при помощи нечетких множеств [Л. 4].

Учет условий неопределенности вызывает потребность разработки соответствующих моделей и методов для анализа и определения состояния ЭС и для определения стратегии управления, позволяющих достигать заданной цели управления также в условиях неопределенности.

Анализ и классификация состояния ЭС. На рис. 1 представлена принципиальная схема последовательности управления режимом ЭС, которую необходимо реализовать в АСДУ. Для характеристики этого управления введем следующие векторные величины: Z — вектор измеряемых величин; \bar{Z} — вектор измеренных величин; величин, вступающих в управляющую систему; X — вектор состояния в узком смысле; вектор комплексных узловых напряжений узлов ЭС; V — вектор состояния в широком смысле; V однозначно выражается через X и параметры ЭС, $V=G(X)$; R — вектор управления (управляющих величин).

Для оценки (статистической) векторов X и V введем обозначения \hat{X} и \hat{V} . Соотношения между векторами Z , X и V показаны на рис. 2; здесь отдельные векторы представлены множествами.

Из рис. 1, показывающего последовательность управления, следует, что анализ и классификация состояния ЭС проводятся в блоках 2а и 3а или 2в и 3в. При этом оценка состояния ЭС, которая проводится известными методами (например, [Л. 5]), включает в себя также исключение, выравнивание и поправку ошибок и неопределенностей входной информации. В результате оценки состояния ЭС получают наиболее вероятные оценки величин отдельных

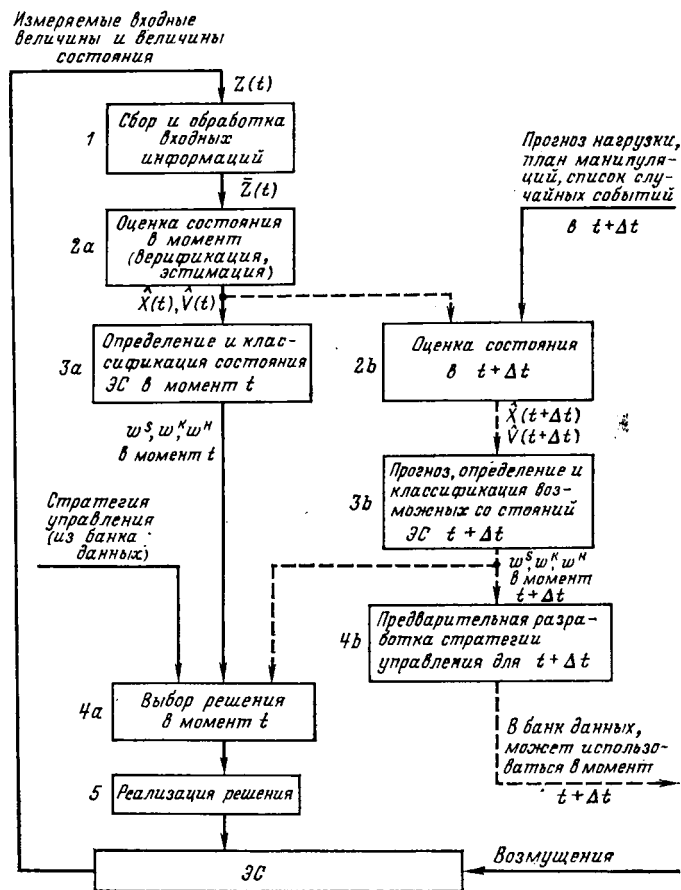


Рис. 1. Упрощенная схема управления режимом ЭС.

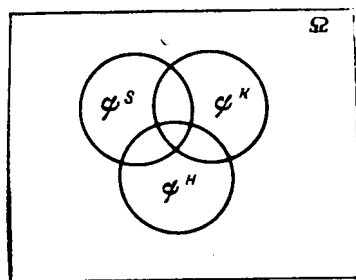


Рис. 3. Допустимые подмножества: φ^S — надежности, φ^K — качества, φ^H — экономии.

составляющих вектора состояния \hat{V} . Оценка режима системы, обычно осуществляемая через вектор состояния, является случайной величиной, которую в общем можно описать некоторым законом распределения вероятностей. Для практического пользования обычно требуется установить однозначную величину — координаты одной точки n -мерного пространства векторов состояния Ω ; тогда можно пользоваться одной из характеристик случайных величин, например, средним значением, дополненным доверительным интервалом при заданном риске. Неопределенность оценки вектора состояния, которая имеет свою причину по вероятностной природе самого вектора, при этом не учитывается.

В результате выделяются три подхода к оценке состояния ЭС, отличающиеся в первую очередь степенью неопределенности.

1. Точечная оценка \hat{V} — одно конкретное значение состояния ЭС.
2. Доверительный интервал оценки $(V_i - M_{V_i}) \leq \leq a_i$.
3. Условная плотность распределения вероятности оценки $p(V/Z)$.

Третьему подходу свойственна наибольшая неопределенность, но исследования, проводимые при этом подходе, одновременно содержат максимально возможную информацию, которую можно извлечь из вектора измеренных величин.

Второй подход весьма существен при решении задач, связанных с определением порога различимости самой оценки состояния ЭС; соответствующие векторы, находящиеся внутри доверительного интервала, с учетом этого являются взаимно неразличимыми и могут быть заменены одним значением — значением середины интервала.

В разрезе первого подхода определение состояния ЭС на основе оценки вектора состояния \hat{V} предлагается проводить следующим образом. В пространстве состояний Ω (в пространстве векторов V) выделяются подмножества φ^S , φ^K и φ^H , которые представляют собой допустимые подмножества (области) вектора состояния, удовлетворяющие соответственно условиям надежности, качества или экономии (см. рис. 3). Каждую полученную оценку вектора \hat{V} можно тогда поставить в соответствие с соответствующей точкой множества Ω , тем самым определить и принадлежность к подмножествам φ и таким образом произвести классификацию и определение состояния ЭС.

На основе качественного представления (рис. 3) можно при помощи подмножеств φ^S , φ^K и φ^H сформулировать определения режимов — состояний

ЭС в соответствии с общепринятым делением [Л. 6]:

нормальное состояние ЭС (рис. 4, а) — выполняются все три условия (2) — надежность, качество и экономия:

$$\hat{V} \in \varphi^S \cap \varphi^K \cap \varphi^H = A; \quad (4)$$

состояние ЭС вне нормированных условий (рис. 4, б) — нарушается или условие качества, или условие экономии:

$$\hat{V} \in [(\varphi^S \cap \varphi^K) \cup (\varphi^S \cap \varphi^H)] - A = B; \quad (5)$$

аварийное состояние ЭС (рис. 4, в) — нарушается условие надежности:

$$\hat{V} \in \Omega - \varphi^S = \bar{\varphi}^S = C; \quad (6)$$

послеаварийное состояние ЭС (рис. 4, г) — восстанавливается только условие надежности:

$$\hat{V} \in \varphi^S - [(\varphi^S \cap \varphi^K) \cup (\varphi^S \cap \varphi^H)] = D. \quad (7)$$

Изложенный подход может быть улучшен введением учета неопределенности, существующий при классификации режима ЭС, так как зачастую практически нельзя два достаточно близких состояния ЭС отнести однозначно к разным подмножествам (A, B, C, D) множества состояний ЭС Ω . Кроме того, такой подход не позволяет дать количественную оценку меры (показателя) надежности, качества или экономии режима ЭС. Эта существенная модификация метода проводится на основе теории нечетких (fuzzy) множеств [Л. 4]. Подходя в духе [Л. 4], под φ^S , φ^K и φ^H понимаем нечеткие подмножества пространства состояний — множества Ω .

Из теории нечетких множеств известно, что каждое нечеткое подмножество типа φ имеет свою характеристическую функцию $f(V)$, которая характеризует меру принадлежности вектора \hat{V} соответствующему подмножеству пространства состояний (трансформирует это пространство в интервал $(0,1)$). Если представить все пространство состояний в виде линейного множества, то характе-

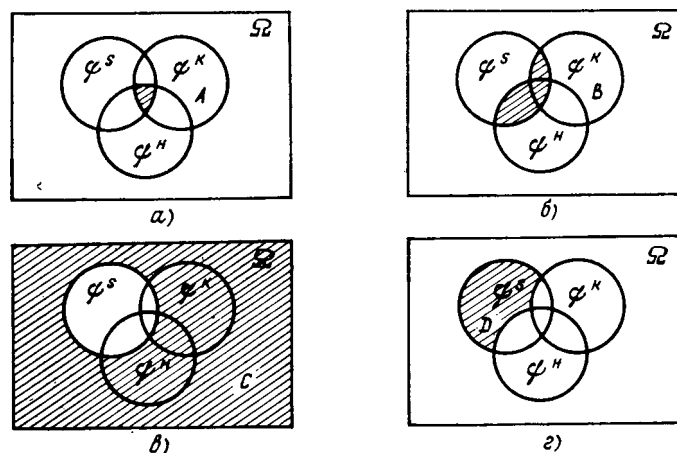


Рис. 4. Изображение состояния ЭС при помощи подмножеств φ^S , φ^K и φ^H .

а — нормальное состояние ЭС; б — состояние ЭС вне нормированных условий; в — аварийное состояние ЭС; г — послеаварийное состояние ЭС.

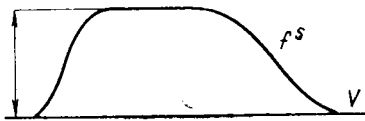


Рис. 5. Вид характеристической функции нечеткого множества.

ристические функции подмножеств ψ могут принимать, например, вид рис. 5.

Тогда, например, для характеристики надежности ЭС вводятся соотношения, определяющие абсолютную надежность состояния — $f^S(V)=1$ и абсолютную ненадежность состояния $f^S(V)=0$. Промежуточные значения f^S определяют вероятностную меру надежности некоторого состояния \hat{V} в нечетком подмножестве ψ^S и позволяют установить допустимые состояния ЭС по условиям надежности.

Такой подход учитывает неопределенность границ нечетких подмножеств ψ и одновременно (при помощи характеристических функций f) позволяет количественно определить меры (показатели) для надежности, качества и экономии разных состояний (режимов) ЭС.

Количественное определение показателей надежности, качества и экономии состояния ЭС. Для практического применения предложенного метода необходимо также ввести количественное определение (меру) надежности, качества и экономии для любого состояния — режима ЭС. При этом, если в результате оценки состояния найдено условное распределение вероятностей $p(V/Z)$, то могут быть введены следующие практические показатели надежности, качества и экономии:

$$\left. \begin{aligned} \omega^S &= \int_{\Omega} p(V/\bar{Z}) f^S(V) dV; \\ \omega^K &= \int_{\Omega} p(V/\bar{Z}) f^K(V) dV; \\ \omega^H &= \int_{\Omega} p(V/\bar{Z}) f^H(V) dV. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Показатели ω представляют собой тогда средневзвешенные усреднения соответствующих характеристических функций f ; при этом веса здесь представлены соответствующими условными вероятностями.

Если в результате оценки состояния получаем «точечную» оценку \hat{V} , то в качестве показателей ω можно принять прямо значения соответствующих характеристических функций f :

$$\left. \begin{aligned} \omega^S &= f^S(\hat{V}); \\ \omega^K &= f^K(\hat{V}); \\ \omega^H &= f^H(\hat{V}). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Теперь необходимо количественно определить характеристические функции f^S , f^K и f^H . Наиболее практичным представляется метод распознавания образов с последующим использованием самообучения «классификатора», реализуемый еще в процессе планирования и анализа (off — line) режимов ЭС. Метод предполагает следующие этапы определения характеристических функций.

Составляется множество L типичных (представительных) состояний V . Для этого необходимо произвести ряд расчетов моделированных режимов ЭС (характеризуемых разной выработкой, конфигурацией и потреблением), для которых определяются значения векторов \hat{V} .

Анализом рассчитанных (off — line) режимов оценивается их надежность, качество и экономия. Каждому вектору \hat{V} из множества L придают конкретные значения показателей ω^S , ω^K и ω^H (упорядочение множества L в шкалу с точки зрения надежности, качества и экономии является инженерным вопросом решения). Метод решения предусматривает получение трех изображений (проекций) множества L на интервал $(0, 1)$, т. е. получают значения характеристических функций f^S , f^K и f^H для типичной части L (типичных точек) пространства состояний Ω .

Далее необходимо определить общий вид характеристических функций f , например в виде заранее заданных полиномов, переменные которых представляют составляющие вектора V . В случае полинома второго порядка получаем:

$$f(V) = a_0 + \sum_i a_i x_i + \sum_{ij} b_{ij} x_i x_j. \quad (10)$$

На основе известных значений функций $f(V)$ для векторов $V = (x_1, \dots, x_m) \in L$ можно найти значения коэффициентов выражения (10) и таким образом определить аналитические выражения для характеристических функций.

Тогда для классификации состояния в реальном времени достаточно подставить в выражения (10) составляющие полученной оценки состояния $\hat{V} = (x_1, \dots, x_m)$ и определить показатели ω^S , ω^K и ω^H .

Правильность оценки в реальном времени зависит в таком случае от выбора типичных состояний при составлении множества L и от классификации в процессе планирования точек из L ; она зависит также от удачного выбора аналитических выражений (10) и нахождения их коэффициентов.

Предложенный метод позволяет определить количественно меру надежности, качества и экономии режима ЭС для данного состояния V при помощи показателей ω^S , ω^K и ω^H .

Заметим, что можно пользоваться как отдельными показателями ω^S , ω^K и ω^H , так и сконструированным из них единым показателем

$$\omega_{\Sigma} = \lambda^S \omega^S + \lambda^K \omega^K + \lambda^H \omega^H, \quad (11)$$

где $\lambda^S + \lambda^K + \lambda^H = 1$. При этом весовые коэффициенты можно менять в зависимости от того, какой именно характеристике придается большее значение в данной конкретной ситуации.

Развитием данного метода является подход, при котором аналитически определяются выражения для показателей ω . При этом учитывается, что, например, ω^K является функцией значений частоты и напряжения в выбранных точках ЭС, ω^H — функцией относительных приростов, потерь в сети и т. д., ω^S — сложной функцией статистических па-

раметров, зависящих и от продолжительности бесперебойной работы ЭС.

Возможности применения показателей ψ для оптимального управления режимом ЭС. Цель управления режимом ЭС можно также математически выразить нечетким подмножеством пространства состояний. Можно, например, представить ее как пересечение нечетких подмножеств ψ^S , ψ^K и ψ^H . В таком случае стратегия управления определяется как некоторый «оптимальный» или «лучший» переход из данного состояния системы V по некоторой траектории (по которой наиболее быстро растет значение показателей ψ) в целевое, оптимальное, нечеткое подмножество. При этом целью управления является получение некоторых значений характеристических функций. Заданные значения можно оперативно изменять и таким образом расширять или сужать целевое нечеткое множество в зависимости от конкретной ситуации в ЭС.

При таком подходе можно конкретизировать глобальную целевую функцию управления, представив ее следующим образом. С помощью операции управления $R(t)$ перевести состояние ЭС в целевое множество и удерживать внутри него систему, при этом необходимо достигать цели при минимальном времени управления и при минимальных обобщенных затратах, связанных с процессом управления.

Такой подход непосредственно приводит к задаче оптимального управления, когда оптимизация ведется по трем показателям (надежность, качество, экономия) и когда управление реализуется в течение минимально возможного времени, при минимальных затратах.

Математическое определение динамического поведения ЭС и ее управления выражается уравнениями состояния:

$$\dot{X}(t) = F[X(t), R(t)] \quad (12)$$

или (в случае дискретного управления):

$$X(k+1) = \tilde{F}[X(k), R(k)]. \quad (13)$$

Далее имеем: уравнение $V(t) = G[X(t)]$; начальное состояние $V(t_0)$; целевое нечеткое подмножество (например, A); множество допустимых векторов управления $\{R(t)\}$ (которое можно понимать так же, как нечеткое).

Тогда задача оптимального управления сводится к следующему: найти вектор управления $R(t)$ из допустимого множества векторов управления во времени $t \in [t_0, t_1]$ таким образом, чтобы за минимальное время t_1 было возможно перевести вектор $V(t)$ из начального состояния $V(t_0)$ в целевое множество при одновременной минимизации некоторого интегрального критерия затрат.

Интегральным критерием может быть, например,

$$J = \int_{t_0}^{t_1} [X^T(t) K X(t) + R^T(t) L R(t)] dt, \quad (14)$$

где K и L — матрицы квадратичного критерия регулирования, или в более общем виде:

$$J[X(t), R(t)] = \int_{t_0}^{t_1} H[X(t), R(t)] dt. \quad (15)$$

Известны классические методы решения такой задачи (для линейных систем, например, динамическое программирование, принцип максимума Понтрягина и т. д.) [Л. 7].

В случае ЭС решающей является проблема больших систем, которая не позволяет практически решать задачу оптимального управления на одном уровне управления. Задачу необходимо сначала иерархически декомпонировать и на каждом уровне решать подзадачу уже меньшего размера классическими методами и пригодной координацией достигать реализацию глобальной цели управления для ЭС в целом [Л. 2].

Способы декомпозиции подобных задач до двух уровней управления известны [Л. 1 и 2], авторы здесь обычно исходят из общей теории М. Месаровича [Л. 2]. Для координации используется чаще всего принцип прогноза взаимодействий подсистем на низших уровнях управления. А так как при этом решаются детермические задачи оптимального управления, то они не учитывают особенности управления в условиях неопределенности. Для поставленной задачи оптимального управления режимом ЭС в условиях неопределенности решение до сих пор не известно.

Выводы. Внедрение в эксплуатацию АСДУ расширяет возможности управления и выявляет новые задачи управления режимом ЭС. Функционирование координационной функции, как результат полной декомпозиции глобальной целевой функции управления режимом ЭС, требует количественной оценки показателей надежности, качества и экономии состояния ЭС.

В условиях неопределенности, в которых происходит эксплуатация и управление современных больших ЭС, можно успешно для оценки и определения состояния ЭС использовать теорию нечетких множеств.

Для оптимального управления режимом ЭС необходимо разработать методы, учитывающие условия неопределенности работы и управления режимом ЭС (при этом рекомендуется использовать аппарат нечетких множеств).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Andrei N. Decentralization and hierarchy control of large scale systems. — *Revue Roumaine de Sciences Techniques. Electrotechnique et Energetique*, 1978, vol. 23, № 4.
2. Mesarovic M., Macko D., Takahara Y. Theory of hierarchical Multilevel systems. — New York; London: Academic Press, 1970.
3. Месарович М., Мацко Д., Такахаха И. — Теория иерархических многоуровневых систем. — М.: Мир, 1973.
4. Zadeh L. A. Fuzzy sets. — *Information and Control*, 1965, vol. 8.
5. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976.
6. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М.: Высшая школа, 1970.
7. Bellman R. E., Kalaba R. Dynamic programming and modern control theory. — New York, 1965.

Регулирующие и компенсирующие устройства для оптимизаций работы сетей сверхвысокого напряжения

КРАИЗ А. Г., МАСТРЮКОВ Л. А., кандидаты техн. наук

Москва

Для улучшения условий работы и повышения технико-экономических показателей линий и сетей, главным образом сверхвысокого напряжения (СВН), необходимы индуктивные и емкостные устройства, обеспечивающие повышение устойчивости передачи, защиту от внутренних перенапряжений, повышение пропускной способности линий электропередачи, изменение режима напряжений, воздействие на баланс реактивной мощности, улучшение условий работы неоднородных замкнутых сетей, снижение потерь активной мощности и др. К таким устройствам относятся регулируемые и регулировочные силовые трансформаторы, регулируемые и нерегулируемые реакторы, конденсаторные батареи в сочетании со средствами автоматического управления и регулирования как, например, управляемые тиристорные вентили, а также синхронные компенсаторы. Реакторы применяются либо как самостоятельные компенсирующие устройства в виде, например, поперечных элементов (шунтирующие реакторы), либо в виде элементов, входящих в состав статических компенсаторов.

В статье рассматриваются статические индуктивные устройства, проектируемые и изготавливаемые МПО «Электрозавод» им. В. В. Куйбышева и предназначенные для работы в сетях высокого и сверхвысокого напряжения в качестве регулирующих и компенсирующих устройств [Л. 1].

Шунтирующие реакторы (ШР). Этот вид реакторов является основным средством компенсации зарядной мощности линий электропередачи напряжением 500 (400) кВ и выше с целью уменьшения потерь в электропередаче и ограничения внутренних перенапряжений — длительных и кратковременных. В качестве примера можно указать, что, например, в линии 500 кВ длиной около 900 км при передаваемых мощностях 200, 400 и 600 МВт и при отсутствии реакторов активные потери составляют 24, 33 и 50 МВт соответственно, а при установке ШР 500 кВ на передающем конце линии они будут 16, 27 и 45 МВт, т. е. снизятся на 33, 18 и 10% соответственно [Л. 2]. Однако необходимая установленная мощность таких реакторов, отнесенная к 1 МВт передаваемой активной мощности, составляет 0,7—0,9 Мвар для линий 500 кВ и 1—1,25 Мвар для линий 750 кВ [Л. 2]. С развитием электропередач СВН производство ШР непрерывно увеличивается. За период 1955—1975 гг. их выпуск в Советском Союзе примерно удваивался в каждом пятилетии и эта тенденция сохраняется. К 1975 г. в энергосистемах страны установленная мощность устройств реактивной компенсации СВН достигла 15 тыс. Мвар [Л. 3], а в настоящее время она составляет примерно 25 тыс. Мвар.

Характерной особенностью выпускаемых ШР является их большая единичная мощность Q_n , близкая к предельной, а следовательно, и большая энергия $W = Q_n / \omega$, периодически запасаемая в магнитном поле, возрастающая примерно квадратично

с напряжением сети U_c :

U_c , кВ	500	750
Q_n , Мвар	60	110
W , кДж	190	350

При создании мощных ШР возникают проблемы, связанные с накоплением энергии в магнитном поле при наименьших затратах активных материалов и минимальных потерях и с обменными энергетическими процессами. К последним относятся вопросы добавочных потерь в проводниках обмотки и элементов конструкции, механических колебаний (вибраций) конструкции, электрической прочности изоляции ШР. Эти проблемы должны решаться в рамках ограничений, налагаемых на габариты и массу реакторов, необходимостью их перевозки по железной дороге.

По способу накопления энергии конструктивные схемы ШР делятся на два класса: стержневые, в которых магнитная энергия сосредоточена главным образом в немагнитных зазорах, распределенных по высоте ферромагнитного стержня, и частично в канале рассеяния между обмоткой и стержнем, и бесстержневые, у которых она сконцентрирована во всем внутреннем объеме обмотки. Бесстержневой реактор можно рассматривать как частный случай стержневого, в котором суммарная длина зазоров равна высоте обмотки (рис. 1).

Технико-экономический анализ показывает, что в широком интервале изменения напряженности магнитного поля обмотки разница в затратах для стержневой и бесстержневой конструкций невелика и уменьшается с ростом мощности и напряжения реактора. Однако недостатком стержневой конструкции является то, что даже в оптимальном реакторе энергия потока рассеяния достигает 30—40% полной, а энергия, обусловленная введением ферромагнитного стержня с зазорами, составляет лишь небольшую часть полной энергии магнитного поля реактора W . Кроме того, стержневой реактор имеет значительно большую массу и габариты, чем соответствующий ему бесстержневой, что может иметь решающее значение в связи с вопросом транспортирования. В то же время бесстержневой реактор имеет несколько большие потери, чем сравнимый стержневой.

На рис. 1 показаны некоторые принципиальные конструктивные схемы ШР. В первых отечественных ШР 500 (400) кВ применялась двустержневая конструкция (рис. 1, а). Ферромагнитные стержни 1 состоят из вставок 4, разделенных немагнитными зазорами 5, которые образуются жесткими электроизоляционными прокладками. Вставки 4 состоят из пластин электротехнической стали, расположенных радиально по отношению к оси стержня 1 (так называемая «радиальная шихтовка»). Низкий уровень вибраций достигается применением мощной пружинной стяжки магнитной системы и установкой активной части в баке на пружинных амортизаторах. Основным недостатком этой конструкции,

как и всех стержневых, является ее большая масса и размеры из-за низкого коэффициента использования бака, а также повышенные потери из-за сильного неуправляемого потока рассеяния. Последний недостаток можно частично устранить путем определенного перераспределения немагнитных зазоров 5 по высоте стержня [Л. 4].

Более полное решение проблемы канализации потока рассеяния могут обеспечить магнитные системы по рис. 1,б и в [Л. 5]. Конструкция рис. 1,в с С-образными боковыми ярмами 3, установленными симметрично относительно оси стержня 1, компактна, обеспечивает низкие потери, однако ее предельная мощность ограничена возможностью перевозки по железной дороге. Исполнение по рис. 1,б связано с повышенными вибрациями концов охватывающих торцевых ярм 2. В конструкции по рис. 1,г [Л. 6] вставки 4 электрически соединены с противолежащими катушками обмотки 6 и имеют соответствующие им повышенные потенциалы. Благодаря этому канал между обмоткой и стержнем, а следовательно, и поток рассеяния имеют минимальный размер. Очевидный недостаток такого исполнения — сложность электрической изоляции обмотки и магнитной системы.

Бесстержневая ярмовая магнитная система (рис. 1,д) состоит из двух торцевых ярм 2, ширина которых равна диаметру обмотки 6 и по которым замыкается магнитный поток [Л. 7]; ярма стягиваются, опираясь на жесткие электроизоляционные опоры 7. Реакторы с такой магнитной системой имеют меньшую массу, габариты и потери по сравнению со стержневыми по рис. 1,а—г, но они уступают броневым по рис. 1,е и ж, за исключением ширины (в плане), которая у ярмовой конструкции меньше из-за отсутствия боковых ярм. Это последнее обстоятельство может иметь решающее значение с точки зрения транспортабельности по железной дороге применительно к ШР напряжением выше 750 кВ и при мощностях более 200—300 Мвар.

Броневого реактор (рис. 1,е) имеет магнитную систему в виде прямоугольной рамы с боковыми ярмами 3, шихтованной из пластин электротехнической стали, внутри которой размещена обмотка 6 с горизонтальной осью. Благодаря такой конструкции удачно решаются вопросы экранирования рабочей области магнитного поля и связанные с этим проблемы; присущий ей недостаток — высокие уровни вибраций и шума реактора вследствие механических изгибных колебаний магнитной системы. Это и явилось причиной отказа от такой конструкции для ШР 35 кВ, 60 Мвар, и 110 кВ, 90 Мвар, в которых она первоначально была применена. Обеспечение допустимых уровней вибраций и шума может быть достигнуто выбором размеров сечения магнитной системы не по допустимой индукции в стали, а из условий отстройки от механического резонанса [Л. 8].

На рис. 1,ж показан другой вид принципиальной броневой конструкции, в которой обмотка 6 (с вертикальной осью) охватывается С-образными боковыми ярмами 3, стянутыми вместе с обмоткой применением электроизоляционной опоры 7. Такое исполнение свободно от недостатка броневой конструкции по рис. 1,е и обладает всеми указанными

достоинствами ШР с бесстержневыми магнитными системами. В связи с этим оно положено в основу выпускаемых МПО «Электрозавод» им. В. В. Куйбышева реакторов СВН.

На рис. 2 показано устройство ШР на напряжения 500 (400) и 750 кВ, серийно изготавливаемых для энергетики. Их принципиальная конструктивная схема соответствует рис. 1,ж, причем ввод высокого напряжения 2 (рис. 2) установлен внутри обмотки 1 соосно с ней. Обмотка 1 состоит по высоте из двух параллельно соединенных частей с линейным концом посередине ее высоты. Ввод высокого напряжения 2 имеет специальное исполнение сердечника, так как его нижняя часть работает в сильноном переменном магнитном поле с индукцией 0,3—0,4 Тл. Главная изоляция — маслоразделного типа — состоит из ряда concentрических электроизоляционных барьеров 3. Броневая магнитная система составлена из восьми С-образных ярм 4 из пластин электротехнической стали, охватывающих обмотку 1 снаружи и симметрично установленных по ее окружности. В промежутках между ярмами

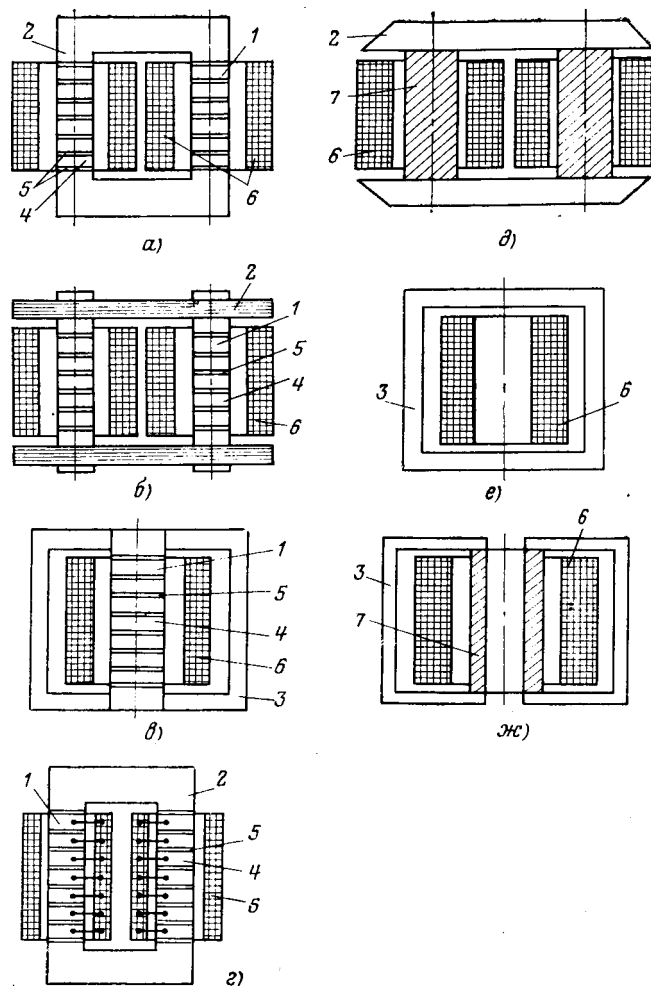


Рис. 1. Принципиальные конструктивные схемы шунтирующих реакторов: стержневых (а—г) и бесстержневых (д—ж).

а — двухстержневой с торцевыми ярмами; б — двухстержневой с охватывающими торцевыми ярмами; в — одностержневой с С-образными ярмами (бронестержневой) г — двухстержневой с потенциальными вставками стержня; д — ярмовой, е — броневой (вид сверху), ж — броневой с С-образными ярмами; 1 — стержень; 2 — торцевое ярмо; 3 — боковое ярмо; 4 — вставки стержня; 5 — немагнитные зазоры; 6 — обмотка; 7 — электроизоляционная опора.

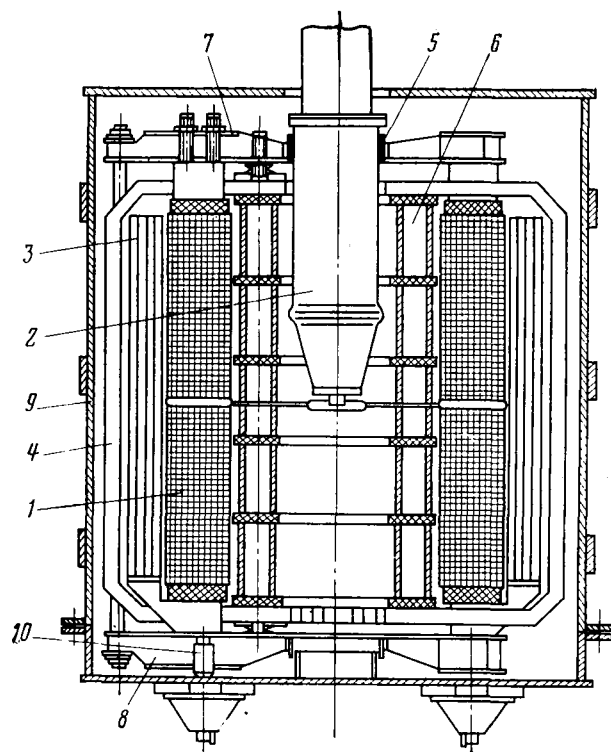


Рис. 2. Конструктивное устройство шунтирующих реакторов 500 и 750 кВ.

1 — обмотка; 2 — нижняя часть ввода высокого напряжения; 3 — изоляционные барьеры главной изоляции; 4 — С-образное ярмо; 5 — электромагнитный экран ввода высокого напряжения; 6 — опорная конструкция из фарфоровых изоляторов; 7 и 8 — верхняя и нижняя опорные плиты; 9 — бак; 10 — пружинные амортизаторы.

размещены отводы низкого напряжения, вертикальные прессующие шпильки и другие элементы конструкции. Ярмо 4 образуют центральные отверстия: верхнее для установки ввода высокого напряжения внутрь обмотки 1 и нижнее для направленной подачи масла в обмотку. Для уменьшения вибраций предусмотрена опорная конструкция 6. Обмотка и магнитная система помещены между прессующими плитами 7 и 8, соединенными стяжными шпильками. Предусмотрена независимая прессовка обмотки и магнитной системы относительно плит. С целью виброизоляции активная часть установлена в баке 9 на пружинных амортизаторах 10. Благодаря принятым мерам амплитуда вибраций стенки бака не превышает 50 мкм, а уровень шума ниже 85 дБ. Техничко-экономические данные реакторов представлены в таблице.

Реакторы транспортируются в собственном баке, заполненном маслом, в рабочем положении. Для их введения в эксплуатацию ревизия активной части не требуется. В процессе монтажа необходимо установить на баке ввод высокого напряжения, охладители системы ДЦ, расширитель и другую арматуру. Для предохранения масла от увлажнения используется азотная или пленочная защита.

Завод продолжает исследовательские и конструкторско-технологические работы по ШР СВН в следующих направлениях: повышение эксплуатационной надежности реакторов 500 и 750 кВ и улучшение их удельных параметров, а также повышение

Параметры	Реактор типа РОДЦ—60000/500	Реактор типа РОДЦ—110000/750
Номинальное напряжение, кВ	525/ $\sqrt{3}$	787/ $\sqrt{3}$
Мощность, Мвар	60	110
Потери, кВт	205	310
Масса, т		
проводников обмотки	8	13,2
электротехнической стали	15	22
активной части	34	55
масла	15	25
транспортная	55	80
полная	65	95
Габариты, м		
в плане	4,8×5,9	6,2×7,1
высота	9,2	11

шение удобства их эксплуатации; увеличение мощности и напряжения реакторов в transportable единице.

Компенсирующие реакторы. В качестве одного из средств повышения пропускной способности линий электропередачи по условиям устойчивости большое значение приобрело регулирование реактивной мощности, генерируемой или потребляемой статическими устройствами — статическими компенсаторами реактивной мощности (СТКМ) — для поддержания напряжения, его регулирования и подавления колебаний и др. Такое развитие обусловлено не только расширением сетей СВН, но и ростом мощности и числа крупных промышленных электроустановок (электрометаллургия, электрохимия и т. п.). Основными элементами таких компенсаторов являются реакторы (в том числе реакторы-трансформаторы), конденсаторные батареи и их комбинации.

Исходя из требования высокого быстродействия в СТКМ могут быть применены следующие виды реакторов [Л. 9]: неуправляемые в сочетании с управляемыми тиристорными вентилями; управляемые с подмагничиванием постоянным током и насыщающиеся. В [Л. 9] указывалось, что выбор вида и принципиальной схемы СТКМ, а следовательно, и вида входящих в их состав реакторов должен производиться на основе технико-экономического сравнения вариантов с учетом конкретных требований. Кроме того, отмечалась необходимость разработки требований со стороны потребителей к единой серии компенсирующих реакторов, что позволило бы вести их разработку и внедрение серии, начиная с изделий, обеспечивающих скорейшее получение наибольшего народнохозяйственного эффекта.

Независимо от составления таких общих требований, МПО «Электростанция» им. В. В. Куйбышева провело разработку компенсирующего реактора типа РКОДЦ—33333/110 для СТКМ, устанавливаемого в одной из энергосистем. Принципиальная схема одной фазы СТКМ показана на рис. 3. В ее состав, помимо компенсирующего реактора 1, который в данном случае состоит из двух единиц, соединенных последовательно, входят конденсатор-

ная батарея 2, фильтр 3-й гармоники 3, 4, вентиль 5 из двух встречно-параллельно включенных тиристорных блоков с фазным регулированием, блок управления (на рисунке не показан).

Из схемы рис. 3 видно, что при закрытых вентилях оба конца реакторов оказываются под полным напряжением сети 110 кВ. Поэтому в отличие от ШР, у которых один конец обмотки заземляется и в связи с этим выполняется с пониженным уровнем изоляции, у компенсирующего реактора оба конца (как линейный, так и «нейтральный») должны иметь одинаковый уровень изоляции, в данном случае класса 110 кВ. Однофазный масляный реактор типа РКОДЦ—33333/110 имеет следующие технические параметры.

Номинальная мощность	22 000	квар
Номинальный ток	570	А
Индуктивность	0,214	Гн
Номинальное напряжение	38,5	кВ
Полные потери (при номинальном напряжении)	130	кВт
Масса:		
активной части	17,5	т
масла	8,3	т
полная	35	т

Принципиальная конструкция реактора — двух-стержневая с торцевыми ярмами и немагнитными зазорами в стержнях (см. рис. 1,а). Обмотка катушечная с вводом на концах. Активная часть установлена на пружинных амортизаторах. Охлаждение масляно-воздушное типа ДЦ с двумя охладителями, навешенными на бак. На рис. 4 показан размерный чертеж реактора.

Завод ведет проектно-конструкторские работы по компенсирующим реакторам для СТКМ большей мощности и на более высокие напряжения для удовлетворения нужд энергетических систем и крупных промышленных установок с большим и подверженным колебаниям потреблением реактивной мощности.

Регулирующие устройства. Сюда относятся устройства, предназначенные для изменения режима напряжений в сети путем изменения коэффициента трансформации трансформаторов. При этом решается ряд важнейших вопросов работы сетей: повышения пропускной способности линий по условиям устойчивости; снижения нагрузочных потерь активной и реактивной мощности, генерируемой линиями сети; оптимизации рабочего режима энергосистемы и др. [Л. 2]. Такими элементами

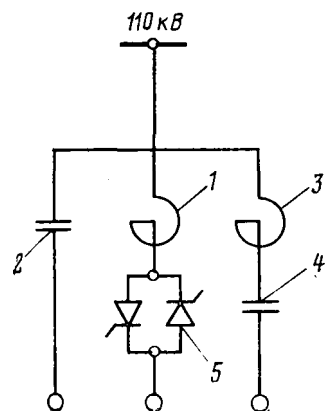
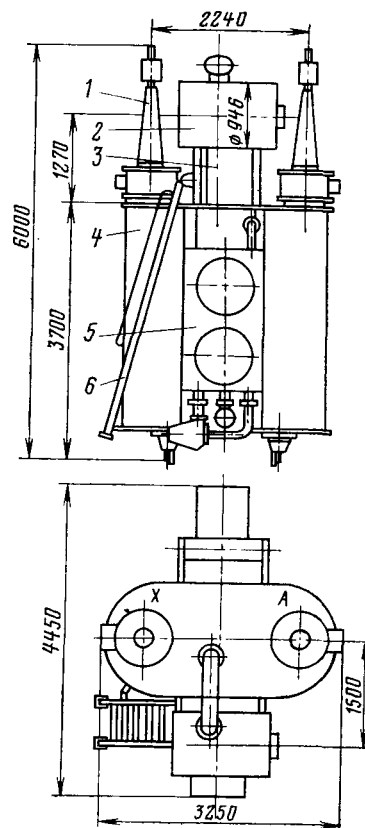


Рис. 3. Принципиальная схема одной фазы статического компенсатора реактивной мощности.

1 — компенсирующий реактор; 2 — конденсаторная батарея; 3 и 4 — реактор и конденсаторная батарея фильтра 3-й гармоники; 5 — тиристорный ключ.

Рис. 4. Габариты однофазного компенсирующего реактора типа РКОДЦ-33333/110.
1 — ввод 110 кВ; 2 — расширитель; 3 — предохранительная труба; 4 — бак; 5 — охладитель; 6 — лестница.



являются силовые трансформаторы — регулируемые, как правило, под нагрузкой (РПН) и регулировочные — для продольного и поперечного регулирования напряжения.

Из числа регулируемых, «Электростанцией» им. В. В. Куйбышева были спроектированы и частично освоены в производстве две серии силовых двухобмоточных трансформаторов РПН с расщепленной обмоткой низшего напряжения (6 и 10 кВ): серия 110 кВ, $115 \pm 9 \times 1,78\% / 6,3 - 10,5 - 38,5$ кВ мощностью 25, 32, 40, 63 и 80 МВ·А по ГОСТ 12965—74 и серия 220 кВ, $230 \pm 10 \times 1,2\% / 6,6 - 11 - 38,5$ кВ мощностью 32, 63, 100 и 160 МВ·А по ГОСТ 15957—70 [Л. 1, 10]. Основное назначение трансформаторов этих серий — работа в качестве понижающих для питания крупных промышленных объектов. Однако они использовались также в качестве повышающих для присоединения к питающим сетям генераторов электростанций, обеспечивая возможность регулирования напряжения на питающем конце линий, а также в узлах, к которым присоединены распределительные сети. Производство трансформаторов РПН этих серий частично передано, а частично будет передано на другие предприятия в связи с ростом потребностей энергетики в реакторах.

Регулировочные («вольтодобавочные») трансформаторы или агрегаты РПН с продольным регулированием делятся на последовательные, включаемые последовательно с силовым трансформатором со стороны нейтрали или (реже) линии, и линейные, одна из обмоток которых включается последовательно в сеть.

Последовательные трансформаторы серии ВРТДНУ, разработанные заводом, предназначены для включения в нейтраль силовых автотрансформаторов СВН, не имеющих устройств РПН; таким образом, они выполняют те же функции, что и трансформаторы РПН. Первоначально серия ВРТДНУ состояла из восьми типов на проходные мощности 120, 180, 240, 270, 360, 405, 480 и 750 МВ·А и большого числа типоразмеров [Л. 11]. Однако в последние годы в связи с ростом выпуска автотрансформаторов РПН потребность в последовательных регулировочных трансформаторах снизилась, и в настоящее время требованиям со стороны энергетики удовлетворяет один тип с проходной мощностью 240 МВ·А.

Противоположное развитие имеет место в области линейных регулировочных трансформаторов как с продольным, так и с поперечным регулированием напряжения, потребность в которых непрерывно растет. В отношении трансформаторов с продольным регулированием это объясняется тем, что регулируемые автотрансформаторы СВН имеют только одно устройство РПН и поэтому позволяют изменять только один коэффициент трансформации, обычно на стороне высшего и среднего напряжений. Для оптимизации работы сети низшего напряжения в таких случаях устанавливают на третичной стороне линейный регулировочный трансформатор. Такие единицы во многих случаях используются и независимо от автотрансформаторов для установки в определенных точках сети с целью регулирования уровня напряжения. Для этих целей заводом разработана и выпускается широкая гамма линейных регулировочных трансформаторов серий ЛТМН и ЛТДН с проходной мощностью 16, 40, 83 и 100 МВ·А на напряжения 6,6; 11 и 38,5 кВ и с диапазоном регулирования $\pm 15\%$ [Л. 11].

В программе завода по производству оборудования для оптимизации работы сетей важное место занимают регулировочные трансформаторы для поперечного регулирования напряжения, позволяющие улучшить условия работы неоднородных замкнутых сетей СВН и обеспечить значительный народнохозяйственный эффект, достигающий только для одной электропередачи сотен тысяч рублей в год [Л. 12].

Разработанный заводом последовательный регулировочный трансформатор предназначен для включения в нейтраль автотрансформатора 330 МВ·А, 750/330 кВ с целью принудительного перераспределения мощности между передачей 750 кВ и работающей параллельно с ней сетью 330 кВ. Однофазный трансформатор обеспечивает поперечную э. д. с. 68 кВ и взаимное смещение векторов напряжений 750 и 330 кВ автотрансформатора на угол до 12° [Л. 13].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тарасов А. А., Крайз А. Г. Трансформаторное и реакторное оборудование Московского производственного объединения «Электрозавод» имени В. В. Куйбышева. — Электротехника, 1978, № 10.
2. Мельников Н. А., Рокотян С. С., Шеренцис А. Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330—500 кВ. — М.: Энергия, 1974.
3. Достижения и задачи в области создания высоковольтных шунтирующих реакторов большой мощности. / Лизунов С. Д., Матрюков Л. А. и др. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1975, 8(52).
4. Лейтес Л. В., Матрюков Л. А. Снижение добавочных потерь в бачке мощных стержневых реакторов. — Электричество, 1966, № 9.
5. Erb W., Krany D. Bau und Prüfung von Kompensationssdrosselspulen für 735 kV. — BBC Mitteilungen, 1965, № 11—12.
6. Insulating-core shunt reactor. — Electrical World, 1968, May.
7. Alexander G. W., Hopkinson R. H., Welch A. U. Design and application of EHV shunt reactors. — IEEE Trans. on PAS, 1966, № 12.
8. Hofer P., Garcia G. Les reactance shunt sans noyau. — RGE, 1965, № 12.
9. Крайз А. Г., Лейтес Л. В. Об индуктивных устройствах для статических компенсаторов реактивной мощности. — Электричество, 1979, № 10.
10. Богданова Т. О., Крайз А. Г., Старшинов Б. А. Новая серия двухобмоточных трансформаторов с РПН на 220 кВ. — ЭП. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1975, 8(52).
11. Крайз А. Г. Технические характеристики силовых понижающих трансформаторов и качество электроснабжения. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. — М.: Энергия, 1968, с. 486—501.
12. Ершевич В. В., Кривушкин Л. Ф. Поперечное регулирование напряжения в сетях 750—330 кВ. — Электричество, 1972, № 8.
13. Крайз А. Г., Домантовский Г. З., Лозница Т. С. Трансформатор для поперечного регулирования напряжения автотрансформатора 750/330 кВ. — Электричество, 1975, № 8.

[15.05.80]

УДК 621.3.015.38.001.24

Расчет статистических характеристик внутренних перенапряжений в ВЛ

ДАВИДОВ В. Е., инж., ЛЫСКОВ Ю. И., ЯРНЫХ Л. В., кандидаты техн. наук

Энергосетьпроект

Одним из основных факторов, обеспечивающих возможность создания и широкого внедрения в СССР электропередач сверхвысокого напряжения, является отказ от выбора изоляции линии и оборудования по возможной величине внутренних перенапряжений и переход к их принудительному

ограничению до уровня, оптимального по технико-экономическим условиям. Снижение допустимой кратности перенапряжений на 0,1 уменьшает стоимость линий сверхвысокого напряжения на 0,5—1%, а подстанций (без стоимости средств ограничения перенапряжений) на 1,5—2,5% [Л. 1].

Анализ условий работы линий электропередач класса 750 кВ показывает, что оптимальное управление нормальными, аварийными и послеаварийными коммутациями облегчает условия работы дорогостоящего оборудования, удлиняет срок его службы и тем самым повышает надежность работы линии в целом. Реализация необходимых алгоритмов управления дальними линиями электропередачи невозможна без использования ЦВМ [Л. 2].

Разработка и совершенствование системы защиты от внутренних перенапряжений, а также использование для этой цели ЦВМ требуют создания средств и методов исследования переходных процессов, позволяющих наиболее быстро и достаточно достоверно оценить влияние тех или иных факторов на характер переходных процессов. В настоящее время в практике проектирования используются методы и программы расчета коммутационных перенапряжений с учетом действия и средств их ограничения, дающие возможность получить зависимости напряжений от времени в различных узлах линии электропередачи в любой момент времени после возникновения короткого замыкания или коммутации [Л. 1 и 3]. Однако эти методы и программы не позволяют исследовать в достаточном объеме влияние различных факторов на величину перенапряжений и получить результаты в удобной для анализа форме. Особенно большие трудности возникают при попытке учесть случайный характер ряда факторов [Л. 3—5].

В статье рассматривается возможность разработки инженерного метода анализа влияния различных факторов на уровни перенапряжений в линиях электропередачи, причем анализируются перенапряжения, возникающие как при успешном, так и неуспешном ОАПВ.

На характер переходного процесса при успешном ОАПВ влияют в основном [Л. 1 и 13]: момент подачи импульса на включение; место и вид короткого замыкания; параметры режима и схемы (модули э. д. с. и сопротивления эквивалентных систем, примыкающих к подстанциям, величины передаваемых активной и реактивной мощностей, количество шунтирующих реакторов линии и др.): собственное время включения выключателя; значение остаточного заряда на линии к моменту АПВ.

К факторам, влияющим на характер переходного процесса при неуспешном ОАПВ с последующим трехфазным отключением линии, относятся [Л. 1 и 13]: момент подачи импульса на отключение; параметры режима и схемы; параметры возмущения — вид и место к. з.; параметры коммутационной аппаратуры и средств релейной защиты и автоматики.

Перечисленные факторы имеют случайный характер, поэтому кратность перенапряжений является функцией случайных величин. Определение закона распределения кратности перенапряжений позволит найти вероятность превышения заданного уровня перенапряжений, возникающих при АПВ. Для определения законов распределения функций случайных величин в общем могут использоваться как строгие аналитические методы преобразования случайных величин, так и приближенные методы.

В рассматриваемом случае аналитические методы не могут быть применены, так как отсутствуют точные математические выражения зависимости кратности перенапряжений от различных факторов (передаваемой мощности, места и момента возникновения к. з. и др.). Поэтому необходимо использовать приближенные методы. Известны следующие подходы к решению подобных задач: метод статистических испытаний [Л. 3], метод моментов [Л. 4], метод, основанный на использовании теории планирования экспериментов [Л. 6], который представляется наиболее приемлемым для создания инженерной методики решения поставленной задачи. Выбор именно этого метода решения объясняется тем, что при его применении суммируются преимущества метода статистических испытаний (как экспериментального метода) и метода моментов (как приближенного аналитического метода).

Предлагаемый алгоритм решения задачи состоит в том, что вместо сложной или неявной зависимости кратности перенапряжений от влияющих факторов с помощью методов теории планирования экспериментов строится аппроксимирующая зависимость в виде полинома:

$$K = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i f_1(x_i) + \sum_{i=1}^n b_i f_2(x_i) + \dots \quad (1)$$

В выражении (1) под функциями f_1, f_2, \dots понимаются члены, соответствующие полиномам Чебышева. Например [Л. 10]:

$$\left. \begin{aligned} f_{1i}(x_i) &= K_{1i}(x_i + b_{0i}); \\ f_{2i}(x_i) &= K_{2i}[f_{1i}^2(x_i) + C_{1i}f_{1i}(x_i) + d_{0i}]; \\ f_{3i}(x_i) &= K_{3i}[f_{1i}^3(x_i) + C_{3i}f_{1i}^2(x_i) + \\ &\quad + d_{1i}f_{1i}(x_i) + C_0] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$(i = 1, \dots, n)$

и т. д.

Для получения коэффициентов выражений (1) и (2) теория экспериментов предлагает выбрать такие сочетания параметров x_{1j}, \dots, x_{jn} ($j=1, N$), что при определенном N оценки искомых коэффициентов получаются независимыми (что особенно важно при решении статистических задач) и погрешность в их определении будет минимальна при заданном числе экспериментов. Степень полинома определяет точность аппроксимации и зависит от числа уровней варьирования факторов [Л. 10].

Упрощенная зависимость (1) может использоваться для аналитического отыскания закона распределения кратности перенапряжений или для определения значений моментов искомого распределения с последующим построением аппроксимирующего распределения [Л. 11]. Таким образом, решение поставленной задачи можно разбить на следующие этапы:

1. Составление расчетной схемы.
2. Выделение учитываемых случайных факторов.
3. Определение законов распределения случайных факторов.
4. Задание степени аппроксимирующего полинома и определение числа уровней варьирования факторов.

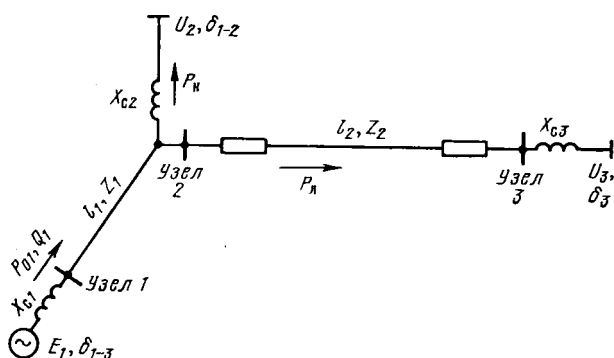


Рис. 1. Исходная схема электропередачи.
 $E_1=1$; $x_{c1}=50$ Ом; $x_{c2}=32$ Ом; $x_{c3}=30$ Ом; $U_2=1$; $U_3=1$; $l_1=132$ км;
 $l_2=520$ км; $Z_1=286$ Ом; $Z_2=286$ Ом.

5. Построение плана расчетов.

6. Подготовка исходных данных для расчетов на ЦВМ (или модели) в соответствии с планом и их проведение.

7. Вычисление коэффициентов полинома и определение моментов закона распределения кратности перенапряжений (математического ожидания, дисперсии, третьего и четвертого центральных моментов).

8. Подбор аппроксимирующего распределения вероятностей кратности перенапряжений.

Все этапы решения задачи проиллюстрируем на конкретном примере.

Этап 1. Пусть в схеме рис. 1 на линии 2—3 происходит однофазное короткое замыкание и требуется построить функцию распределения вероятностей кратности перенапряжений при успешном ОАПВ (одностороннее повторное включение линии) и при неуспешном ОАПВ (трехфазное отключение линии с одной стороны). Схема рис. 1 состоит из двух линий электропередачи напряжением 750 кВ, двух эквивалентных э. д. с. с постоянным углом сдвига между ними (узлы 2 и 3) и одного эквивалентного синхронного генератора (узел 1).

Однофазное короткое замыкание происходит на линии 2—3 в фазе А. В случае успешного ОАПВ перенапряжения рассматривались в узле 3 на фазе А. При неуспешном ОАПВ кратность перенапряжений определялась в узле 3 на фазе В. При этом принималось, что собственные составляющие предыдущего переходного процесса к моменту изменения каких-либо граничных условий успевают затухнуть.

Этап 2. Наибольшее влияние на характер переходного процесса при успешном ОАПВ имеют момент подачи импульса на включение фазы выключателя, место возникновения ликвидированного к. з., значение передаваемой мощности в исходном нормальном режиме. При неуспешном ОАПВ к влияющим факторам можно отнести: значение передаваемой мощности в исходном нормальном режиме, место возникновения к. з.; момент подачи импульса на отключение (последовательность отключения фаз выключателя) [Л. 1]. В дальнейшем анализе будет учитывать именно эти случайные факторы.

Этап 3. Так как линия 2—3 является межсистемной связью, то передаваемая по этой линии мощ-

ность P_L может считаться нормально распределенной случайной величиной [Л. 7]. В зависимости от величины передаваемой мощности по концам ВЛ может быть включено определенное количество реакторов, т. е. при решении задачи необходимо рассматривать ряд подзадач, характеризующихся определенным числом подключенных реакторов. Нетрудно показать, что для определенного числа реакторов n , закон распределения мощности P_L будет выражаться как

$$f_{P_L}(P_L) = \frac{1}{\sigma(P_L)\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{[P_L - M(P_L)]^2}{2\sigma^2(P_L)} \right\}, \quad (3)$$

где $\sigma(P_L)$ — среднеквадратическое отклонение потока мощности по линии при n включенных реакторах; $M(P_L)$ — математическое ожидание P_L в тех же условиях.

В данной схеме при передаче мощности 200—550 МВт включаются четыре реактора, в остальных случаях (550—900 МВт) — два. В дальнейшем будем рассматривать лишь случай включения четырех реакторов (при двух реакторах последовательность решения задачи не изменится).

В расчетах целесообразно учесть влияние перетока мощности с помощью угла δ_{1-3} , который определяется из системы уравнений [Л. 8]:

$$\left. \begin{aligned} P_{01} &= \frac{E_1^2}{Z_{11}} \sin \alpha_{11} + \frac{E_1 U_2}{Z_{12}} \sin (\delta_{12} - \alpha_{12}) + \\ &+ \frac{E_1 U_3}{Z_{13}} \sin (\delta_{13} - \alpha_{13}); \\ Q_{01} &= \frac{E_1^2}{Z_{11}} \cos \alpha_{11} - \frac{E_1 U_2}{Z_{12}} \cos (\delta_{12} - \alpha_{12}) - \\ &- \frac{E_1 U_3}{Z_{13}} \cos (\delta_{13} - \alpha_{13}), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $P_{01}=P_H+P_L$ (см. рис. 1); Z_{11} , Z_{12} , Z_{13} — величины, обратные модулям соответствующих собственных и взаимных проводимостей схемы рис. 1; α_{11} , α_{12} , α_{13} — углы, дополняющие до 90° фазные углы комплексов соответствующих собственных и взаимных проводимостей.

Используя выражение (3) и свойство инвариантности дифференциала вероятности, получаем функцию распределения угла δ_{13} в виде

$$\Phi(\delta_{13}) = \frac{|C \cos(\delta_{13} - \alpha_0)|}{\sigma(P_L)\sqrt{2\pi}} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{[C \sin(\delta_{13} - \alpha_0) - (M(P_L) - C_0)]^2}{2\sigma^2(P_L)} \right\}, \quad (5)$$

где

$$C = \sqrt{\left(\frac{E_1 U_2}{Z_{12}}\right)^2 + \left(\frac{E_1 U_3}{Z_{13}}\right)^2 +} \\ + 2 \frac{E_1 U_2 U_3}{Z_{12} Z_{13}} \cos(\alpha_{12} - \delta_3 - \alpha_{13});$$

$$C_0 = \frac{E_1^2}{Z_{11}} \sin \alpha_{11} - P_H;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{12} = \frac{\frac{E_1 U_2}{Z_{12}} \sin \alpha_{12} + \frac{E_1 U_3}{Z_{13}} \sin (\delta_3 + \alpha_{13})}{\frac{E_1 U_2}{Z_{12}} \cos \alpha_{12} + \frac{E_1 U_3}{Z_{13}} \cos (\delta_3 + \alpha_{13})}.$$

Решая систему (4) и используя формулу (5), определяем, что интервал изменения угла δ_{13} равен $12-22^\circ$, что соответствует 99%-ному доверительному интервалу ($\pm 3\sigma$). Таким образом, зная распределение угла δ_{13} в нормальном режиме, можно найти распределения угла δ_{13} к концу паузы ОАПВ и к моменту трехфазного отключения линии (при неуспешном ОАПВ), используя при этом известные методы интегрирования уравнений электро-механических переходных процессов [Л. 8 и 9].

Место возникновения короткого замыкания является случайной величиной, распределенной по равномерному закону в интервале от 0 до l_{2-3} . При этом защита выключателя, к которому наиболее близко находится место короткого замыкания, будет работать быстрее, чем защита более удаленного выключателя. Поэтому отключившийся первым выключатель должен первым включаться после бестоковой паузы, т. е. вероятность повторного включения того или иного выключателя равна 0,5. Момент подачи импульса на включение принимался распределенным равномерно относительно синусоиды напряжения сети в интервале 0—0,5 периода основной частоты. При неуспешном ОАПВ в соответствии с вышесказанным первым отключается выключатель, расположенный наиболее близко к месту к. з.

Как известно, последовательность отключения фаз выключателя зависит от исходного режима передачи, места и момента возникновения короткого замыкания. При заданном значении δ и фиксированной точке к. з. на линии получаются четыре варианта последовательности отключения, влияющих на кратность перенапряжений, в зависимости от момента возникновения к. з.

При учетных первых двух факторах для моделирования последовательности отключения фаз выключателя остается учесть момент подачи импульса на отключение. Закон распределения этой величины прием равномерным в интервале 0—0,5

периода основной частоты (или от 0 до 180° , причем нулевое значение соответствует моменту установления исходного режима при моделировании процесса на ЦВМ).

Этап 4. Степень полинома, аппроксимирующего зависимость кратности перенапряжений от исследуемых факторов на линии 2—3, выбирается из следующих соображений: количество экспериментальных точек не должно быть слишком большим с тем, чтобы затраты машинного времени были в приемлемых пределах; степень полинома не должна быть высокой с тем, чтобы его последующий анализ был максимально прост, но в то же время должно быть соблюдено требование необходимой точности аппроксимации.

Проведенные исследования показали, что для различных коммутаций (АПВ, трехфазное отключение линии) можно рекомендовать применение полиномов не выше третьей степени. При этом погрешность аппроксимации не превышает величины, принятой в инженерных расчетах (до 5%).

Исходя из этих соображений, будем искать аппроксимирующий полином в следующем виде:

$$K = \alpha_0 + \alpha_1 f_1(x_1) + \alpha_2 f_1(x_2) + \alpha_{12} f_1(x_1) f_1(x_2) + \alpha_3 f_1(x_3) + \alpha_{13} f_1(x_1) f_1(x_3) + \alpha_{23} f_1(x_2) f_1(x_3) + \alpha_{123} f_1(x_1) f_1(x_2) f_1(x_3) + \alpha_4 f_2(x_1) + \alpha_5 f_2(x_2) + \alpha_6 f_2(x_3) + \alpha_{14} f_1(x_1) f_2(x_1) + \alpha_{15} f_1(x_1) f_2(x_2) + \alpha_{16} f_1(x_1) f_2(x_3) + \alpha_{24} f_1(x_2) f_2(x_1) + \alpha_{25} f_1(x_2) f_2(x_2) + \alpha_{26} f_1(x_2) f_2(x_3) + \alpha_{34} f_1(x_3) f_2(x_1) + \alpha_{35} f_1(x_3) f_2(x_2) + \alpha_{36} f_1(x_3) f_2(x_3), \quad (6)$$

Таблица 1

x_1	x_2	x_3	x_1	x_2	x_3
0	0	1	2	0	1
	0	0		0	0
	1	1		1	1
	1	0		1	0
1	0	1	3	0	1
	0	0		0	0
	1	1		1	1
	1	0		1	0

Таблица 2

f_1	f_2	f_3	x_1	x_2	$f_1 x_2$	$f_1 x_3$	$f_2 x_1$	$f_2 x_3$	$f_3 x_1$	$f_3 x_2$	$x_1 x_2$	$f_1 x_2 x_3$	$f_2 x_1 x_3$	$f_3 x_1 x_2$	K_1	K_2
—3	4	—1	—1	1	3	—3	—4	4	1	—1	—1	3	—4	1	1,26	1,37
—3	4	—1	—1	—1	3	3	—4	—4	1	1	1	—3	4	—1	1,95	1,11
—3	4	—1	1	1	—3	—3	4	4	—1	—1	1	—3	4	—1	1,27	1,4
—3	4	—1	1	—1	—3	3	4	—4	—1	1	—1	3	—4	1	1,97	1,1
—1	—4	3	—1	1	—1	—1	4	—4	—3	3	—1	1	4	—3	1,09	1,35
—1	—4	3	—1	—1	1	1	4	4	—3	—3	1	—1	—4	3	1,43	1,08
—1	—4	3	1	1	—1	—1	—4	—4	3	3	1	—1	—4	3	1,09	1,4
—1	—4	3	1	—1	—1	1	—4	4	3	—3	—1	1	4	—3	1,44	1,05
1	—4	—3	—1	1	—1	1	4	—4	3	—3	—1	—1	4	3	1,22	1,27
1	—4	—3	—1	—1	—1	—1	4	4	3	3	1	1	—4	—3	1,88	1,12
1	—4	—3	1	1	1	1	—4	—4	—3	—3	1	1	—4	—3	1,21	1,37
1	—4	—3	1	—1	1	—1	—4	4	—3	3	—1	—1	4	3	1,92	1,08
3	4	1	—1	1	—3	3	—4	4	—1	1	—1	—3	—4	—1	1,12	1,26
3	4	1	—1	—1	—3	—3	—4	—4	—1	—1	1	3	4	1	1,82	1,04
3	4	1	1	1	3	3	4	4	1	1	1	3	4	1	1,25	1,38
3	4	1	1	—1	3	—3	4	—4	1	—1	—1	—3	—4	—1	1,84	1,06

Таблица 3

Момент	Метод планирования экспериментов; успешное ОАПВ		Метод статических испытаний; успешное ОАПВ		Метод планирования экспериментов; неуспешное ОАПВ	
	Выключатель в узле 3 находится в замкнутом состоянии	Выключатель в узле 3 (фаза А) нахо- дится в разомкнутом состоянии	Выключатель в узле 3 находится в замкну- том состоянии	Выключатель в узле 3 находится в разомкну- том состоянии	Выключатель находится в разомкнутом со- стоянии	Выключатель в узле 3 находится в замкну- том состоянии
M_1	1,171	1,73	1,154	1,75	1,349	1,078
M_2	0,0035	0,048	0,00364	0,0405	0,0015	0,00009
M_4	0,000034	0,00407	0,0000373	0,0029	0,0000044	0,00000017

Примечание. При всех методах значение $M_3 \approx 0$.

где x_1 соответствует моменту подачи импульса на включение (успешное ОАПВ) или моменту подачи импульса на отключение (неуспешное ОАПВ); x_2 соответствует величине передаваемой мощности; x_3 соответствует месту возникновения короткого замыкания.

Коэффициенты полинома определяются по выражениям [Л. 10]. Для получения этого полинома факторы x_2 и x_3 варьировались на двух уровнях, а фактор x_1 — на четырех. Варьирование фактора x_1 на четырех уровнях при отключении объясняется тем, что при меньшем числе уровней имеется опасность пропустить в расчетах некоторые последовательности отключения фаз выключателя. При включении число уровней фактора x_1 выбрано также равным четырем, что соответствует различным величинам разности напряжения на контактах коммутируемого выключателя (в том числе максимальной и минимальной величинам).

Таким образом, число уровней варьирования факторов примем следующими:

для мощности, передаваемой по линии (фактор x_2) — два уровня: 200 и 550 МВт (т. е. 12 и 22°);

для места короткого замыкания (фактор x_3) — два уровня (0 и $l_{л1}$), что соответствует двум состояниям выключателя;

для момента подачи импульса на включение или отключение — четыре уровня (0, 60°, 120°, 180°).

Этап 5. В соответствии с рекомендациями [Л. 10] построим план из 16 расчетов (табл. 1) и соответствующую этому плану ортогональную матрицу планирования (табл. 2).

В табл. 1 введены следующие обозначения: для фактора x_2 — 0 ∞ 12°, 1 ∞ 22°; для фактора x_3 — 0 ∞ выключатель не коммутирует, 1 ∞ выключатель коммутирует; для фактора x_1 — 0 ∞ 0, 1 ∞ 60°, 2 ∞ 120°, 3 ∞ 180°.

Фактор x_3 принимает значения 0 или 1 в зависимости от места к. з. Если $l_{к.з} < l_{л2} x_3 = 0$, если $l_{к.з} > l_{л2} x_3 = 1$.

В табл. 2 приведена ортогональная матрица планирования, в которой введена известная кодировка для функций f_1 , f_2 , f_3 и их комбинаций в соответствии с видом полинома (6) [Л. 10].

Этап 6. Для вычисления 16 значений величины кратности перенапряжений при заданных планом табл. 1 комбинациях значений случайных факторов была использована программа расчетов перенапря-

жений, разработанная в Ленинградском политехническом институте. Для нахождения приращения угла δ_{1-3} к моменту отключения к. з. ($t_{отк}=0,12$ с) применялся аппарат функций с гибкой структурой [Л. 9] при неизменной по модулю э. д. с. эквивалентного генератора за некоторым сопротивлением. Приращение угла за время паузы ОАПВ находим по аналогичной методике [Л. 8]. Результаты расчетов кратностей перенапряжений при успешном и неуспешном ОАПВ для фаз А и В соответственно представлены в предпоследнем и последнем столбцах табл. 2.

Этап 7. Коэффициенты полинома (6) вычисляются по следующим формулам:

$$\alpha_0 = \frac{\sum_{j=1}^N K_j}{N}; \quad \alpha_i = \frac{\sum_{j=1}^N f_j(x_i)}{\sum_{j=1}^N (f_j)^2},$$

где под $f_j(x_i)$ понимаются все функции полинома (6).

После вычисления всех коэффициентов и ряда преобразований получаем следующие полиномы, отражающие зависимость кратности перенапряжений от случайных факторов для успешного ОАПВ и неуспешного ОАПВ с последующим трехфазным отключением линии соответственно:

$$K_1 = 1,391 + 0,0028x_2 - 0,2478x_3 - 0,01x_2x_3 - x_1(-0,1681 - 0,0021x_2 + 0,0964x_3 + 0,0062x_2x_3) - x_1^2(-0,0188 - 0,0022x_2 + 0,0097x_3 - 0,0025x_2x_3) + x_1^3(-0,0206 + 0,0003x_2 + 0,0112x_3 + 0,0012x_2x_3). \quad (7)$$

$$K_2 = 1,213 + 0,0118x_2 + 0,1348x_3 + 0,0258x_2x_3 - x_1(0,0125 - 0,008x_2 + 0,0226x_3 - 0,0055x_2x_3) - x_1^2(-0,0003 - 0,0009x_2 - 0,0003x_3 + 0,0009x_2x_3) + x_1^3(0,0003 - 0,0003x_2 + 0,0024x_3 - 0,0003x_2x_3), \quad (8)$$

где x_1 , x_2 — непрерывные факторы; x_3 — дискретный (+1 соответствует включению коммутируемого выключателя при успешном ОАПВ и отключению при неуспешном ОАПВ; -1 — обратному состоянию).

Таким образом, каждому состоянию выключателя на исследуемой подстанции в узле 3 будет соот-

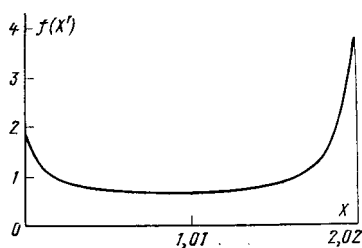


Рис. 2. Плотность распределения кратности перенапряжений, возникающих при успешном ОАПВ на открытом конце линии ($x' = \frac{x-1,37}{0,65}$).

Рис. 3. Плотность распределения кратности перенапряжений, возникающих при успешном ОАПВ на питающем конце линии ($x' = \frac{x-1}{0,37}$).

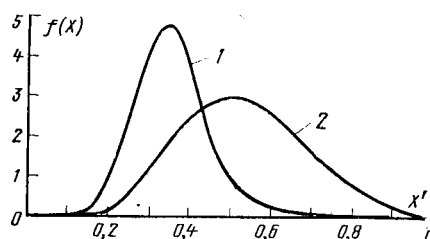
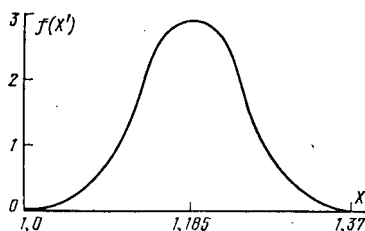


Рис. 4. Плотность распределения кратности перенапряжений, возникающих при неуспешном ОАПВ в узле 3 (1 — открытый конец линии; 2 — питающий конец линии).

$$1 - x' = \frac{x-1}{0,2}, \quad 1 \leq x \leq 1,2; \quad 2 - x' = \frac{x-1,2}{0,3}, \quad 1,2 \leq x \leq 1,5.$$

ветствовать своя функция распределения кратностей перенапряжений, возникающих с вероятностью 0,5. Зная функции распределения исследуемых факторов, легко определить математическое ожидание для каждого дискретного значения фактора x_3 в полиномах (7) и (8).

Для вычисления центральных моментов более высоких порядков воспользуемся известным выражением:

$$M_i(K) = M[K - M(K)]^i, \quad i=2, 3, 4.$$

В табл. 3 приведены значения первых четырех центральных моментов для случаев включения при успешном ОАПВ и трехфазного отключения при неуспешном ОАПВ. По значениям этих моментов в соответствии с методикой [Л. 11] определены параметры аппроксимирующих распределений и на рис. 2—4 приведены соответствующие графики плотности распределения кратностей перенапряжений. Для проверки полученных результатов были выполнены 200 расчетов по методу статистических испытаний [Л. 12], вычислены значения первых четырех центральных моментов (приведены в табл. 3) и на рис. 5 и 6 построены гистограммы распределения вероятностей кратности перенапряжений в узле 3 при успешном ОАПВ.

Данные табл. 3 и графики рис. 2—6 свидетельствуют об удовлетворительном совпадении результатов, полученных по предложенной методике и по методу статистических испытаний. Отметим, что за-

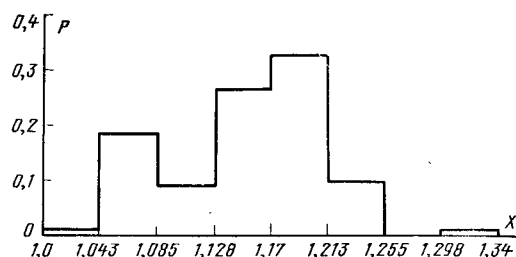


Рис. 5. Гистограмма распределения вероятностей кратности перенапряжений на питающем конце линии (метод статистических испытаний).

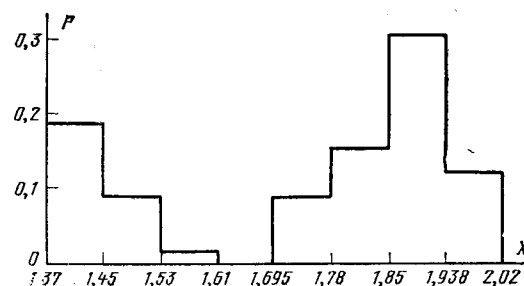


Рис. 6. Гистограмма распределения вероятностей кратности перенапряжений на открытом конце линии (метод статистических испытаний).

траты машинного времени при решении задачи методом статистических испытаний были на порядок выше затрат машинного времени при решении задачи по предложенной методике.

Выводы. 1. Предложенная методика позволяет получить статистические характеристики перенапряжений при приемлемых затратах труда и машинного времени с достаточной для практики точностью.

2. Алгоритм решения статистических задач анализа перенапряжений, основанный на использовании метода планирования экспериментов, позволяет учесть их многофакторность и многовариантность при решении практических вопросов проектирования и легко реализуется в виде программы для ЦВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лысков Ю. И. Защита от внутренних перенапряжений в электропередачах 750 кВ. — В кн.: Дальние электропередачи 750 кВ. — М.: Энергия, 1975, ч. 2.
2. Лысков Ю. И. Общие принципы построения АСУ дальних линий электропередач переменного тока сверхвысокого напряжения. — Тр. Энергосетьпроект, 1976, вып. 8.
3. Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н., Шур С. С. Статистические основные выборы изоляции линий электропередач высших классов напряжения. — М.: Энергия, 1965.
4. Сметанин В. Н. Приближенный метод оценки статистических характеристик перенапряжений при включении ненагруженных линий электропередачи. — Тр. Уральск. политех. ин-та, 1970, вып. 191.
5. Беляков И. Н., Зилес Л. Д. Применение теории случайных функций к расчету статистических характеристик внутренних перенапряжений. — Электричество, 1974, № 11.
6. Круг Н. К., Коренева А. Д., Ярных Л. В. Оценка некоторых числовых характеристик функций, исследуемых при анализе режимов электрических систем в условиях вероятностного задания исходных данных. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 4.

7. Тимченко В. Ф. Колебания нагрузки и обменной мощности энергосистем. — М.: Энергия, 1975.
8. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.—Л.: Энергия, 1964.
9. Веников В. А., Зеленохат Н. И., Асамбаев С. Н. Аналитическое решение дифференциальных уравнений переходного процесса в электрической системе. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 1.
10. Бродский В. З. Введение в факторное планирование эксперимента. — М.: Наука, 1976.

11. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах. — М.: Мир, 1969.
12. Hileman A. P., Seblang P. R., Brorson G. W. Estimating the switchingsurge performance of transmission lines. — IEEE Trans. on PAS, 1970, vol. 89, № 7.
13. Тиходеев Н. Н., Шур С. С. Изоляция электрических сетей. — М.: Энергия, 1979.

[15.01.80]

УДК 621.313.32.001.24

Расчет токов в демпферной обмотке синхронной явнополюсной машины с учетом двухсторонней зубчатости и насыщения

ДМИТРИЕВ В. М., инж., ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А. В., доктор техн. наук

Московский энергетический институт

С ростом электромагнитных нагрузок все более актуальным становится дальнейшее уточнение потерь в демпферной обмотке (ДО) и пульсационных потерь в полюсах. Кроме этого необходимо уметь определить влияние ДО на потокосцепление и форму напряжения обмоток статора. Для решения перечисленных задач требуется рассчитывать токи ДО со значительно большей точностью, чем это делалось до сих пор.

Теории ДО уделялось большое внимание на всех этапах развития электромеханики. Однако при этом обычно предполагалось, что собственные индуктивности контуров ДО и взаимные индуктивности между ними постоянны. Только в [Л. 1] изменение собственной индуктивности учитывалось при определении токов ДО с помощью разложения на гармонические составляющие. Тем не менее влияние зубчатости учитывалось недостаточно точно, так как явнополюсный ротор заменялся гладким цилиндром с эквивалентным зазором и при этом рассматривалось ограниченное количество гармонических составляющих м. д. с. обмотки статора. Кроме того, влияние насыщения на токи ДО или не учитывалось совсем, или учитывалось приближенно [Л. 2].

Расчет электромагнитного поля в машине может быть произведен с помощью численных методов, основанных на решении уравнений Пуассона, описывающего распределение векторного или скалярного потенциалов, — методов конечных разностей [Л. 3] и конечных элементов [Л. 4]. Однако при расчетах полного поля с помощью этих методов требуются большие затраты машинного времени даже для какого-либо одного положения ротора относительно статора, и поэтому такой подход невозможно применить в том случае, когда необходимо рассчитать режимы нагрузки или холостого хода.

Понятия индуктивных параметров зубцовых контуров статора и ротора было введено в [Л. 5 и 6]. В последнее время на основе этих понятий был разработан метод проводимостей зубцовых контуров [Л. 7 и 8].

Метод проводимостей зубцовых контуров основан на расчете потокосцеплений, напряжений, токов

статора с использованием параметров зубцовых контуров, которые определяются методами конечных разностей или конечных элементов для поля отдельного зубцового контура при различных взаимных положениях ротора относительно статора. Полученные в результате такого решения параметры зубцовых контуров характеризуют индуктивности и взаимоиндуктивности между контурами при различных положениях ротора относительно статора и могут быть использованы для расчета магнитных и электрических цепей генератора как в линейном, так и в нелинейном приближении. При этом удается учесть двухстороннюю зубчатость, а все расчеты проводятся при приемлемых затратах машинного времени.

Названный метод был первоначально использован при анализе магнитных полей в турбогенераторе [Л. 9].

В настоящей статье метод проводимостей зубцовых контуров применяется для расчета токов ДО синхронной явнополюсной ненасыщенной машины, а после снятия допущения о том, что магнитная проницаемость стали равна бесконечности, и для расчета токов ДО с учетом насыщения.

Считаются известными ток статора, ток возбуждения, угол нагрузки, конфигурация сердечников статора и ротора, число зубцов статора z_1 , ротора z_2 . При анализе принимается допущение, что поле в машине плоскопараллельное, а неоднородности среды вдоль оси машины из-за наличия вентиляционных каналов статора, ротора, а также зоны торцевых частей полюсов ротора и зубцов статора, учитываются с помощью расчетной длины. Индуктивности лобовых частей статора и ротора учитываются при определении собственных индуктивностей контуров. Считается, что при перемещении полюсов ротора относительно статора, поля рассеяния статора, ДО и полюсов ротора не изменяются.

Допущение о том, что магнитная проницаемость стали постоянна и много больше проницаемости воздуха используется на первом этапе при расчете токов ДО без учета насыщения ферромагнитных участков.

При анализе процессов пренебрегаем активным сопротивлением ДО. Расчет показывает, что в синхронных явнополюсных машинах собственные индуктивные сопротивления контуров для токов, связанных с асинхронными гармоническими полями статора и пульсациями поля возбуждения по крайней мере на два порядка превышают активные сопротивления контуров ДО. Кроме того, пренебрегаем демпфирующим действием вихревых токов в стали. Считаем, что электрические проводимости контактов между стержнями ДО и стальным пакетом малы. Все процессы, происходящие в демпферной обмотке, рассматриваются в установившемся режиме при постоянной скорости вращения ротора.

Выбор положительных направлений и системы отсчета углов. Предварительно примем за положительное направление поля, при котором поток входит в зубцы статора и ротора. Токи в зубцовом контуре статора и обмотке возбуждения считаем положительными, если эти токи создают поле выбранного положительного направления (рис. 1).

За начало отсчета углов примем ось фазы А. Зубец статора, совпадающий с осью фазы, будем считать первым ($m=1$). Если ось фазы совпадает с пазом статора, то первым зубцом считается зубец, расположенный справа от этого паза. Начальный угол сдвига α_n между осью фазы статора и первым полюсом ($b=1$) зависит от характера нагрузки, определяемой углом ψ (ψ — угол между м. д. с. статора и его поперечной составляющей в геометрических градусах); α_n — угол между осью фазы, совпадающей с осью паза и осью ближайшего правого зубца статора ($\alpha_n=0$, есть ось фазы совпадает с осью зубца);

$$\alpha_n = \pi/2 + \psi + \alpha_n.$$

При расчетах потокосцеплений ротор перемещается относительно статора. Это перемещение осуществляется дискретными шагами, которые характеризуются элементарным углом сдвига γ . Текущий угол сдвига между осью фазы и осью полюса $b=1$ на l -м шаге

$$\alpha_n = \alpha_n + \gamma(l-1). \quad (1)$$

Токи в зубцовых контурах статора изменяются с частотой ω . Чтобы определить мгновенные токи зубцовых контуров статора для различных положений ротора относительно статора, найдем зависимость между изменением электрического угла ωt и пространственным углом α :

$$\omega t = (\alpha - \psi - \pi/2)p, \quad (2)$$

где p — число пар полюсов.

Как видно из (2), в момент времени $t=0$, когда $l=1$, ток и м. д. с. зубцового контура $m=1$ максимальны. При определении магнитных полей через воздушный зазор необходимо определить угол сдвига между осями m -го зубца статора и n -го зубцового контура ДО для любого положения ротора относительно статора. Угол сдвига

$$\beta_{n,m} = \frac{\pi}{p}(b-1) - \frac{2\pi}{z_1}(m-1) + \alpha + \alpha_s, \quad (3)$$

где α_s — угол между осью s -го контура ДО и осью полюса, которому принадлежит этот контур. Номер

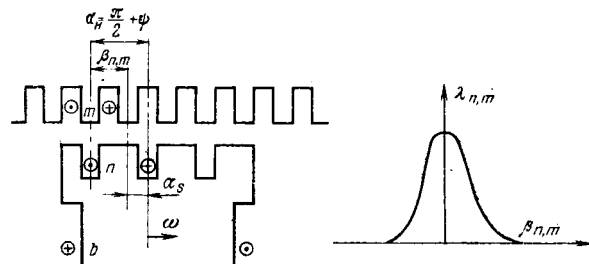


Рис. 1. Система обозначений и отсчета углов.

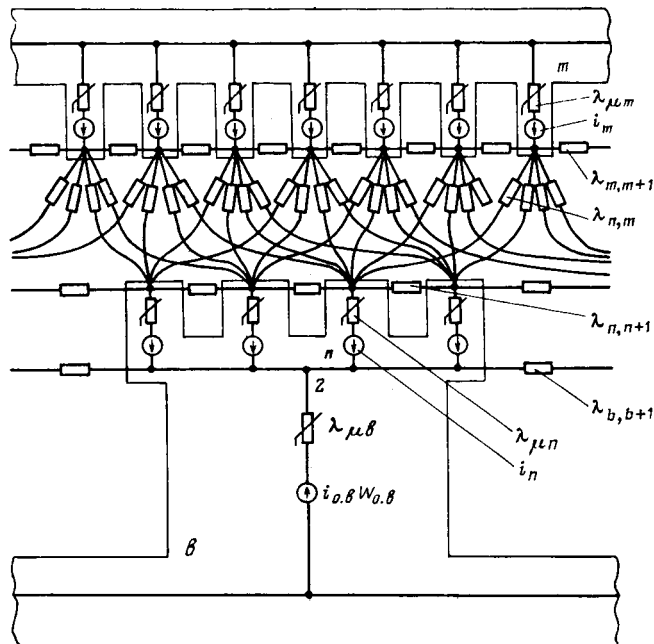


Рис. 2. Схема замещения магнитной цепи синхронной явнополюсной машины.

контура n связан с текущим номером полюса b :

$$n = k(b-1) + s, \quad (4)$$

где k — количество контуров в пределах полюсного деления; s — текущий номер рассматриваемого контура в пределах полюсного деления.

Если в межполюсном пространстве стержней нет, то за первый контур принимается контур, образованный набегающим и сбегающими стержнями, расположенными на различных полюсах, в противном случае первым контуром считается контур, образованный сбегающим стержнем на полюсе и соседним с ним межполюсным стержнем.

Для определения потокосцеплений зубцовых контуров демпферной обмотки предварительно необходимо определить магнитные потенциалы узлов в схеме замещения магнитной цепи машины (рис. 2). Определение потокосцеплений может быть произведено только после расчета проводимостей между узлами схемы замещения и потенциалов узлов, примыкающих к воздушному зазору. Для расчета потенциалов необходимо выразить магнитные потенциалы узлов через мгновенные токи зубцовых контуров статора и ротора, которые в свою очередь определяются через токи фаз обмотки статора, демпферной обмотки и ток возбуждения.

Токи зубцовых контуров статора и ротора. Токи зубцовых контуров будем рассматривать в матричной форме. Матрица мгновенных токов зубцовых контуров статора

$$I_1 = [i_m] \quad (m = 1, 2 \dots z_1), \quad (5)$$

где

$$[i_m] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{z_1} \end{bmatrix}.$$

Рассмотрим наиболее часто встречающуюся в синхронных явнополюсных машинах двухслойную обмотку при $q > 1$. В качестве конкретного примера возьмем обмотку при $z_1 = 18, q = 3$ (см. рис. 3,б). Токи зубцовых контуров представим как сумму токов, определенных отдельно для верхнего и нижнего слоев обмотки статора.

$$I_1 = I_{B1} + I_{H1}. \quad (6)$$

Токи зубцовых контуров для отдельных слоев можно выразить через пазовые токи верхнего и нижнего слоев обмотки статора. Определим токи зубцовых контуров для верхнего слоя обмотки. Условно примем, что ток зубцового контура $m=1$ равен нулю. Тогда остальные токи зубцовых контуров верхнего слоя можно определить через токи в пазах. Паз, расположенный слева от рассматриваемого зубцового контура, обозначается тем же индексом, что и сам зубцовый контур:

$$\left. \begin{aligned} i'_{B1} &= 0; \\ i'_{B2} &= i_{B2}^B; \\ &\dots \\ i_{Bz_1} &= \sum_{m=2} i_{Bm}^B. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В матричной форме выражение (7) можно выразить через матрицу-столбец пазовых токов верхнего слоя обмотки $I_{B.П}$ и матрицу C_1 ,

$$I_{B1} = C_1 I_{B.П}, \quad (8)$$

где

$$I_{B1} = \begin{bmatrix} i'_{B1} \\ i'_{B2} \\ \vdots \\ i_{Bz_1} \end{bmatrix}; \quad I_{B.П} = \begin{bmatrix} i_{B1}^B \\ i_{B2}^B \\ \vdots \\ i_{Bz_1}^B \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 0000 & \dots & 0 \\ 0100 & \dots & 0 \\ 0110 & \dots & 0 \\ 01110 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0111 & \dots & 1 \end{bmatrix}.$$

Выделяя постоянные коэффициенты из матрицы $I_{B.П}$, можно записать:

$$I_{B.П} = \sqrt{2} I \frac{U_{П1}}{2a_1} D, \quad (9)$$

где I — действующий ток фазы; $U_{П1}$ — число эффективных проводников в пазу, a_1 — число параллельных ветвей. Матрица D в выражении (9) формируется в зависимости от схемы обмотки:

$$D = C^{B_2} G, \quad (10)$$

где G^{B_2} — матрица соединений проводников в пазах, формируется в соответствии с порядком включения и принадлежностью проводника к определенной фазе; G — матрица-столбец, определяется для каждого фиксированного положения ротора и характеризует периодическое изменение фазных токов,

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} g_1 &= \cos \omega t \text{ (паз фазы } A); \\ g_2 &= \cos (\omega t - 120^\circ) \text{ (паз фазы } B); \\ g_3 &= \cos (\omega t + 120^\circ) \text{ (паз фазы } C). \end{aligned}$$

Матрица C^{B_2} формируется в зависимости от схемы обмотки. Согласно включение проводника в пазу соответствует элементу матрицы «+1», а встречное — элементу «-1». Пустые клетки матрицы подразумевают элементы, равные нулю. В качестве примера на рис. 3,а приводятся матрицы C^{B_2} и C^{H_2} для обмотки, показанной на рис. 3,б.

Подставив последовательно (10) в (9), а затем в (8), получим матрицу потоков для нижнего и верхнего слоев обмотки статора:

$$I'_B = \sqrt{2} I \frac{U_{П1}}{2a_1} C_1 C^{B_2} G; \quad (11)$$

$$I'_H = \sqrt{2} I \frac{U_{П1}}{2a_1} C_1 C^{H_2} G. \quad (12)$$

Токи в (11) и (12) определены при условии, что ток первого зубцового контура равен нулю. Реальные токи зубцовых контуров найдем после того, как

из условия $\sum_{m=1}^{m=z_1} i'_{Bm} = 0$ определим постоянную для всех контуров поправку

$$i_{Bx} = \frac{\sum_{m=1}^{m=z_1} i'_{Bm}}{z_1}. \quad (13)$$

Действительные токи зубцовых контуров верхнего слоя обмотки определяются с учетом поправки i_{Bx} :

$$I_{B1} = I_B - i_{Bx} = \begin{bmatrix} i'_{B1} - i_{Bx} \\ \vdots \\ i'_{Bz_1} - i_{Bx} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Аналогичным образом определяются токи зубцовых контуров нижнего слоя обмотки, а из (6) рассчитываются мгновенные токи зубцовых контуров статора. Нетрудно также получить соответствующие выражения для определения токов зубцовых контуров через токи фаз и для обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу $q < 1$. Для этого, также как и в случае целого q , необходимо воспользоваться схемой обмотки.

Ток зубцового контура ротора можно рассматривать как сумму двух токов: мгновенного тока зубцового контура ДО и тока возбуждения:

$$I'_2 = I_2 + I_p = [i'_n] \quad (n = 1, 2, \dots, z_2), \quad (16)$$

где I_2 — матрица мгновенных токов зубцовых контуров демпферной обмотки,

$$I_2 = [i_n] \quad (n=1, 2, \dots, z_2);$$

I_p — матрица токов возбуждения, приведенных к токам зубцовых контуров демпферной обмотки,

$$I_p = [i_{pn}] \quad (n=1, 2, \dots, z_2).$$

Выделяя постоянные коэффициенты из матрицы I_p можно записать

$$I_p = i_{0.в} \omega_{0.в} D, \quad (17)$$

где $i_{0.в}$, $\omega_{0.в}$ — ток и число витков обмотки возбуждения; D — вспомогательная матрица, с помощью которой учитывается изменение полярности полюсов ротора,

$$D = [d_n] \{n=1, 2 \dots k, (k+1) \dots 2k, \dots \\ \dots (2p-1)(k+1), \dots, 2pk\}.$$

Элементы матрицы D получают значения +1 или -1. Знаки определяются для контуров, расположенных в пределах полюсного деления, в зависимости от полярности полюса. Так как $2pk = z_2$, то матрица D имеет тот же порядок, что и I_2 . Более подробно I_2 , I_p и D можно представить в следующем виде:

$$I_2 = \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{z_2} \end{vmatrix}; \quad I_p = \begin{vmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ \vdots \\ i_{pz_2} \end{vmatrix}; \quad D = \begin{vmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_k \\ \vdots \\ d_{2pk} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} +1 \\ +1 \\ \vdots \\ +1 \\ \vdots \\ -1 \end{vmatrix}. \quad (18)$$

Схема замещения магнитной цепи синхронной явнополюсной машины. Схема замещения магнитной цепи машины на рис. 2 составлена для насыщенной синхронной явнополюсной машины. Так как для упрощения выводов на первом этапе мы будем рассматривать ненасыщенную синхронную явнополюсную машину, то в схеме на рис. 2 следует считать проводимости типа $\lambda_{\mu m}$, $\lambda_{\mu n}$, $\lambda_{\mu b}$, равными бесконечности. Проводимости $\lambda_{\mu m}$, $\lambda_{\mu n}$, $\lambda_{\mu b}$ характеризуются падением магнитного напряжения на основных ферромагнитных участках машины: зубцах демпферной обмотки, зубцах статора, сердечниках полюсов, а также в ярме статора и ярме ротора. Падение магнитного напряжения в ярмах учитывается при определении характеристик намагничивания для зубцов статора и сердечников полюсов.

После расчета мгновенных токов зубцовых контуров можно определить магнитные потенциалы узлов статора и ротора, примыкающих к воздушному зазору. Для определения частичных магнитных потоков остается определить все проводимости между узлами схемы замещения. Эти параметры можно разделить на проводимости для магнитных потоков через зазор (см. рис. 1) λ_{nm} , проводимости для полей взаимной индукции между соседними зубцовыми контурами ($\lambda_{n,n+1}$, $\lambda_{m,m+1}$ и т. п.), проводимости для полей самоиндукции (λ_{nn} , λ_{mm}). Проводимости для магнитных потоков через зазор могут быть определены расчетом поля

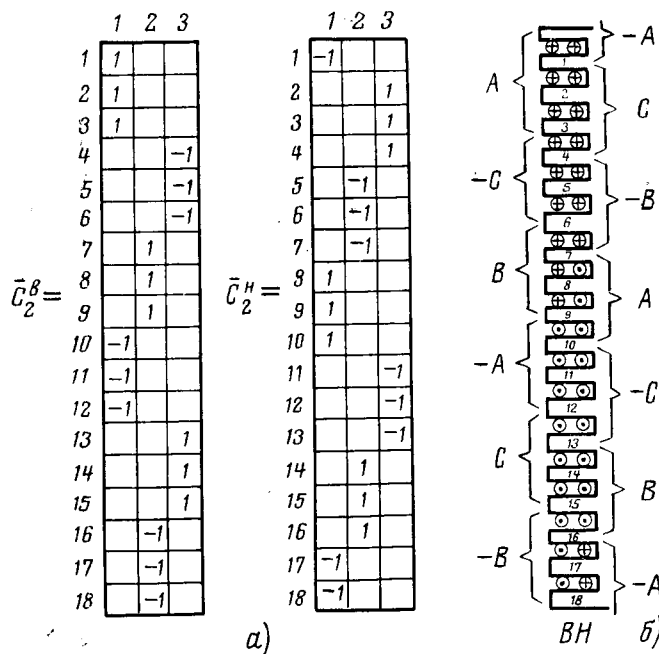


Рис. 3. Матрицы соединений проводников в пазах (а) и схема двухслойной обмотки статора при $q=3$, $z_1=18$ (б).

зубцового контура при особых граничных условиях методами конечных разностей или конечных элементов для ряда положений ротора относительно статора.

Для удобства представления частичных магнитных потоков, проводимостей, потенциалов статора и ротора в виде матриц введем новую систему индексов, в которой i обозначает номер строки элемента, а j — номер его столбца:

$$i=j=1, 2 \dots z_1, (z_1+1) \dots (z_1+z_2). \quad (19)$$

Сформируем матрицу проводимостей между узлами схемы замещения

$$\Lambda = [\lambda_{ij}]. \quad (20)$$

Матрица Λ формируется следующим образом. При изменении i от 1 до z_1 и j от (z_1+1) до (z_1+z_2)

$$\lambda_{ij} = \lambda_{mn}, \quad (21)$$

где $m=1, 2 \dots z_1$; $n=1, 2 \dots z_2$.

При $i=j=(z_1+1) \dots (z_1+z_2)$

$$\lambda_{ij} = \lambda_{nm}, \quad (22)$$

где $n=1, 2 \dots z_2$.

При $i=j=1, 2 \dots z_1$

$$\lambda_{ij} = \lambda_{mm}, \quad (23)$$

где $n=1, 2 \dots z_1$.

При изменении i от (z_1+1) до (z_1+z_2) и от 1 до z_1

$$\lambda_{ij} = \lambda_{nm}, \quad (24)$$

где $n=1, 2 \dots z_2$; $m=1, 2 \dots z_1$.

В матрицы входят также проводимости рассеяния контуров статора и ротора:

$$\lambda_{ij} = \lambda_{m,m+1}, \quad \text{где} \quad \begin{cases} i=1, 2 \dots (z_1-1) \\ j=i+1 \end{cases}$$

при $m=1, 2 \dots (z_1 - 1)$

$$\text{и } \begin{cases} i = z_1 \\ j = 1 \end{cases}$$

при $m = z_1$.

$$\lambda_{ij} = \lambda_{m, m-1},$$

$$\text{где } \begin{cases} i = 2, 3 \dots z_1 \\ j = i - 1 \end{cases}$$

при $m=2, 3 \dots z_1$

$$\text{и } \begin{cases} i = 1 \\ j = z_1 \end{cases}$$

при $m=1$.

$$\lambda_{ij} = \lambda_{n, n+1},$$

где $i = (z_1 + 1) \dots (z_1 + z_2 - 1)$

$$j = i + 1$$

при $n=1, 2 \dots (z_2 - 1)$

$$\text{и } \begin{cases} i = (z_1 + z_2) \\ j = (z_1 + 1) \end{cases}$$

при $n = z_2$.

$$\lambda_{ij} = \lambda_{n, n-1},$$

где $i = (z_1 + 2) \dots (z_1 + z_2)$

$$j = i - 1$$

при $n=2, 3 \dots z_2$

$$\text{и } \begin{cases} i = z_1 + 1 \\ j = z_1 + z_2 \end{cases}$$

при $n=1$.

Таким образом, все элементы матрицы Λ известны. Запишем ее более подробно:

$$\Lambda = \begin{vmatrix} \lambda_{1,1} & \dots & \lambda_{1,z_1} & \lambda_{1,(z_1+1)} & \dots & \lambda_{1,(z_1+z_2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{2,1} & \dots & \lambda_{2,z_1} & \lambda_{2,(z_1+1)} & \dots & \lambda_{2,(z_1+z_2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{z_1,1} & \dots & \lambda_{z_1,z_1} & \lambda_{z_1,(z_1+1)} & \dots & \lambda_{z_1,(z_1+z_2)} \\ \lambda_{(z_1+1),1} & \dots & \lambda_{(z_1+1),z_1} & \lambda_{(z_1+1),(z_1+1)} & \dots & \lambda_{(z_1+1),(z_1+z_2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{(z_1+z_2),1} & \dots & \lambda_{(z_1+z_2),z_1} & \lambda_{(z_1+z_2),(z_1+1)} & \dots & \lambda_{(z_1+z_2),(z_1+z_2)} \end{vmatrix} \quad (25)$$

Каждому элементу искомой матрицы Φ можно поставить в соответствие элементы из матриц $\Gamma'_2, \Gamma_2, \Gamma_1$, определенные при расчете мгновенных токов зубцовых контуров статора и ротора.

$$\Phi = [\varphi_j] = \begin{vmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_{z_1} \\ \varphi_{z_1+1} \\ \vdots \\ \varphi_{z_1+z_2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{m=z_1} \\ i'_{n=1} \\ \vdots \\ i_{n=z_2} \end{vmatrix} \quad (26)$$

Матрица Φ представляется как сумма двух матриц Φ и Γ , что дает возможность в дальнейшем отдельно определить матрицу Γ_2 мгновенных токов ДО:

$$\Phi = \Phi' + \Gamma = \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{m=z_1} \\ i_{p1} \\ i_{p2} \\ \vdots \\ i_{p z_2} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ i_{n=1} \\ i_{n=2} \\ \vdots \\ i_{n=z_2} \end{vmatrix} \quad (27)$$

Уравнения потокосцеплений зубцовых контуров статора и ротора. При допущении, что магнитные потенциалы ярем ротора и статора равны нулю, можно определить результирующий поток, входящий в i -й зубцовый контур вне зависимости от того, находится он на роторе или на статоре:

$$\psi_i = \sum_{j \neq i} \lambda_{ij} (\varphi_j - \varphi_i) \quad (28)$$

В выражении (28) вынесем постоянный потенциал φ_i за знак суммы, тогда

$$\psi_i = \sum_{j \neq i} \lambda_{ij} \varphi_j - \varphi_i \sum \lambda_{ij} \quad (29)$$

Так как $\lambda_{ii} = \sum_{j \neq i} \lambda_{ij}$, то

$$\psi_i = \sum_{j \neq i} \lambda_{ij} \varphi_j + \varphi_i \lambda_{ii} = \sum_{j \neq i} \lambda_{ij} \varphi_j \quad (30)$$

Выражение (30) можно записать и в матричной форме:

$$\Psi = \Lambda \Phi \quad (31)$$

Для того, чтобы получить два уравнения потокосцеплений контуров отдельно для статора Ψ_1 и ротора Ψ_2 , разобьем матрицу Λ на четыре клеточные матрицы:

$$\Lambda = \begin{vmatrix} \Lambda_1 & \Lambda_2 \\ \Lambda_3 & \Lambda_4 \end{vmatrix} \quad (32)$$

где $\Lambda_1 = [\lambda_{ij}]; i=1, 2 \dots z_1; j=1, 2 \dots z_1; \Lambda_2 = [\lambda_{ij}]; i=1, 2 \dots z_1; j=(z_1+1) \dots (z_1+z_2); \Lambda_3 = [\lambda_{ij}]; i=(z_1+1) \dots (z_1+z_2); j=1, 2 \dots z_1; \Lambda_4 = [\lambda_{ij}]; i=(z_1+1) \dots (z_1+z_2); j=(z_1+1) \dots (z_1+z_2)$.

Матрица-столбец магнитных потенциалов разделяется на две матрицы

$$\Phi = \begin{vmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{vmatrix} \quad (33)$$

где Φ_1 — матрица-столбец магнитных потенциалов зубцов статора; Φ_2 — матрица-столбец магнитных потенциалов зубцов ротора;

$$\Phi_1 = \Phi'_1 + I = \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{z_1} \end{vmatrix} = [\varphi_j], \quad j = 1, 2 \dots z_1; \quad (34)$$

$$\Phi_2 = \Phi'_2 + I_2 = \begin{vmatrix} i_{p1} \\ i_{p2} \\ \vdots \\ i_{pz2} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{z2} \end{vmatrix} = [\varphi_j], \quad (35)$$

где $j = (z_1 + 1) \dots (z_1 + z_2)$.

В соответствии с полученным разделением выражение (31) запишем в следующем виде:

$$\begin{vmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Lambda_1 & \Lambda_2 \\ \Lambda_3 & \Lambda_4 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{vmatrix}. \quad (36)$$

Перемножив элементы матриц в (36), получим

$$\Psi_1 = \Lambda_1 \Phi_1 + \Lambda_2 \Phi_2; \quad (37)$$

$$\Psi_2 = \Lambda_3 \Phi_1 + \Lambda_4 \Phi_2 \quad (38)$$

Допущение о том, что активное сопротивление ДО равно нулю, означает, что контуры демпферной обмотки являются сверхпроводящими, и поэтому уравнение напряжений контуров ДО можно записать следующим образом:

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = 0. \quad (39)$$

Из (39) следует, что $\Psi_2 = \text{const}$, с другой стороны

$$\Psi_2 = \Psi'_2 - \Psi''_2. \quad (40)$$

Здесь Ψ'_2 — матрица потокоцеплений, образованных внешними магнитными полями, проникающими в контуры ДО (эти поля образованы токами зубцовых контуров статора и током возбуждения); Ψ''_2 — матрица потокоцеплений, образованных токами демпферных контуров,

$$\Psi_2 = \Lambda_3 \Phi_1 + \Lambda_4 \Phi'_2 - \Lambda_4 I_2; \quad (41)$$

$$\Psi'_2 = \Lambda_3 \Phi_1 + \Lambda_4 \Phi'_2. \quad (42)$$

При равенстве нулю активного сопротивления демпферной обмотки переменные составляющие потокоцеплений, образованных внешними магнитными полями и полями, обусловленными токами демпферной обмотки взаимно компенсируют друг друга. Поэтому можно записать:

$$\Psi''_2 = \Psi'_2 - \Psi_c, \quad (43)$$

где Ψ_c — среднее потокоцепление контуров, которое определяется расчетом (42) для достаточно большого количества взаимных положений ротора относительно статора, в пределах изменения угла α от 0 до $\alpha_s = 2\pi$;

$$\Psi_c = \frac{1}{\alpha_s} \int_0^{\alpha_s} \Psi'_2 d\alpha. \quad (44)$$

Так как перемещения совершаются дискретными шагами, то при большом количестве перемещений $l = l_s$ интеграл (44) можно заменить суммой

$$\Psi_c = \frac{1}{l_s} \sum_{l=1}^{l_s} \Psi'_2 = \frac{1}{l_s} \sum_{l=1}^{l_s} \Lambda_3 \Phi_1 + \frac{1}{l_s} \sum_{l=1}^{l_s} \Lambda_4 \Phi'_2. \quad (45)$$

Подставив (41), (42) и (45) в (43) получим выражение для определения токов ДО:

$$\Lambda_4 I_2 = B, \quad (46)$$

где

$$B = \Lambda_3 \Phi_1 - \frac{1}{l_s} \int_{l=1}^{l_s} \Lambda_3 \Phi_1 + \Lambda_4 \Phi'_2 - \frac{1}{l_s} \int_{l=1}^{l_s} \Lambda_4 \Phi'_2.$$

Выражение (46) является системой линейных уравнений относительно неизвестных мгновенных токов ДО и решается методом исключения (метод Гаусса). Решение (46) повторяется для $l = l_s$ положений ротора относительно статора. Из полученных мгновенных токов ДО можно определить действующие контурные и стержневые токи ДО, получить форму токов в ДО, а также провести гармонический анализ полученных кривых.

Для приближенного учета насыщения магнитной цепи токи фаз статора и ток возбуждения корректируются с помощью коэффициента насыщения k_μ

$$I' = k_\mu I; \quad (47)$$

$$i_{o.b} = k_\mu i_{o.b}^{\text{н}}, \quad (48)$$

где $k_\mu = F_\mu / F_{o.b}$ — коэффициент насыщения магнитной цепи машины, определяется отношением м. д. с. возбуждения, рассчитанной без учета падений магнитного напряжения в зубцах и ярме статора, зубцах ДО, сердечнике полюса и ярме ротора F_μ к м. д. с. возбуждения машины $F_{o.b}$.

Расчеты, проведенные при приближенном учете насыщения, показали, что точность расчета токов ДО не превышает 15%. Дальнейшее повышение точности может быть достигнуто, если распространить метод проводимостей зубцовых контуров на насыщенные машины. Для этого снимается допущение о том, что магнитная проницаемость сердечников равна бесконечности. Считается, что при индукциях в зубцах, характерных для электрических машин, магнитный потенциал в пределах головки зубца, в которую входит подавляющая часть магнитного потока, остается постоянным. Поэтому и в насыщенной машине можно использовать проводимости воздушных параметров между зубцами статора и ротора, определенные при бесконечно большой магнитной проницаемости. Вытеснение магнитного потока из зубцов в пазы и другие немагнитные промежутки учитывается обычным образом. Магнитная проницаемость ярем статора и ротора принимается бесконечно большой.

При учете насыщения матрицы потенциалов статора определяются с учетом падений магнитных напряжений в статоре:

$$\Phi_{1\mu} = \Phi_1 \pm F_1, \quad (49)$$

где $F_1 = [f_m]$, ($m = 1, 2 \dots z_1$) — матрица-столбец падений магнитных напряжений в зубцах статора.

Матрица потенциалов зубцов ротора

$$\Phi_{2\mu} = \Phi_2 \pm F_2, \quad (50)$$

где $F_2 = F_n + F_p$ — матрица падений магнитного напряжения ротора определяется суммой падений магнитных напряжений в зубцах ДО F_n и сердечнике полюса F_p .

Определенные таким образом магнитные потенциалы вводятся в выражение (46). Итерационный процесс расчета токов ДО организуется следующим образом. В первом приближении для расчета Φ_1 и Φ_2 токи демпферной обмотки определяются по методике, изложенной выше. В этом случае насыщение учитывается приближенно с помощью коэффициента насыщения k_μ . Так как погрешность расчета токов демпферной обмотки при приближенном учете насыщения достигает 10—15%, то полученные из (37), (38) Ψ_1 и Ψ_2 достаточно близки к реальным. По известным Ψ_1 и Ψ_2 можно определить падение магнитного напряжения в статоре и роторе и скорректировать с помощью (49) и (50) потенциалы статора и ротора. По известным потенциалам из (42) определяются потокоцепления контуров ДО, обусловленные внешними магнитными полями, а затем рассчитывается среднее потокоцепление Ψ_c . Подставляя в (46) $\Phi_{1\mu}$, $\Phi_{2\mu}$, $\Phi'_{2\mu}$, определенные из (49), (50) и (35), можно рассчитать мгновенные токи ДО для одного l -го положения ротора относительно статора. Расчет мгновенных токов ДО повторяется для $l=l_s$ положений ротора относительно статора.

Новая итерация начинается после перемещения ротора в первоначальное положение, при котором $\alpha = \alpha_n$. Затем, также как и на первой итерации, ротор последовательно занимает $l=l_s$ положений, для каждого из которых определяется Ψ_1 , Ψ_2 . В качестве нового приближения для каждого l -го положения ротора относительно статора используются мгновенные токи ДО, определенные на предыдущей итерации. Из кривых намагничивания статора и ротора для Ψ_1 и Ψ_2 определяются падения магнитных напряжений F_1 и F_2 . По известным F_1 и F_2 определяются новые $\Phi_{1\mu}$, $\Phi_{2\mu}$, $\Phi'_{2\mu}$, Ψ_c , а затем рассчитываются токи ДО. Процесс повторяется до тех пор, пока токи ДО не будут получены с определенной, заранее заданной точностью.

Для ускорения итерационного процесса при расчете токов ДО вводится два вида коэффициен-

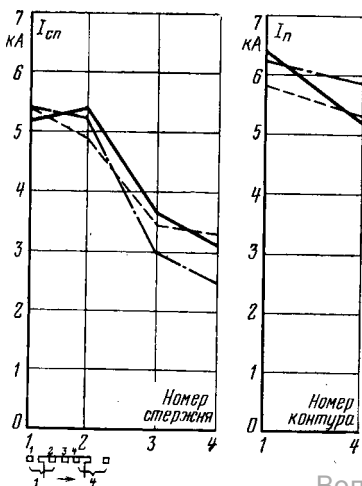


Рис. 4. Кривые действующих токов в стержнях и контурах демпферной обмотки.

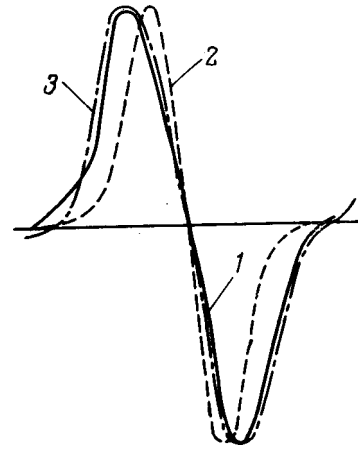


Рис. 5. Форма тока в центральном стержне демпферной обмотки.

тов подрелаксации: для потенциалов зубцов статора и ротора, а также для токов ДО. Скорректированные таким образом падения магнитных напряжений для какого-либо положения определяются из следующего выражения:

$$F_{(s+1)} = \frac{F_s - F_{(s-1)}}{k_r} + F_{s-1}, \quad (51)$$

где F_{s-1} , F_s , F_{s+1} — матрицы падений магнитных напряжений в зубцах статора, зубцах ДО или в сердечнике полюса, полученные соответственно на $s-1$, s и $(s+1)$ -й итерациях; k_r — коэффициент подрелаксации для зубцов статора, зубцов ДО или сердечника полюса.

Скорректированные мгновенные токи для любого l -го положения ротора относительно статора

$$I_{2(s+1)} = \frac{I_{2(s)} - I_{2(s-1)}}{k_{rl}} + I_{2(s-1)}, \quad (52)$$

где $I_{2(s-1)}$, $I_{2(s)}$, $I_{2(s+1)}$ — матрицы мгновенных токов демпферной обмотки, полученные соответственно на $s-1$, s и $(s+1)$ -й итерациях; k_{rl} — коэффициент подрелаксации для токов ДО. Коэффициенты k_r и k_{rl} выбираются опытным путем и изменяются в пределах от 2 до 5. Критерием сходимости итерационного процесса служит критерий Чебышева, по которому максимальное отклонение токов в процессе итерации должно быть наименьшим.

Для выполнения этого условия выбирается максимальное отклонение разности токов, определенных на двух последних итерациях для какого-либо l -го положения ротора относительно статора

$$\Delta = \max \left| \frac{I_{2(s)} - I_{2(s-1)}}{I_d} \right|, \quad (53)$$

где I_d — базовое, действующее значение тока в одном из стержней ДО.

Рассчитав Δ для $l=l_h$ положений ротора относительно статора, можно сформировать матрицу максимальных отклонений $\Delta = [\Delta_l]$, $l=1, 2 \dots l_h$.

Из полученной матрицы также выбирается максимальный элемент

$$\Delta_{\max} = \max |\Delta|. \quad (54)$$

Последнее выражение может служить критерием сходимости задачи к решению, так как в случае расходящегося процесса Δ_{\max} будет возрастать.

Одновременно, задавая необходимую точность расчета ε , задачу будем считать решенной, если

$$\Delta_{\max} < \varepsilon. \quad (55)$$

Расчеты показали, что уже при числе итераций 5–6 действующие токи в стержнях отклоняются незначительно ($\pm 4\%$); поэтому в качестве критерия сходимости можно также взять заранее заданную точность расчета стержневых и контурных токов при условии, что в процессе расчета токи во всех стержнях и контурах будут приближаться к некоторым установившимся значениям.

По предложенной методике составлены программы для ЦВМ и проведены расчеты токов ДО для опытного гидрогенератора ВВГС 575/110-32, 14,5 МВт, 187,5 об/мин, 110 кВ, изготовленного заводом «Уралэлектротяжмаш» и испытанного на Сходненской ГЭС. Расчет токов ДО занимает от 10 до 30 мин в зависимости от количества рассматриваемых контуров ДО.

На рис. 4 представлены результаты расчетов (штриховая линия) и экспериментов (сплошная линия), проведенных на модификации гидрогенератора при пяти стержнях на полюсе. Результаты расчетов сравнивались также с данными расчета, проведенного по методике, основанной на определении первых трех асинхронных гармонических поля и проводимостей контуров с приближенным учетом насыщения (штрихпунктирная линия).

Результаты сравнения наглядно показывают, что расчет токов ДО по предложенному методу дает лучшее совпадение с экспериментом, чем расчет по старой методике. С помощью нового метода может быть также получена форма кривой токов в контурах и стержнях ДО, что невозможно было сделать ни одним из применяемых ранее методов. На рис. 5 проводится сравнение осциллограммы то-

ка в центральном стержне (кривая 1) с кривой тока 2, полученной из расчета при приближенном учете насыщения, а также при расчетах с учетом реального насыщения (кривая 3). Как видно из рис. 5, форма кривой тока, определенная с учетом реального насыщения хорошо совпадает с экспериментальной кривой. На рис. 6 показаны кривые контурных и стержневых токов, построенные по результатам расчетов при приближенном учете насыщения.

Применение предложенного метода дает возможность в линейном приближении определить форму кривой тока в контурах и стержнях демпферной обмотки при двухсторонней зубчатости без разложения поля на гармонические составляющие, в то время как известные методы позволяют приближенно рассчитывать только несколько гармонических составляющих тока. Метод может быть распространен и на насыщенные машины. В этом случае магнитные потенциалы статора и ротора определяются с учетом падений магнитных напряжений в зубцах и ярме статора, в зубцах демпферной обмотки, в сердечниках полюсов и ярме ротора, которые рассчитываются по характеристикам намагничивания соответствующих участков. Точность определения токов демпферной обмотки при этом возрастает.

Расчет токов демпферной обмотки на основе метода проводимостей зубцовых контуров может быть проведен для различных установившихся режимов синхронных явнополюсных машин с любым числом пазов на полюс и фазу. Однако наибольший практический эффект достигается при расчетах синхронных явнополюсных машин с дробным числом пазов на полюс и фазу при $q < 1$, когда существующие методы не позволяют с достаточной точностью определить токи в демпферной обмотке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дулкин А. И., Кузнецов В. А. Методы расчета демпферной обмотки высоковольтного генератора. — Труды МЭИ, 1971, вып. 78.
2. Расчет токов в демпферных обмотках синхронных машин с учетом насыщения. Домбровский В. В., Жучкова Н. Л., Гиндин Б. М., Лавров Ю. Е. — В кн.: Исследование турбо- и гидрогенераторов. — Л.: Наука Ленинград. отд-ния, 1976.
3. Erdelyi E. A., Ahamed S. V., Hopkins R. E. Non-linear theory of synchronous machines on load. — IEEE Trans. on PAS, 1966, vol. 85.
4. Зиенкевич О. Метод конечных элементов в технике. — М. Мир, 1975.
5. Коник Б. Е. Исследование магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины с двухсторонней зубчатостью методом скалярного магнитного потенциала. — Электричество, 1976, № 2.
6. Синельников Д. Е. Расчет магнитного поля машины переменного тока с произвольными обмотками статора на ЦВМ. — Изв. вузов. Электромеханика, 1963, № 2.
7. Иванов-Смоленский А. В. Анализ магнитного поля контура в электрической машине с двухсторонней зубчатостью сердечников. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 4.
8. Иванов-Смоленский А. В. Метод проводимостей зубцовых контуров и его применение к электромагнитному расчету ненасыщенной электрической машины с двухсторонней зубчатостью сердечников. — Электричество, 1976, № 9.
9. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А., Хвостов В. А. Применение метода проводимостей зубцовых контуров к расчету магнитного поля и потокоосцеплений насыщенной электрической машины с учетом двухсторонней зубчатости сердечников. — Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 7.

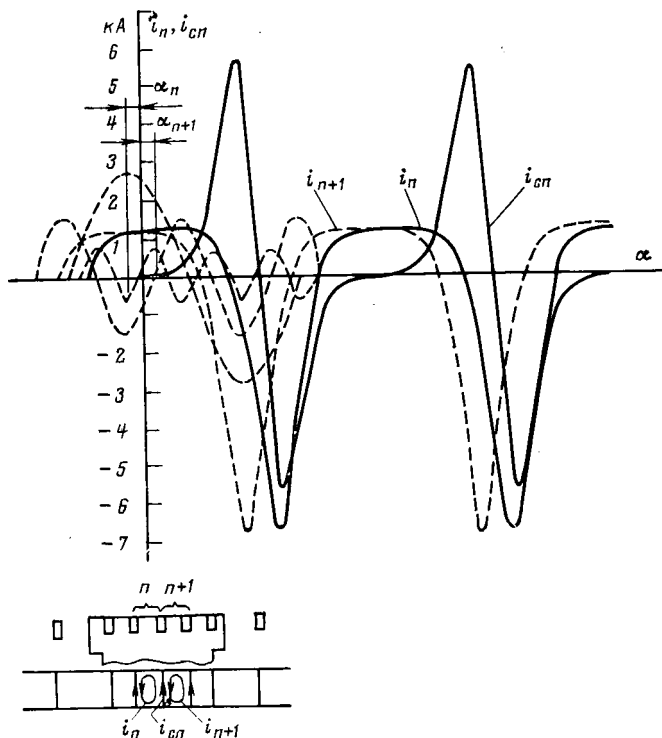


Рис. 6. Контурные и стержневые токи демпферной обмотки.

Исследование электромагнитных процессов при включении тиристорных вентилей в мощных высоковольтных преобразователях

ТАРАСОВ А. Н., инж.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Как известно, параметры современных тиристорных устройств существенно ниже тех, которые требуются для работы одиночного вентиля в плече мощного высоковольтного трехфазного мостового преобразователя. Поэтому в таких преобразователях используют вентилярные блоки, состоящие из большого числа (от нескольких десятков до нескольких сотен) последовательно и параллельно соединенных тиристорных [Л. 1]. Сложность разработки вентилярных блоков, так называемых высоковольтных тиристорных вентилей (ВТВ), заключается в том, что требуется обеспечить такие условия работы каждого тиристора, при которых в любых режимах (нормальных и аварийных) ни на одном из тиристорных не должны быть превышены допустимые параметры. Поэтому в связи с известной чувствительностью тиристорных к амплитудам и скоростям нарастания тока и перенапряжениям необходимо проводить анализ условий включения ВТВ при периодических коммутациях тока преобразователя.

Известно, что коммутация тока в высоковольтных преобразователях сопровождается колебательными процессами перезаряда собственных (паразитных) и установленных емкостей оборудования [Л. 2—4]. Высокочастотная составляющая тока коммутации повышает скорость нарастания тока во включаемом ВТВ и может создать недопустимые условия включения тиристорных по производной di/dt . Кроме того, из-за неодновременного включения тиристорных в последовательной цепочке тока включения будут замыкаться в течение некоторого времени через делительные или защитные цепочки тиристорных, включающихся с задержкой. В случае применения делительных RC -цепочек протекание токов включения может привести к появлению недопустимых перенапряжений на запаздывающих тиристорах, а применение лавинных ограничителей может вызвать тепловой пробой лавинных диодов или разрушение их недопустимыми сверхтоками [Л. 3 и 5].

Анализ условий включения, в том числе расчет перенапряжений при включении большого числа последовательно соединенных тиристорных, представляет довольно сложную задачу, поскольку при этом следует учитывать достаточно большое количество параметров преобразователя (индуктивности рассеяния и паразитные емкости преобразовательного трансформатора, индуктивность анодного реактора, емкости демпфирующих и делительных цепей и т. д.). Процесс включения ионных и полупроводниковых вентилей исследован достаточно широко [Л. 2—9]. Однако в большинстве исследований вентили (как ионные, так и полупроводниковые) представляются мгновенно замыкающимися ключами [Л. 2—4, 7]. Очевидно, при таком подходе не удастся определить перенапряжения на отдельных тиристорах ВТВ, обусловленные неодновременностью их включения, и правильно выбрать параметры делительных и защитных цепочек В не-

рых исследованиях учитывается неодновременность включения вентилей при последовательном соединении [Л. 5, 6, 8 и 9], но расчетные схемы принимаются настолько упрощенными, что, как будет показано ниже, не могут дать достаточно достоверные результаты, особенно при расчете параметров делительных и защитных цепочек.

Итак, достаточно широкое применение мощных высоковольтных преобразователей с ВТВ связано с разработкой теоретических методов исследования и расчета электромагнитных процессов, происходящих при включении ВТВ. В настоящей статье рассмотрена методика расчета процесса включения ВТВ в мощных высоковольтных преобразователях напряжением 6—20 кВ с учетом неодновременности включения последовательно соединенных тиристорных. Методика позволяет определить амплитуду и скорость нарастания тока включения, перенапряжения на отдельных тиристорах, обусловленные разбросом их времен включения, и выбрать параметры делительных и защитных цепочек. Проанализировано также влияние основных параметров преобразователя и ВТВ на величину указанных перенапряжений.

Эквивалентная схема преобразователя. Расчет процесса включения ВТВ проведен для схемы трехфазного мостового преобразователя (рис. 1). В схеме преобразователя все распределенные емкости оборудования заменены сосредоточенными, трансформатор преобразователя представлен общепринятой схемой замещения, в которой индуктивности L_T представляют собой приведенные индуктивности рассеяния сетевых и схемных обмоток трансформатора, а также могут учитывать эквивалентную индуктивность питающей системы переменного тока. Кроме того, будем считать, что параметры внешней цепи со стороны полюсов преобразователя не оказывают влияния на электромагнитные процессы при включении ВТВ, и они полностью локализируются внутри рассматриваемой схемы преобразователя. В существующих конструкциях преобразователей напряжением 6—20 кВ паразитные емкости конструкции ВТВ незначительны, поэтому распределенная емкость конструкции ВТВ (например, емкости тиристорных относительно заземленных частей конструкции) не учитывается.

На схеме рис. 1 введены следующие обозначения: e_a, e_b, e_c — мгновенные значения э. д. с. фаз преобразовательного трансформатора; I_d — ток преобразователя; C_T — емкость фаз трансформатора на землю; C_n — емкость нейтрали трансформатора на землю; C_n и C_m — емкости полюсов преобразовательного моста на землю; L_T — индуктивность рассеяния фазы трансформатора; L_a — индуктивность анодного реактора; $R_d C_d$ — демпфирующая цепочка, включенная параллельно плечу преобразовательного моста.

Цифрами 1—6 на схеме рис. 1 обозначены ВТВ преобразователя. Будем полагать, что каждый ВТВ

состоит из цепочки последовательно соединенных тиристоров T , причем каждый тиристор в общем случае шунтируется дополнительной цепочкой $R_a C_a$ и цепочкой лавинной защиты L , состоящей из двух встречно включенных лавинных диодов (рис. 2). Последовательно с цепочкой тиристоров включен анодный реактор L_a , который может быть как линейным, так и нелинейным. Далее принимаем, что уровень ограничения напряжения лавинной защиты превышает максимальное повторяющееся напряжение ВТВ, равное произведению амплитуды линейного напряжения E_m и ударного коэффициента $k_{уд}$, обеспечиваемого схемой демпфирования преобразователя [Л. 10].

При нормальной работе преобразовательного моста попеременно проводят ток два или три вентиля (режим 2—3). Предположим, что проводили ВТВ 5 и 6, затем в некоторый момент времени $\omega t = \alpha$, принятый за начало отсчета, начинается коммутация тока с ВТВ 5 на ВТВ 1. Тогда, если не учитывать сопротивление проводящих ВТВ 5 и ВТВ 6 (представив их короткозамкнутыми цепями) и применить теорему Тевенина, позволяющую комбинацию из трех источников э. д. с. заменить одним источником [Л. 11], схему на рис. 1 можно преобразовать и представить в виде, показанном на рис. 2, где интересующий нас ВТВ 1 сохранен в схеме, а все остальные непроводящие ВТВ заменены соответствующими демпфирующими $R_d C_d$ - и делительными $L_a R_a C_a$ -цепями.

Отметим, что максимальные токи включения имеют место при $\alpha \approx 90^\circ$, когда $e_a = -e_c = E_m/2$; $e_b = 0$ и $e_k = E_m \sin \alpha = E_m$, где E_m — амплитуда линейного напряжения. Учитывая, что изменение напряжения питающей сети с частотой 50 Гц оказывает ничтожно малое влияние на амплитуду тока включения, то при расчете изменением напряжения e_k можно пренебречь и считать $e_k = E_m = \text{const}$.

Моделирование высоковольтного тиристорного вентиля. В процессе включения при приложении сигнала управления к управляющему электроду напряжение на зажимах тиристора падает по некоторому закону. Из-за конечной скорости носителей напряжение на зажимах тиристора изменяется не мгновенно после приложения импульса управления, а с некоторой задержкой. Вероятно, с достаточной точностью тиристор при включении можно представить ключом, который замыкается в момент t_3 (где t_3 — время задержки включения), и последовательно включенным источником напряжения, изменяющимся по некоторому закону. Закон изменения напряжения на зажимах тиристора будем описывать зависимостями вида:

$$u_T(t) = U_0 \exp[-\beta_0(t-t_3)], \quad (1)$$

где величина β_0 определяется по времени спада напряжения t_c от уровня 0,9 до 0,3 из следующего выражения:

$$\beta_0 = \left| \frac{\ln 0,9 - \ln 0,3}{t_c} \right| \approx \frac{1,1}{t_c}. \quad (2)$$

Из-за несовершенства технологии изготовления для каждого типа тиристорных вентилей имеется значительный

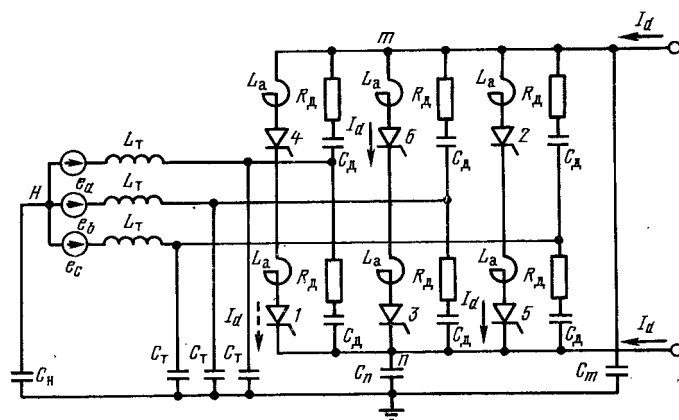


Рис. 1. Схема трехфазного преобразовательного моста.

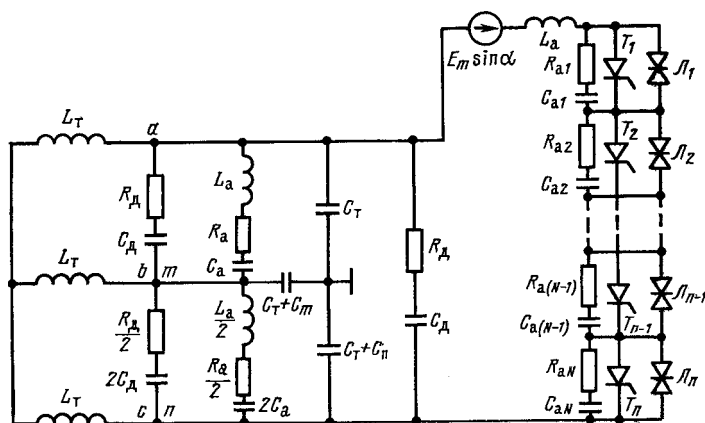


Рис. 2. Эквивалентная схема для расчета процесса включения высоковольтного тиристорного вентиля в трехфазном мосте.

разброс значений времени задержки. Будем считать, что разброс значений времени задержки любого типа тиристорных подчиняется нормальному закону распределения вероятностей. В общем случае время включения тиристорных, в том числе и время задержки существенно зависит от параметров импульса управления (его амплитуды и скорости нарастания), значения прямого анодного напряжения и температуры полупроводниковой структуры [Л. 12]. Поэтому гистограммы времени задержки, соответствующие конкретным условиям работы тиристорных, будут лишь приближенно описывать действительный разброс времени задержки при работе тиристорных в других условиях.

Разброс времени спада t_c оказывает существенное меньшее влияние на динамические процессы при включении последовательно соединенных тиристорных. В этом случае достаточно выбрать соответствующее значение t_c (например, взять его минимальным или соответствующим математическому ожиданию, если известно распределение вероятностей) и по данному значению из уравнения (2) определить параметр β_0 .

С учетом предложенной модели тиристора получим исходную расчетную схему, показанную на рис. 3,а. Общее число последовательно соединенных тиристорных ВТВ разделим на конечное число групп таким образом, чтобы каждая группа тиристорных охватывала равные интервалы времени за-

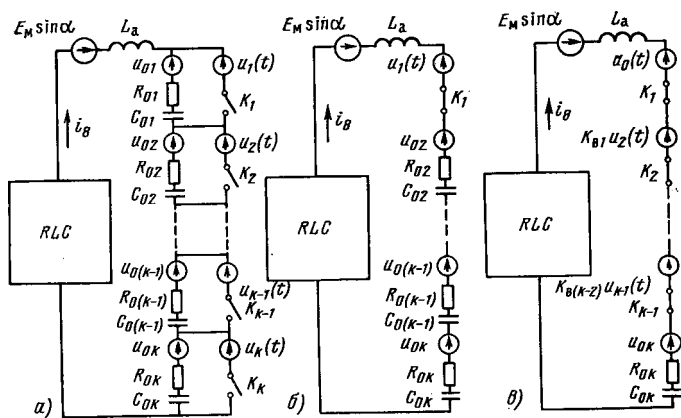


Рис. 3. Изменение структуры расчетной схемы в процессе включения высоковольтного тиристорного вентиля.

а — исходная схема; б — схема после включения первой группы тиристоров; в — схема после включения $(k-1)$ -й группы тиристоров.

держки согласно гистограмме времени задержки. Далее будем считать, что все тиристоры, входящие в данную группу, имеют одинаковое время задержки, соответствующее определенному интервалу на гистограмме. Тогда каждую группу тиристоров можно будет представить ключом, который замыкается в момент времени t_{zi} , и последовательным источником напряжения, описываемым зависимостью вида:

$$u_i(t) = N_i U_0 \exp[-\beta_0(t - t_{zi})], \quad (3)$$

где

$$U_0 = \frac{E_m \sin \alpha}{N};$$

N — число последовательно соединенных тиристоров ВТВ; N_i — число последовательно соединенных тиристоров в группе i .

Время t_{zi} и количество тиристоров N_i для каждой группы определяем из гистограмм времени задержки. Делительную цепочку i -й группы тиристоров представим эквивалентным сопротивлением $N_i R'_a$, емкостью C'_a/N_i и источником напряжения $N_i U_0$, представляющим суммарное начальное напряжение на зажимах конденсаторов i -й группы.

За начало отсчета времени принимаем момент включения первой группы тиристоров, для которой полагаем $t_{z1} = 0$. Тогда после включения тиристоры первой группы представим источником напряжения, описываемым зависимостью вида

$$u_1(t) = K_{v1} N_1 U_0 \exp[-\beta_0(t - t_{z1})], \quad (4)$$

где $t_{z1} = 0$; $K_{v1} = 1$.

Невключившиеся группы тиристоров представим эквивалентным сопротивлением $(N - N_1) R'_a$, емкостью $C'_a/(N - N_1)$ и источником напряжения $(N - N_1) U_0$. Расчетная схема для интервала $0 < t < t_{z2}$ показана на рис. 3, б.

После включения второй группы ее тиристоры представляются источником напряжения, описываемым следующим образом:

$$u_2(t) = K_{v2} N_2 U_0 \exp[-\beta_0(t - t_{z2})], \quad (5)$$

где $K_{v2} = [N_2 U_0 + N_2 R'_a i_8(t) + (N_2/C'_a) q_8(t)]/N_2 U_0$ — коэффициент выброса напряжения, определенный в момент времени $t = t_{z2}$.

Невключившаяся часть ВТВ представляется сопротивлением $(N - N_1 - N_2) R_a$, емкостью $C'_a/(N - N_1 - N_2)$ и источником напряжения $-(N - N_1 - N_2) U_0$. Рассматриваемый процесс продолжается с последующим включением остальных групп тиристоров в моменты времени $t = t_{z3}, t_{z4}, \dots, t_{z(k-1)}$. Причем для i -й группы включившихся тиристоров будет справедлива зависимость вида:

$$u_i(t) = K_{vi} N_i U_0 \exp[-\beta_0(t - t_{zi})], \quad (6)$$

где $K_{vi} = [N_i U_0 + N_i R'_a i_8(t) + (N_i/C'_a) q_8(t)]/N_i U_0$ определяется в момент времени $t = t_{zi}$.

Решение на интервале $t_{z(k-1)} < t < t_{zk}$ (рис. 3, в) определяет напряжение на последней включающейся группе тиристоров ВТВ, т. е. перенапряжение, обусловленное разбросом времени включения данного типа тиристоров.

Уравнения состояния системы. Нетрудно видеть, что расчетная схема, приведенная на рис. 2, представляет электрическую цепь, состоящую из линейного пассивного двухполюсника, содержащего пассивные элементы R, L, C , и ветви с переменной структурой. Для указанной расчетной схемы составим уравнения состояния системы в виде

$$\frac{dY}{d\tau} = A \cdot Y + E, \quad (7)$$

где Y — вектор переменных состояния, представляющих контурные заряды и токи; A — квадратная матрица элементов схемы; E — вектор, представляющий э. д. с. вторичных обмоток преобразовательного трансформатора.

С целью получения общности результатов анализ процесса включения проведем в относительных единицах, для чего введем новые переменные:

$$\tau = t/\sqrt{2L_{\tau}C_{\tau}} \text{ и } X_i = q_i/C_{\tau}E_m.$$

Параметры элементов преобразователя в системе уравнений (7) приведем к относительным величинам следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \mu_1 &= C_d/C_{\tau}; \mu_2 = C_n/C_{\tau}; \mu_3 = C_m/C_{\tau}; \\ \mu_a &= C_a/C_{\tau}; C_a = C'_a/N; R_a = NR'_a; \\ \rho_k &= \sqrt{2L_{\tau}}/C_{\tau}; \delta = R_d/\rho_k; \delta_a = R_a/\rho_k; \\ v_a &= L_a/2L_{\tau}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Для случая заземленного полюса система уравнений состояний может быть получена из (7) предельным переходом $\mu_2 \rightarrow \infty$ или $\mu_3 \rightarrow \infty$. В случае симметричной звезды емкостей (когда емкости полюсов пренебрежимо малы) система уравнений получается, если положить $\mu_2 = 0$ и $\mu_3 = 0$.

Получим в относительных единицах выражение для коэффициента выброса K_v . Напряжение на i -й группе невключившихся тиристоров

$$u_i(t) = \frac{N_i}{N} E_m \sin \alpha + \frac{N_i}{N} R_a i_8(t) + \frac{N_i}{N} \cdot \frac{1}{C_a} q_8(t). \quad (9)$$

Заменив в выражении (9) t на τ , q_8 на x_8 и i_8 на $dx_8/d\tau$, получим

$$u_i(\tau) = \frac{N_i}{N} E_m \sin \alpha \left[1 + \delta_a \frac{dx_8}{d\tau} + \frac{1}{\mu_a} x_8 \right].$$

Разделив $u_i(\tau)$ на $\frac{N_i}{N} E_m \sin \alpha$, получим выражение для коэффициента выброса K_v в относитель-

ных единицах:

$$K_b = \frac{u_i(\tau)}{\frac{N_i}{N} E_m \sin \alpha} = 1 + \delta_a \frac{dx_a}{d\tau} + \frac{1}{\mu_a} x_a. \quad (10)$$

С учетом принятых относительных единиц (8) и выражения (10) для коэффициента выброса получим зависимости для напряжения включившихся тириستоров.

Для первой группы тиристоров

$$u_1(\tau) = K_{b1} \bar{N}_1 \exp[-\beta(\tau - \tau_{31})],$$

где

$$\beta = \beta_0 \sqrt{2L_T C_T}; \quad \tau_{31} = t_{31} / \sqrt{2L_T C_T}; \\ K_{b1} = 1; \quad \bar{N}_1 = \frac{N_1}{N}.$$

Для второй группы включившихся тиристоров

$$u_2(\tau) = K_{b2} \bar{N}_2 \exp[-\beta(\tau - \tau_{32})],$$

где

$$t_{32} = t_{32} / \sqrt{2L_T C_T}; \quad \bar{N}_2 = \frac{N_2}{N};$$

K_{b2} определяется по выражению (10) в момент времени $\tau = \tau_{32}$.

Суммарное напряжение для i групп включившихся тиристоров запишется в следующем виде:

$$\sum_{i=1}^i u_i(\tau) = u_1(\tau) + u_2(\tau) + \dots + u_i(\tau) = \\ = \sum_{i=1}^{i=i-1} u_i(\tau) + K_{bi} \bar{N}_i \exp[-\beta(\tau - \tau_{3i})]. \quad (11)$$

Коэффициенты выброса K_b определяются по выражению (10) в моменты времени $\tau = \tau_{32}, \tau_{33}, \dots, \tau_{3i}$.

Невключившиеся группы тиристоров представлены в относительных единицах переменным источником напряжения, представляющим начальное напряжение на зажимах конденсаторов делительных цепочек, переменным сопротивлением и переменной емкостью:

$$u_{oi} = \frac{E_m \sin \alpha}{N} [N - (N_1 + N_2 + \dots + N_i)];$$

$$R_{oi} = \frac{R_a}{N} [N - (N_1 + N_2 + \dots + N_i)];$$

$$C_{oi} = NC_a / [N - (N_1 + N_2 + \dots + N_i)]$$

или в относительных единицах

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{oi} &= \left[1 - \sum_{i=1}^i \bar{N}_i \right]; \\ \bar{R}_{oi} &= \delta_a \left[1 - \sum_{i=1}^i \bar{N}_i \right]; \\ \bar{C}_{oi} &= \mu_a / \left[1 - \sum_{i=1}^i \bar{N}_i \right]. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Система уравнений состояния (7) с относительными коэффициентами (8)–(12) позволяет проанализировать в достаточно общем виде электромагнитные процессы при включении ВТВ. С учетом предложенной динамической модели высоковольт-

ного тиристорного вентиля разработана вычислительная программа, реализованная на языке АКИ. На каждом интервале счета печатаются контурные заряды и токи, производные di/dt и коэффициент выброса напряжения K_b невключившихся тиристоров.

Результаты расчета. На ЦВМ «Минск-32» было произведено решение системы уравнений (7) для значений коэффициентов (8), соответствующих параметрам реальных высоковольтных преобразователей и соответствующих гистограмм времени задержки. С помощью полученных расчетных данных удалось показать влияние параметров преобразователя и ВТВ на коэффициент выброса напряжения. Рассмотрим отдельно влияние параметров элементов преобразователя и ВТВ на величину коэффициента выброса.

Влияние параметров делительной цепочки. Анализ показал, что значение коэффициента выброса определяется в основном падением напряжения на резисторе делительной цепочки и незначительно зависит от емкости этой цепочки. С точки зрения уменьшения величины коэффициента выброса увеличение емкости делительной цепочки свыше $0,5C_T$ ($\mu_a > 0,5$) нецелесообразно, так как не приводит к заметному снижению величины K_b . Напротив, уменьшение сопротивления резистора делительной цепочки существенно сказывается на снижении выброса напряжения. Для получения приемлемых значений коэффициента выброса, например $K_b \leq 2$ сопротивление делительной цепочки не должно превышать $0,5\rho_k$ ($\delta_a \leq 0,5$).

При фиксированных значениях емкости делительной цепочки минимальное значение K_b получается при нулевом сопротивлении демпфирующей цепочки ($\delta_a = 0$). Вероятно, для получения минимального коэффициента выброса следует рекомендовать схему делительной цепочки с шунтированием резистора нелинейным элементом с односторонней проводимостью, например, диодом [Л. 12]. Изменение параметров демпфирующих цепочек отражается весьма незначительно на изменении величины коэффициента выброса. Так, при уменьшении δ до 0,5 и соответствующем увеличении μ_1 до 10 изменение величины K_b составило менее 1%.

Влияние анодной индуктивности. Существенное влияние на величину коэффициента выброса K_b оказывает индуктивность анодного реактора. При анализе рассматривалась линейная индуктивность, но полученные результаты будут справедливы также для нелинейной индуктивности, если насыщение магнитопровода реактора происходит за пределами максимальной времени задержки тиристоров.

Как следует из кривых зависимостей коэффициента выброса K_b от величины индуктивности анодного реактора ν_a (в статье не приводятся), для получения приемлемого коэффициента выброса ($K_b \leq 2$) достаточна индуктивность около $(0,04 \div 0,1) L_k$, где $L_k = 2L_T$, при этом величина R_a не должна превышать $0,5\rho_k$. Соответственно при $R_a > 0,5\rho_k$ необходимо увеличить индуктивность анодного реактора свыше $0,1L_k$, что вообще может быть неприемлемо по режимным требованиям для преобразователя [Л. 13]. Были также исследованы за-

висимости коэффициента выброса K_b от вида анодной индуктивности: для сосредоточенной индуктивности, включенной в виде одного реактора в анодную цепь ВТВ, и индуктивности той же величины ($v_a=0,045$), распределенной равномерно по цепи ВТВ (например, случай включения анодных реакторов отдельно в анодные цепи каждого тиристора). Анализ показал, что в случае распределенной индуктивности коэффициент выброса получается при идентичных параметрах делительной цепочки существенно выше, т. е. применение сосредоточенной индуктивности с точки зрения минимизации коэффициента выброса будет предпочтительным.

Следует отметить, что в преобразователях на сверхвысокие напряжения (100 кВ и выше) паразитные емкости конструкции ВТВ, например, емкости тириستоров относительно заземленных частей конструкции, могут быть соизмеримы с паразитными емкостями элементов силовой схемы преобразователя. В этом случае для ограничения разрядных токов от паразитных емкостей конструкции ВТВ следует применять, естественно, распределенную индуктивность, установленную в виде линейных или нелинейных реакторов последовательно с каждым тиристором или группой последовательно соединенных тириستоров.

В конструкциях преобразователей напряжением 6—20 кВ с воздушным охлаждением паразитные емкости конструкции ВТВ незначительны. Поэтому с точки зрения минимизации коэффициента выброса в таких преобразователях более предпочтительно применение сосредоточенной индуктивности. Очевидно, этот вывод будет справедлив также для ВТВ на более высокие напряжения, паразитные емкости конструкций которых незначительны.

Влияние распределения вероятностей времени задержки. Анализ зависимостей величины коэффициента выброса от параметров делительной цепочки, полученных для различных гистограмм времени задержки, показал, что уменьшение абсолютного разброса времени задержки существенно снижает коэффициент выброса K_b . Изменение распределения вероятностей в пределах одинакового максимального разброса времени задержки влияет на увеличение коэффициента выброса K_b незначительно.

При уменьшении сопротивления делительной цепочки δ_a изменение коэффициента выброса K_b по абсолютной величине, обусловленное неидентичностью распределения вероятностей времени задержки тиристоров, существенно сокращается. При $\delta_a=0$ и $\mu_a>0,5$ такое изменение коэффициента выброса не превышает 20%. При небольшом числе последовательно соединенных тиристоров, естественно, наблюдается отклонение от принятого нормального закона распределения вероятностей времени задержки, поэтому могут быть некоторые различия в коэффициентах выброса как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения от расчетных значений.

Влияние параметров преобразовательного трансформатора. Влияние индуктивности рассеяния и паразитной емкости преобразовательного трансформатора оценено с помощью параметра $V\sqrt{2L_\tau C_\tau}$. Снижение этого параметра, что соответствует уве-

личению собственной частоты контура коммутации, а следовательно, увеличению частоты колебаний тока при включении, приводит к значительному увеличению коэффициента выброса K_b , как это имеет место при увеличении абсолютного разброса времени задержки включения тиристоров. Для получения приемлемого значения коэффициента выброса K_b необходимо увеличить индуктивность анодного реактора свыше $0,5L_h$ или выбрать емкость делительной цепочки, превышающую C_τ , т. е. $C_a>C_\tau$.

Рассмотрим применение предложенной методики расчета для определения энергии рассеиваемой в диодах лавинной защиты (рис. 2). Предположим, что в момент t_1 напряжение на части не включившихся тиристоров достигает значения напряжения лавинообразования. В интервале времени, когда лавинные диоды ограничивают напряжение на не включившихся тиристорах, в них рассеивается энергия

$$W_\pi = \int_{t_1}^{t_2} u_\pi i_s(t) dt = u_\pi \int_{t_1}^{t_2} i_s(t) dt,$$

где $i_s(t)$ — ток включения, протекающий через лавинные диоды; t_1 и t_2 — соответственно моменты времени, определяющие начало и окончание работы диодов на лавинной части вольт-амперной характеристики.

В относительных единицах предыдущая формула запишется следующим образом:

$$\bar{W}_\pi = \bar{u}_\pi \int_{\tau_1}^{\tau_2} \frac{dx_s(\tau)}{d\tau} d\tau = \bar{u}_\pi [x_s(\tau_2) - x_s(\tau_1)] = \bar{u}_\pi \Delta x_s. \quad (13)$$

Таким образом, по известной зависимости $x_s(\tau)$, полученной в результате расчета, и выражению (13) достаточно просто определяется энергия, рассеиваемая

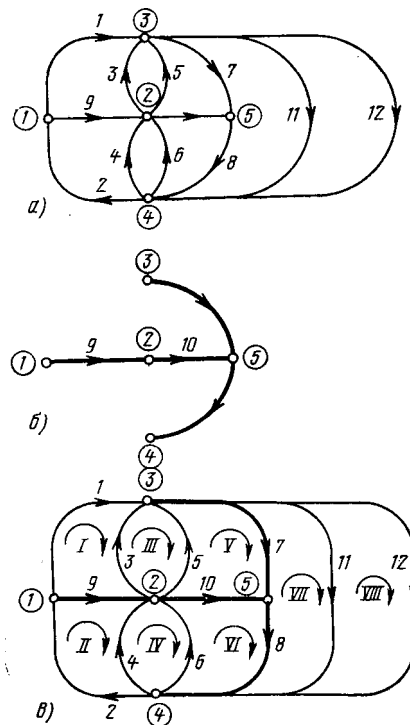


Рис. 4. Направленный граф расчетной схемы.

мая в диодах лавинной защиты, при работе их на лавинной части вольт-амперной характеристики.

Приложение. Вывод уравнений состояния. Получим уравнения состояния системы (7) для расчетной схемы, приведенной на рис. 2. Пронумеруем все ветви электрической цепи и начертим граф цепи, дав произвольно направление каждой ветви графа (рис. 4,а). Дерэзо графа выберем таким, чтобы в него входили все емкостные ветви и одна из индуктивных ветвей например, фазы b (рис. 4,б). Последовательно присоединяя к дереву ветви связи графа, получаем независимые контуры цепи I—VIII (рис. 4,в). Для выбранных направлений обхода контуров I—VIII составим уравнения контурных зарядов. После преобразований и приведения к относительным единицам (8)—(12) получаем нормальную систему дифференциальных уравнений, пригодную для расчета на ЦВМ, в виде

$$\frac{dY}{d\tau} = A \cdot Y + E.$$

Для сокращения записи матриц A и E дополнительно введены следующие обозначения:

$$\begin{aligned} a &= \frac{1}{1 + \mu_2}; \quad b = \frac{1}{1 + \mu_3}; \quad c = \left(1 + \frac{1}{\mu_1} + b\right); \\ d &= a + b + \frac{1}{2\mu_1}; \quad e = 1 + b + \frac{1}{\mu_a}; \quad f = a + b + \frac{1}{2\mu_a}; \\ q &= 1 + a + \frac{1}{\mu_1}; \quad A = 2 + b; \quad B = a - b; \quad C = 2 + a; \\ D &= 1 - b; \quad E = 2a + b; \quad F = 1 + 2a; \\ G &= 1 + b; \quad H = a + b; \quad K = 1 + a. \end{aligned}$$

С учетом относительных единиц (8) и выражений (10)—(12) получим:

$$\begin{aligned} E_{\text{exp}} &= \frac{1}{v_a} \left\{ \left[1 - \sum_{i=1}^k N_i \right] - \sum_{i=1}^k K_{bi} N_i \exp[-\beta(\tau - \tau_{bi})] \right\}; \\ \delta_{\text{var}} &= (\delta_a/v_a) \left(1 - \sum_{i=1}^k N_i \right); \\ \mu_{\text{var}} &= (1 + v_a) \left(1 + a + \frac{1}{\mu_a} \sum_{i=1}^k N_i \right) \end{aligned}$$

Выводы. 1. Разработан метод расчета электромагнитных процессов при включении ВТВ в мощных высоковольтных преобразователях напряжением 6—20 кВ с учетом времени включения тиристоров. Показано влияние на величину перенапряжений, обусловленных разбросом времени включения тиристоров, параметров преобразователя и собственно ВТВ.

2. Для получения минимального коммутационного перенапряжения (выброса напряжения) при включении следует обеспечивать минимальное со-

противление резистора делительной цепочки; увеличение же емкости делительной цепочки не приводит к заметному снижению выброса напряжения на запаздывающих тиристорах. Изменение параметров внешних демпфирующих цепочек отражается на изменении выброса напряжения весьма незначительно.

3. Существенное влияние на величину выброса напряжения на тиристорах при включении оказывает индуктивность анодного реактора. Приемлемое значение коэффициента выброса $K_b \leq 2$ получается при индуктивности анодного реактора около $(0,05 \div 0,1) L_k$. С точки зрения минимизации выброса напряжения в преобразователях 6—20 кВ предпочтительна сосредоточенная индуктивность, установленная последовательно в анодную или катодную цепь ВТВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г. Состояние и перспективы развития вентильной преобразовательной техники. — Электромеханика, 1974, № 4.
2. Вахрамеев Л. А., Рывкин А. М. Расчет колебательных составляющих тока вентиля при зажигании в мостовом преобразователе. — Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика, 1959, № 2.
3. Степанова В. Г., Тарасов А. Н., Толстов Ю. Г. Анализ процесса включения вентиля в высоковольтных преобразователях. — Изв. вузов. Электромеханика, 1974, № 4.
4. Шульга Р. Н. Переходные процессы при отпирании вентиля мостового преобразователя. — ЭП. Преобразовательная техника, 1974, № 7.
5. Динамические процессы при включении последовательно соединенных тиристоров с элементами лавинной защиты/ Ю. Д. Виницкий, Б. И. Гринштейн, Е. Н. Балясинская и др. — В кн.: Тиристорные преобразователи. — М.: Наука, 1970.
6. Забашта Л. И. Исследование процессов при зажигании высоковольтных ионных вентилях в групповом соединении. — Изв. НИИПТ, 1972, вып. 17.
7. Arrillaga J., Ramsbottom M. J. Commutation transients in HVDC converters during normal and abnormal conditions. — Proc. of IEE, 1970, vol. 117, № 7.
8. Mauersberger C. Probleme bei der Reihenschaltung von Thyristoren und die Auslegung von Elementen zur gleichmäßigen Spannungsaufteilung. — Elektr. 1970, Jg 24, № 2.
9. Karady G., Gilsig T. The calculation of turn-on overvoltages in a HVDC thyristor valve. — Trans. IEEE on PAS, 1971, vol. 90, № 6.
10. Находкина В. Г., Тарасов А. Н., Толстов Ю. Г. Демпфирование высокочастотных колебаний напряжения в высоковольтных преобразователях. — Электричество, 1976, № 3.
11. Толстов Ю. Г., Теврюков А. А. Теория электрических цепей. — М.: Высшая школа, 1971.
12. Тиристоры. Технический справочник: Пер. с англ./ Под ред. В. А. Лабунцова и др. — М.: Энергия, 1971.
13. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. — М.: Энергия, 1973.

УДК 621.314.2/6-52.025.4

Классификация цифровых систем управления вентильными преобразователями

БИЗИКОВ В. А., ОБУХОВ С. Г., ЧАПЛЫГИН Е. Е., кандидаты техн. наук

Системы управления вентильными преобразователями с естественной коммутацией вентилях выполняются в виде аналого-импульсных или цифровых устройств [Л. 1]. В широком ряде случаев цифровые системы управления (ЦСУ) обладают

преимуществами перед аналого-импульсными системами. Применение ЦСУ оправдано тогда, когда информация в систему управления поступает в виде кодов или логических сигналов (например, при использовании вентильного преобразователя в си-

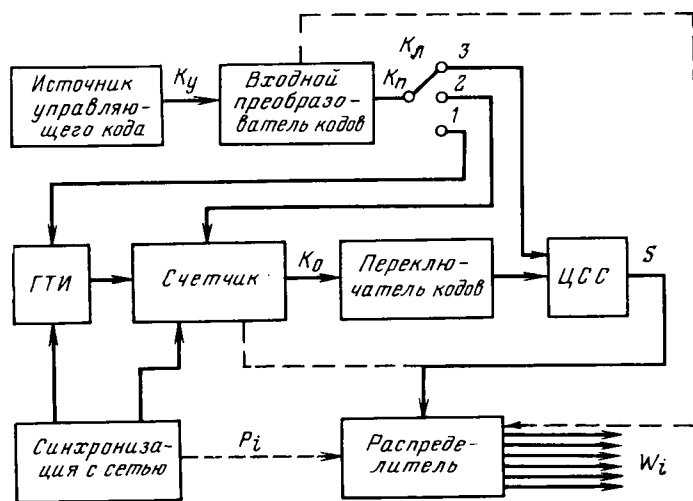


Рис. 1. Обобщенная функционально-структурная схема цифровой системы управления.

— обязательные элементы и связи; — — — — дополнительные связи.

стеме электропривода с цифровым управлением). Эти системы имеют схемы, построенные на основе стандартных блоков, возможно применение интегральных микросхем высокого уровня интеграции.

Наиболее сложной задачей при создании ЦСУ является осуществление фазового управления, т. е. преобразование «управляющий сигнал — фаза». Несмотря на большое число публикаций, посвященных ЦСУ, выявлены далеко не все возможности построения цифровых фазосмещающих устройств и нет достаточно полного сопоставления этих устройств по таким признакам, как линейность регулировочных характеристик, быстродействие, точность, возможность работы при гармонических искажениях сетевого напряжения, взаимосвязь аппаратурной реализации различных функциональных блоков ЦСУ. Выявление полного набора способов построения ЦСУ и проведение их сопоставления по указанным параметрам является задачей данной статьи.

Материал статьи ограничен рассмотрением синхронных ЦСУ [Л. 1], в ней не затрагиваются вопросы реализации замкнутого контура управления и защиты преобразователей. Аппаратурная реализация рассматриваемых способов управления возможна как на основе конечных структурных автоматов, так и программируемых автоматов, выполненных на микропроцессорах или мини-ЭВМ.

В наиболее общем виде ЦСУ может быть представлена обобщенной функционально-структурной схемой (рис. 1). В соответствии с положением ключа K_l в ЦСУ могут реализоваться три основных способа фазосмещения.

1а — горизонтальный способ фазосмещения (K_l в положении 1). При этом источник управляющего кода (или напряжения) определяет частоту следования импульсов, вырабатываемых генератором тактовых импульсов ГТИ. Импульсы поступают на счетчик, при достижении числом в счетчике заданного значения цифровая схема сравнения вырабатывает управляющий импульс на распределитель и далее на управляющие электроды силовых тирис-

торов. Начальная установка счетчика осуществляется в моменты естественной коммутации. Для горизонтальных систем характерна нелинейность регулировочных характеристик (гиперболическая зависимость $\alpha_i = f(K_y)$, где α_i — углы управления; K_y — управляющий код), инерционность системы к изменениям управляющего сигнала. Особенностью данной системы является возможность реализации при аналоговом входе, в этом случае ГТИ является преобразователем напряжения в частоту.

1б — вертикальный способ управления с накоплением сигнала (K_l в положении 2). В этом случае используется счетчик с начальной установкой кода [Л. 2 и 3], которая производится в соответствии со значением управляющего кода K_y в моменты естественного отпирания вентилей преобразователя. Генератор тактовых импульсов формирует импульсы с частотой, кратной частоте сети. Период ГТИ определяет шаг квантования угла управления. При заполнении счетчика срабатывает цифровая схема сравнения (ЦСС) и на управляющие электроды вентилей поступают импульсы. Такая ЦСУ реализует управление по принципу ШИМ-1 [Л. 4] и обладает задержкой в обработке изменений управляющего сигнала, что определяет низкую динамику работы.

1в — вертикальный способ управления без накопления сигнала (K_l в положении 3). В моменты естественного отпирания счетчик находился в нулевом состоянии. Генератор тактовых импульсов формирует импульсы так же, как и в способе 1б. В цифровой схеме сравнения вырабатывается управляющий импульс при поразрядном равенстве управляющего кода и опорного кода, записанного в счетчике. Принцип действия системы аналогичен ШИМ-2 [Л. 4] и обеспечивает максимальное быстродействие системы управления. Способ 1в является наиболее совершенным из рассмотренных и реализует потенциальные возможности вертикального принципа управления вентильными преобразователями.

По структуре ЦСУ подразделяются на многоканальные и одноканальные. Достоинства последних известны [Л. 1 и 5]. Рассмотрим реализацию одноканального принципа управления применительно к ЦСУ типа 1в. При этом можно выделить следующие решения.

2а — способ, при котором ЦСС формирует управляющие импульсы для одного канала управления. Управляющие импульсы для других каналов управления получают путем сдвига импульсов первого канала на интервал $2\pi/qr$, где qr — пульсность вентильного преобразователя. В [Л. 6] предложено фазовый сдвиг управляющих импульсов осуществлять с помощью дополнительных счетчиков, входы которых связаны с ГТИ. Принцип фазосмещения показан на временных диаграммах рис. 2,а (дискретизация управляющего кода и опорного кода, записываемого в основном счетчике, не показана). Способ 2а характеризуется весьма низкой динамикой. Наличие дополнительных счетчиков, работающих синхронно с основным, показанным на рис. 1, характеризует избыточность схемного решения.

IIб — способ адресного кодирования (для аналого-импульсных систем предложен в [Л. 7], цифровая реализация способа в известной литературе не описана). В ЦСС осуществляется сравнение опорного кода K_0 , записанного в счетчике (рис. 1), с преобразованными управляющими кодами: угол управления для первого вентиля определяется при равенстве управляющего и опорного кодов $K_y = K_0$; затем происходит сравнение с опорным кодом K'_n , меньшего K_y на величину D , равную числу импульсов ГТИ на интервале $2\pi/qm$, при этом вырабатывается управляющий импульс на второй вентиль. Затем опорный код сравнивается с кодом $K''_n = K_y - 2D$, при равенстве K_0 и K''_n вырабатывается управляющий импульс на третий вентиль и т. д. (временная диаграмма рис. 2б). Формирование кодов K'_n , K''_n и т. д. осуществляется во входном преобразователе кодов, в котором к управляющему коду добавляется величина, соответствующая «адресу» управляющего импульса. Наиболее просто адресное кодирование осуществляется при $D = 2^n$, где n — целое число, при этом во входном преобразователе кодов изменяются лишь значения старших разрядов управляющего кода. Емкость счетчика выбирается равной $Dqm/2$, при этом счетчик выполняется бинарным. Реализация способа обеспечивает максимальное быстродействие по всем каналам.

IIв — способ с изменением опорного кода, ранее не применялся в ЦСУ. При его реализации величина опорного кода, вырабатываемого счетчиком в момент срабатывания ЦСС, изменяется на величину D , как показано на временной диаграмме рис. 2,в. Изменение опорного кода осуществляется путем установки счетчика в определенное начальное положение, которое наиболее просто находится при $D = 2^n$, поскольку в этом случае изменяется лишь значение старших разрядов счетчика. Быстродействие такой ЦСУ максимально.

IIг — способ зонного кодирования (предложен в [Л. 8]). Управляющий код запишем в виде

$$K_y = K'_y + (qm/2 - L)D, \quad (1)$$

где L — номер зоны; D — число импульсов ГТИ за время $2\pi/qm$. Емкость счетчика выбирается равной $D = 2^n$, и на входе ЦСС происходит сравнение K_0 и K'_y , при их равенстве вырабатывается управляющий импульс. При $L = 1$ угол управления $\alpha \in (0 - 2\pi/qm)$, при $L = 2$ угол $\alpha \in (2\pi/qm - 4\pi/qm)$, при $L = 3$ $\alpha \in (4\pi/qm - 6\pi/qm)$. При $L = 1$ сформированный ЦСС импульс поступает на i -й вентиль, у которого с момента естественной коммутации прошло время не более $2\pi/qm$, при $L = 2$ импульс управления подается на вентиль предшествующей фазы ($i-1$), при $L = 3$ на вентиль ($i-2$). Функционирование ЦСУ с зонным кодированием иллюстрируется временной диаграммой рис. 2,г. Быстродействие ЦСУ типа IIг также максимально.

Таким образом, системы управления, реализующие способы управления IIб, IIв и IIг, обеспечивают максимальное быстродействие. Специфические качества систем выявляются при анализе основных функциональных узлов системы рис. 1. Прежде всего можно отметить, что система IIг имеет мини-

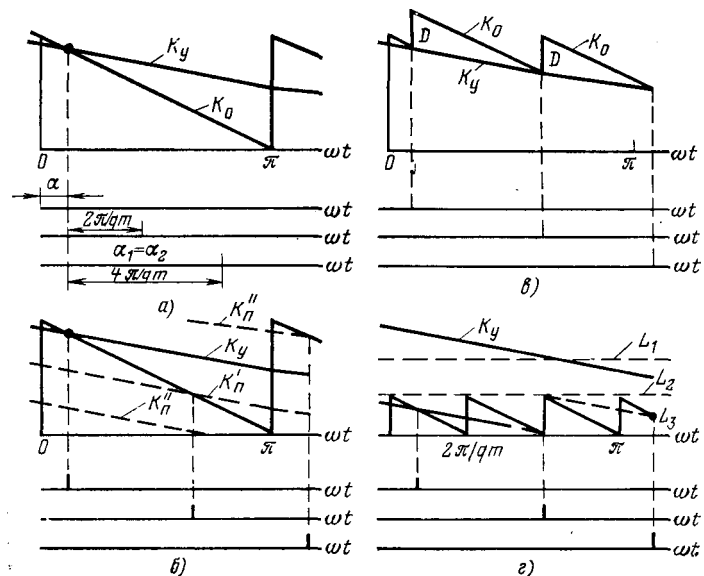


Рис. 2. Диаграммы одноканального принципа управления.

мальный объем счетчика, равный D , тогда как объемы счетчиков систем IIб и IIв составляют $Dqm/2$. Система IIв требует введения дополнительных комбинационных узлов для начальной установки кода счетчика.

Рассмотрим функции входного преобразователя кодов (рис. 1). В наиболее общем виде эти функции сводятся к следующему перечню:

IIа — преобразование управляющего кода K_y в код K_n с целью унификации значений опорного и управляющего кодов (опорный код обычно однополярный, управляющий код K_y двухполярный; входной преобразователь сдвигает управляющий код на определенную величину с целью получения однополярного кода K_n);

IIб — осуществление зонного кодирования (системы IIг) и адресного кодирования (IIб) (см. выше);

IIв — нелинейное преобразование управляющего кода K_y в код K_n для линейризации регулировочной характеристики преобразователя. Формирование нелинейности зависимости $K_n = f(K_y)$ позволяет линейризовать регулировочную характеристику преобразователя при горизонтальном управлении (1а); при вертикальном управлении с накоплением сигнала (1б) входной преобразователь формирует код, который записывается в счетчик в моменты естественной коммутации;

IIг — ограничение углов управления интервалом $\alpha_{\min} - \alpha_{\max}$ для исключения срывов работы преобразователя при инверторном опрокидывании либо при смещении моментов естественного отпирания за счет несимметрии питающей сети.

Входной преобразователь кодов может быть реализован либо в виде комбинационной логической схемы, преобразующей множество входных слов в множество выходных, либо в виде постоянного или программируемого запоминающего устройства, которое при обращении к нему по определенному адресу (входное слово) выдает соответствующее выходное слово. Нелинейные преобразо-

вания управляющих сигналов в ЦСУ осуществляются, как правило, значительно проще, чем в аналого-импульсных системах, что позволяет значительно расширить функциональные возможности систем управления и качество управления.

Так же, как и входной преобразователь кодов, цифровая схема сравнения определяет многие важные свойства системы управления. Возможны три типа реализации ЦСС.

IVa — ЦСС типа порогового устройства (или нуль-органа) фиксирует запись в счетчике определенного числа, например, полное заполнение счетчика. Такая цифровая схема выполняется на конъюнкторе и применяется в системах управления Ia и Ib.

IVб — ЦСС, фиксирующая равенство опорного кода K_0 (со значениями составляющих кодового слова $A_1A_2A_3 \dots A_N$) и преобразованного управляющего кода K_n (кодовое слово $B_1B_2B_3 \dots B_N$). Равенство кодов имеет место при совпадении кодов в каждом из разрядов. Цифровая схема сравнения реализует логическую функцию:

$$S = (A_1B_1 + \bar{A}_1\bar{B}_1)(A_2B_2 + \bar{A}_2\bar{B}_2) \dots (A_NB_N + \bar{A}_N\bar{B}_N). \quad (2)$$

Недостатком этого типа ЦСС является возможность срыва работы преобразователя в случае, если при изменении управляющего кода скачком будет пропущено состояние $K_0 = K_n$.

IVв — ЦСС, фиксирующая неравенство $K_0 \leq K_n$, лишена указанного недостатка ЦСС типа IVб. Схема сравнения IVв реализуется на N -разрядном сумматоре, на вход которого подаются преобразованный управляющий код $K_n(B_1B_2B_3 \dots B_N)$ и код $K'_0(\bar{A}_1\bar{A}_2\bar{A}_3 \dots \bar{A}_N)$, инверсный к опорному. На вход младшего разряда подаются сигналы $\bar{A}_1\bar{B}_1$ и логическая единица. Введение в число слагаемых логической единицы приводит к тому, что при $K_n = K_0$ формируется логическая функция переноса единицы в $(N+1)$ -й разряд P_N . Логическая функция, реализуемая ЦСС, сводится к выражению

$$S = P_N = \bar{A}_NB_N + P_{N-1}(\bar{A}_N + B_N), \quad (3)$$

где P_i — логическая функция переноса единицы в $(i+1)$ -й разряд;

$$P_i = \bar{A}_iB_i + P_{i-1}(\bar{A}_i + B_i);$$

$$P_1 = \bar{A}_1B_1 + \bar{A}_1 + B_1.$$

Аппаратурные затраты для создания ЦСС типов IVб и IVв примерно одинаковы, последняя ЦСС может быть реализована также в схемах последовательного типа с последовательным опросом разрядов, начиная со старшего.

Распределитель выполняет функцию распределения управляющих импульсов, вырабатываемых ЦСС, по каналам управления. Распределители подразделяются на два типа.

Va — автономные распределители, работа которых непосредственно не синхронизируется питающей сетью. Подобные распределители могут быть построены на основе счетчика и дешифратора. В системе Ib положение распределителя определяет выборку преобразованного управляющего кода, при срабатывании ЦСС происходит переключение распределителя и одновременно переключение

кода K_n на входе ЦСС. Достоинством автономных распределителей является простота схемной реализации и надежность, обусловленная отсутствием эффекта состязаний.

Vб — синхронные распределители, производящие выборку канала, в который направляется управляющий импульс, в зависимости от текущего значения фазы питающей сети. Они представляют собой комбинационное устройство, на входы которого подаются прямоугольные импульсы, начало и конец которых совпадают с моментами естественной коммутации i -го и $(i+1)$ -го вентиля, а также импульсы с выхода ЦСС. При разработке синхронных распределителей определенную сложность представляет обеспечение надежной работы устройства при формировании управляющих импульсов вблизи моментов естественной коммутации, а также исключение ложных срабатываний счетчика за счет эффекта состязаний. Распределители указанного типа применяют в системах IIв и IIг.

При создании ЦСУ реверсивными преобразователями и непосредственными преобразователями частоты с раздельным управлением возможна реализация системы, в которой управляющие импульсы для обоих комплектов вырабатываются одним фазосмещающим устройством. Цифровая система управления обеспечивает большие возможности, чем аналого-импульсная.

Рассмотрим реализацию ЦСУ типа Ib-IIг-IIIб-IVб-Vб. Для определенности положим, что $qm=6$, управляющий код принимает 24 значения каждой полярности, при этом шаг дискретизации угла управления составляет $3,75^\circ$. Система управления выполнена на элементах И-ИЛИ-НЕ, И-НЕ и Т-триггерах.

Принципиальная схема фазосмещающего устройства приведена на рис. 3. На элементах 7—10 выполнен счетчик, переключатель кодов реализован на элементах 15—22, входной преобразователь кодов — на элементах 1—6, цифровая схема сравнения — на элементах 23—36. Временные диаграммы приведены на рис. 4 (дискретизация сигналов на рисунке не показана).

При положительном управляющем коде (его полярность задается сигналом на выходе триггера знака Z) угол управления $\alpha \in (0 - \pi/2)$; при отрицательном управляющем коде угол $\alpha \in (\pi/2 - \pi)$. С помощью входного преобразователя кодов управляющий код $K_y(U_1U_2U_3 \dots U_N)$ преобразуется в код $K_n(B_1B_2B_3 \dots B_N)$ таким образом, чтобы старший разряд K_n однозначно определял номер зоны ($L=1$ при $B_5Z=1$, $L=2$ при $B_5=0$, $L=3$ при $B_5Z=1$). Это осуществляется при

$$K_n = |K_y| + D/2 \quad (4)$$

и входной преобразователь кодов реализует выражения:

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= U_1; & B_2 &= U_2; & B_3 &= U_3; \\ B_4 &= \bar{U}_4; & B_5 &= U_4 + U_5. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Преобразованный управляющий код K_n разделяется на две составляющие аналогично (1). Младшие разряды $K_n(B_1B_2B_3B_4)$, поступающие на вход ЦСС, обозначим K'_n . На рис. 4а приведена временная диаграмма управляющего кода K_y , на рис. 4б — диаграмма кода K'_n , на рис. 4в — сигнал на триггере знака Z . Для наглядности на рис. 4 показано изменение K_y по синусоидальному закону.

На рис. 4а приведена также система линейно-изменяющихся сигналов K_{mi} . При равенстве K_{mi} и K_y выдается команда S на выработку управляющего импульса. В ЦСУ, представленной на рис. 3, формируется только один опорный сигнал K_0 (сигналы на разрядах счетчика 7—10). При положительном управляющем коде ($Z=1$) через переключатель кодов на ЦСС подается прямой опорный код $K_0(A_1A_2A_3A_4)$. При отрицательном управляющем коде ($Z=0$) — обратный опорный код $K'_0(\bar{A}_1\bar{A}_2\bar{A}_3\bar{A}_4)$. Коды K_0 и K'_0 приведены на

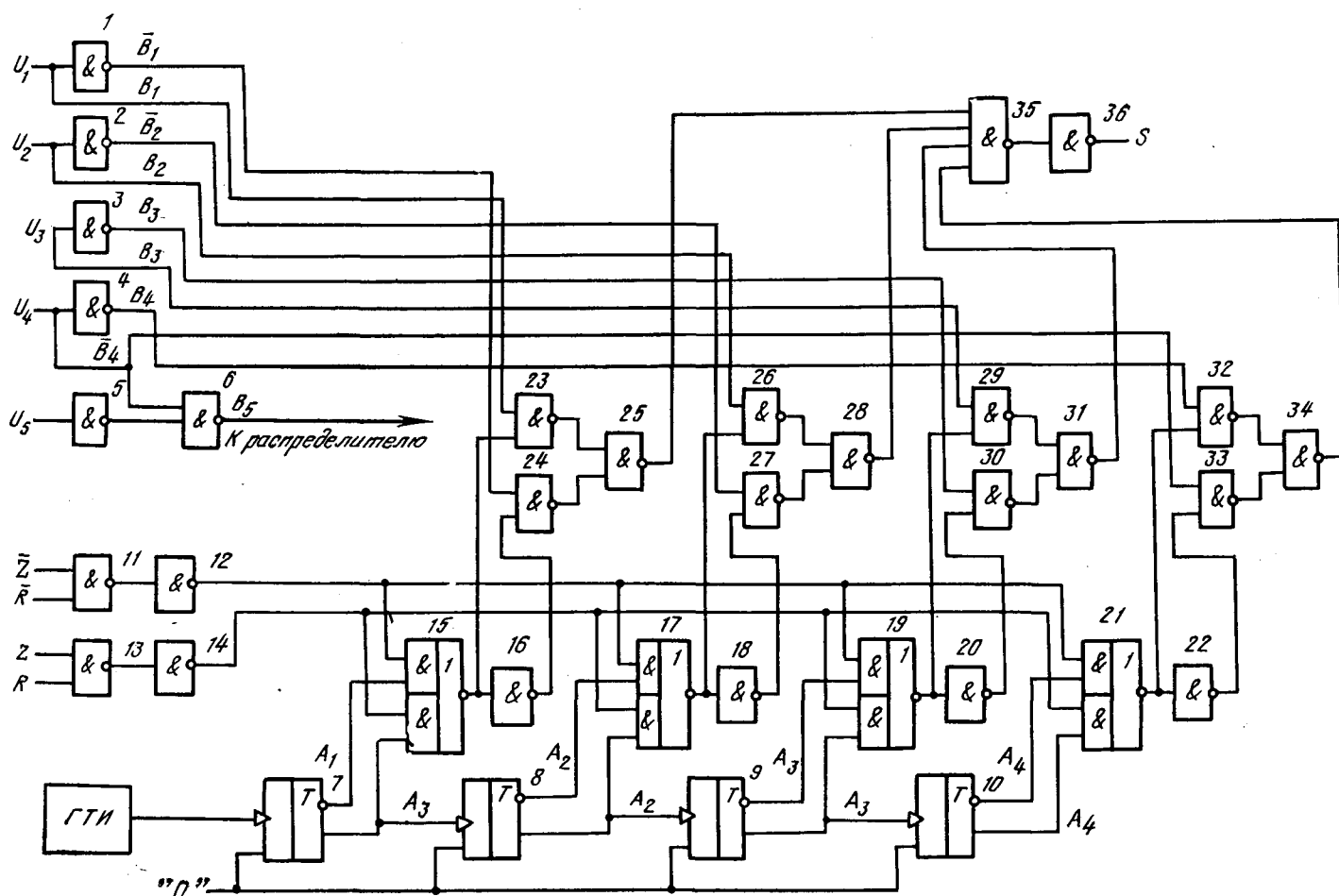


Рис. 3. Схема фазосмещающего узла цифровой системы управления.

рис. 4,б. Выработка команд S осуществляется в моменты $K'_n = K_o$ или $K'_n = K'_o$, которые соответствуют равенству $K_y = K_{mi}$ (см. рис. 4,а).

При принятом условии $2^N = 16$ счетчик выполняется бинарным и содержит четыре разряда. Выборку опорных кодов производит переключатель кодов (элементы 15—22). Была рассмотрена работа вентильного комплекта, формирующего положительную полярность выходного тока (логический сигнал на выходе устройства раздельного управления $R=1$). При работе второго вентильного комплекта ($R=0$) опорное напряжение должно быть заменено на обратное: при $Z=1$ используется код K'_o , при $Z=0$ — код K_o . Таким образом, функционирование переключателя кодов описывается выражениями:

$$\left. \begin{aligned} A'_1 &= A_1 R Z + \bar{A}_1 \bar{R} \bar{Z}; \\ A'_2 &= A_2 R Z + \bar{A}_2 \bar{R} \bar{Z}; \\ &\dots \dots \dots \\ A'_N &= A_N R Z + \bar{A}_N \bar{R} \bar{Z}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Рассмотрим структуру распределителя. Синхронный распределитель получает информацию о фазе питающей сети. Эта информация поступает в виде импульсов F_i длительностью 60° , начало которых совпадает с моментом естественной коммутации i -го вентиля. В зависимости от значения старших разрядов кода K_n и сигналов F_i управляющий импульс поступает на i -е вентили первого и второго вентильных комплектов:

$$\left. \begin{aligned} W_i &= R S (F_i B_s Z + F_{i-1} \bar{B}_s + F_{i-2} B_s \bar{Z}); \\ W'_i &= \bar{R} S (F_i B_s Z + F_{i-1} \bar{B}_s + F_{i-2} B_s \bar{Z}). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

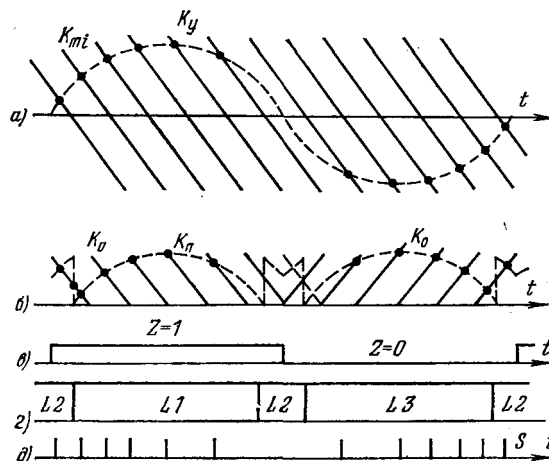


Рис. 4. Временные диаграммы к схеме рис. 3.

Уравнение (7) описывает лишь наиболее общий принцип распределения импульсов, структура распределителя значительно сложнее, что связано как с формированием дублирующих импульсов на вентили мостовых комплектов, так и с необходимостью принятия мер по исключению эффекта состязаний.

Синхронные распределители позволяют непосредственно переводить управляющие импульсы с одного вентильного комплекта на другой в соответствии с (7). В автономных распределителях при переключении вентильных комплектов необходимо производить перевод распределителя в новое состояние принудительно: автономные распределители переключаются в циклическом порядке, при переключении вентильных комплектов циклический порядок распределения импульсов нарушается, поэтому при срабатывании устройства раздельного управления следует осуществить переключение распределителя в обратном порядке, вплоть до формирования управляющего импульса на вентили вступившего в работу комплекта. Такое переключение может производиться при подаче на распределитель импульсов внешнего источника высокой частоты. Указанные свойства распределителей типов Va и Vб важны при создании ЦСУ для преобразователей с раздельным управлением вентильными комплектами.

Синхронизация ЦСУ напряжением питающей сети имеет ряд особенностей. Системы управления типов Ia и Ib нуждаются в установке счетчиков в начальное состояние при каждом такте работы ЦСУ (тип VIa). Системы управления типа Ib не нуждаются в многократной синхронизации за период сети. В таком случае при $K_y = \text{const}$ ЦСУ формируют управляющие импульсы с фиксированным сдвигом между ними, равным $2\pi/qr$, независимо от симметрии сети. Как показывает гармонический анализ, несимметрия сети оказывает при этом минимальное влияние на гармонический состав выходного напряжения преобразователя. В аналого-импульсных преобразователях этим качеством обладает только система, рассмотренная в [Л. 7].

С другой стороны, синхронизация частоты ГТИ и сети в ЦСУ представляет ряд трудностей, особенно в системах, где частота сети меняется в широких пределах. Точность задания угла управления в ЦСУ определяется стабильностью фазового содержания периода повторения ГТИ, поэтому подстройка ГТИ по частоте сети является определяющим фактором в работе ЦСУ. При астатической автоподстройке частоты ГТИ стабильность углов управления в ЦСУ очень велика, уменьшение числа синхронизаций с сетью и статистическая обработка моментов синхронизации [Л. 9] определяют преимущества ЦСУ при работе от сети с гармоническими искажениями и несимметрией напряжения.

Введенные выше классификационные критерии I—VI позволяют не только описать аппаратную реализацию ЦСУ, но и определить основные свойства систем управления. Проведенный анализ позволяет правильно выбрать тип системы управления в соответствии с конкретными требованиями к вентильному преобразователю. Критерии I—VI применимы и к системам управления на основе программируемых автоматов, при создании которых возникают вопросы выбора принципа фазосмещения, разделения во времени при управлении многоканальным преобразователем, осуществления нелинейных преобразований и сравнения кодов, распределения импульсов по каналам управления и синхронизации работы ЦСУ с питающей сетью. В этом случае рассмотренные способы управления определяют не аппаратную, а алгоритмическую реализацию автомата, причем оба способа реализации могут быть формально связаны между собой.

Современное состояние микроэлектроники позволяет выполнять ЦСУ при приемлемых аппаратных затратах; эти системы не только воспроизводят главные достоинства аналого-импульсных систем, но и обладают рядом преимуществ, что обуславливает наличие широкого круга случаев, когда применение ЦСУ оправдано по технико-экономическим показателям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями. — М.: Энергия, 1975. — 264 с.
2. Цифровые системы управления электроприводами/ А. А. Батоврин, П. Г. Дашевский, В. Р. Лебедев и др. — Л.: Энергия, 1977. — 256 с.
3. А. с. № 374691 (СССР). Цифровое устройство управления многофазным преобразователем частоты с непосредственной связью/ С. Г. Обухов, В. А. Бизиков. Опубл. в Б. И., 1973, № 15.
4. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969. — 400 с.
5. Бизиков В. А., Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е. Одноканальные системы управления вентильными преобразователями. — Электротехника, 1978, № 3, с. 40—43.
6. А. с. № 630718 (СССР). Способ формирования управляющих импульсов/ А. К. Жук, В. М. Рябенский. Опубл. в Б. И., 1978, № 40.
7. А. с. № 547963 (СССР). Устройство для управления m -фазным преобразователем/ В. А. Бизиков, Е. Е. Чаплыгин. Опубл. в Б. И., 1977, № 7.
8. А. с. № 191681 (СССР). Способ дискретного управления сетками вентилей/ Э. Г. Баранова, В. П. Вчерашний, Б. М. Гуткин и др. Опубл. в Б. И., 1967, № 4.
9. Вчерашний В. П. Повышение точности устройства импульсно-фазового управления. — ЭП. Преобразовательная техника, 1978, № 3 (98), с. 13—15.

[18.09.79]



Способ идентификации асинхронной машины по экспериментальным данным ее динамического режима

РОГОЗИН Г. Г., канд. техн. наук, ПЯТЛИНА Н. Г., инж.

Донецк

Актуальность разработки методик идентификации следует из недостатков существующей практики использования эквивалентных схем замещения, синтезируемых по круговым диаграммам асинхронных машин, отражающим зависимость вектора тока статора от частоты токов в роторе в установившихся режимах, к расчету динамических режимов. При этом неизбежно возникновение ошибок, связанных с неточным учетом изменения насыщения путей магнитных потоков при больших ускорениях ротора и постоянных времени обмоток машины или существенных отклонениях напряжения на ее выводах при переходном процессе. К очевидным ошибкам приводит также использование в качестве исходных данных схем замещения, построенных по ненасыщенным частотным характеристикам проводимости машины со стороны обмотки статора.

Определение экспериментальной совокупности электромагнитных параметров в одной из адекватных форм ее представления (токовая диаграмма, переходная функция проводимости или сопротивления, схема замещения) идентифицирующей асинхронную машину в соответствующем динамическом режиме, позволит благодаря косвенному учету указанных факторов отказаться от усложнения уравнений линейной модели. На важность надлежащего выбора параметров схемы замещения при расчете ряда переходных процессов указывалось в [1, 2]. Выбор режима — аналога подлежащего расчету динамического режима должен основываться на тождественном проявлении нелинейных факторов при сравнительном анализе физических процессов в сопоставляемых режимах.

Рассматриваемый в статье метод идентификации алгоритмически основан на решении комплексно-операторного уравнения электромагнитного состояния асинхронной машины относительно потокоцеплений и оптимизационном поиске оригинала спектрального отображения совокупности электромагнитных характеристик, эквивалентно учитывающих нелинейные условия протекания динамического режима.

Частотные характеристики электрической машины переменного тока, для которой характерно проявление нелинейного эффекта вытеснения тока в конструктивных элементах ротора, могут быть приближенно представлены конечной суммой элементарных кругов. Распространяя этот принцип на поставленную задачу определения эквивалентной спектральной характеристики нелинейной системы (токовой диаграммы), представим отображение ее переходных функций сопротивления $x(t)$ и проводимости $y(t)$ в следующей форме (здесь и далее используются записи в системе относительных единиц):

$$x(js) = x_{\infty} - \sum_{k=1}^m x_k \frac{js}{js + \alpha_k}; \quad (1)$$

$$y(js) = y_{\infty} + \sum_{k=1}^m y_k \frac{js}{js + \beta_k}, \quad (2)$$

где x_{∞} , y_{∞} — индуктивные сопротивления и проводимость асинхронной машины при τ_{\max} — координате времени, соответствующей достижению установившихся механических и электромагнитных параметров динамического режима; x_k , y_k , α_k , β_k — диаметры окружностей и критические скольжения k -х частотных характеристик сопротивлений и проводимостей; m — количество экспонент, аппроксимирующих эквивалентные переходные функции.

Связь между (1) и (2) выражается соотношением

$$x(js) = y^{-1}(js).$$

В соответствии с интегралом Дюамеля для составляющих потокоцеплений в системе произвольно направленных, взаимно перпендикулярных, жестко связанных с ротором асинхронной машины осях d , q , имеем

$$\Psi_{d(q)}(t) = \int_0^t i'_{d(q)}(\tau) x_{d(q)}(t - \tau) d\tau, \quad (3)$$

где $i'_{d(q)}(\tau) d\tau$ — приращение тока по оси $d(q)$ на бесконечно малом интервале времени; $x_{d(q)}(t)$ — эквивалентная переходная функция сопротивления машины по оси $d(q)$.

В связи с симметрией многофазного ротора асинхронной машины $x_d(t) = x_q(t)$. Подвергнув (1) обратному преобразованию Фурье, получим

$$x(t) = F^{-1}[x](js) = x_{\infty} - \sum_{k=1}^m x_k e^{-\alpha_k t}. \quad (4)$$

Для определения параметров экспоненциального ряда (4), аппроксимирующего спектр (1) во временной области функцией $x(t)$, воспользуемся приемом линейного программирования, основанном на минимизации среднеквадратичного отклонения прогнозируемой реакции $\Psi(t)$ от значения потокоцепления $\Psi_{\text{оп}}(t)$, соответствующего регистрируемым в опыте изменениям тока, напряжения и частоты вращения ротора машины ω_r .

Для диапазона времени протекания переходного процесса от нуля до значения τ_{\max} , имеем следующее выражение для критерия качества

$$J_{\psi} = \min \int_0^{\tau_{\max}} [\Psi_{\text{оп}}(t) - \Psi_{\text{расч}}(t)]^2 dt, \quad (5)$$

где $\Psi_{\text{расч}}(t)$ — расчетная характеристика потокоцепления, определяемая по (3).

В численной форме

$$J_{\psi} = \min \sum_{l=1}^h \left\{ \Psi_{\text{оп}}(t_l) - \sum_{n=1}^l \Delta i(t_n) \left[x_{\infty} - \sum_{k=1}^m x_k e^{-\alpha_k (t_l - t_n)} \right] \right\}^2, \quad (6)$$

где l — порядковый номер момента времени, для которого известны значения токов и потокоцеплений при переходном процессе; h — порядковый номер момента времени, для которого $t = \tau_{\max}$.

Количество экспонент m в (6) принимается исходя из конструктивных особенностей обмотки ротора и характера динамического режима. При наличии сложной формы стержней ротора количество контуров не должно быть менее двух. Для идентификации динамических режимов, характеризующихся значительными ускорениями в условиях изменения насыщения путей магнитных потоков, может потребоваться большее количество экспонент эквивалентной переходной функции.

Если воспользоваться квадратичной формой сравнения экспериментальной и прогнозируемой кривых тока статора, то

$$J_i = \min \sum_{l=1}^h \left[i_{\text{оп}}(t_l) - \int_0^{t_l} \Psi'(\tau) y(t_l - \tau) d\tau \right]^2, \quad (7)$$

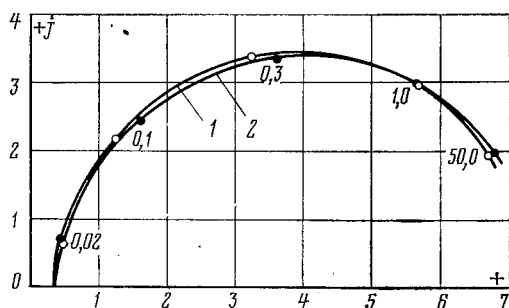


Рис. 1. Токовые диаграммы асинхронного двигателя А051-4. 1 — по опытным значениям тока в установившихся режимах; 2 — по результатам идентификации машины в динамическом режиме.

где $y(t)$ — временная функция проводимости, соответствующая спектральному выражению (2),

$$y(t) = y_{\infty} + \sum_{k=1}^m y_k e^{-\beta_k t} \quad (8)$$

Использование функционалов (6) и (7), содержащих векторы искоемых электромагнитных параметров x_k , α_k и y_k , β_k в качестве оценочных критериев процедуры оптимизации представляется совершенно равноценным.

Временные характеристики потокоцеплений при переходном процессе $\Psi_{\text{оп}}(t)$, используемые в (5), рассчитываются по данным эксперимента путем решения системы дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_d}{dt} &= u_d + \Psi_q \omega_r - i_d r_s; \\ \frac{d\Psi_q}{dt} &= u_q - \Psi_d \omega_r - i_q r_s. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Приведенной системе уравнений соответствует комплексно-операторное уравнение электромагнитного состояния машины переменного тока [Л. 3]

$$\dot{\Psi}_s = r_s i_s + (p + j\omega_r) \Psi_s, \quad (10)$$

где r_s — активное сопротивление обмотки статора.

Значения комплексов, представленных в (10) в собственных осях машины:

$$\dot{\Psi}_s = u_d + j u_q; \quad \Psi_s = \Psi_d + j \Psi_q; \quad i_s = i_d + j i_q.$$

Временные функции напряжений в (9), приведенные к условной для асинхронной машины системе осей d, q определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= u_a \cos(\omega_r t + \gamma_0) + u_\beta \sin(\omega_r t + \gamma_0); \\ u_q &= -u_a \sin(\omega_r t + \gamma_0) + u_\beta \cos(\omega_r t + \gamma_0), \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где u_a, u_β — временные функции напряжения в неподвижных осях; γ_0 — начальный угол между осью d и осью фазы А статора. Для асинхронных машин, имеющих симметричный ротор, значение γ_0 может быть принято произвольным. Полагая далее $\gamma_0 = 0$.

Временные характеристики токов i_d, i_q определяются аналогично.

Переход от переменных в осях A, B, C , измеренных непосредственно по осциллограмме, к переменным α, β двухфазной машины осуществляется по известным соотношениям.

Для решения системы уравнений (9) применялся метод Рунге—Кутты четвертого порядка, а для поиска эквивалентных электромагнитных параметров по (6) — градиентный метод с использованием процедуры Гаусса — Ньютона [Л. 4]. Для уменьшения критерия ошибки в алгоритм расчета вводилась некоторая изменяющаяся на каждом шаге константа, что приводит к быстроходящейся вычислительной схеме. Положительные результаты процесса минимизации могут быть получены путем выбора начального приближения параметров экспоненциального ряда (4) с помощью каталожных данных машины, позволяющих определить векторы круговой диаграммы при $s=0$, $s=s_{\text{ном}}$ и $s=1$. Искомые начальные при-

ближения параметров рассчитываются путем реализации соотношения

$$x(t) = Ca^{-1}[x(p)].$$

Операторное выражение входного сопротивления $x(p)$ определяется по результатам синтеза схемы замещения, соответствующей комплексам тока для указанных скольжений асинхронного двигателя.

Токовая диаграмма асинхронной машины рассчитывается по соотношению

$$y_s(j\omega) = \frac{j}{r_s + jx(j\omega)}. \quad (12)$$

Спектральная характеристика эквивалентного сопротивления машины $x(j\omega)$ определяется в соответствии с выражением (1). При этом используются значения параметров, идентифицирующих машину на основе критерия (5).

Предлагаемая методика использовалась для идентификации асинхронного двигателя А051—4 (4,5 кВт; 380 В; 8,9 А) в режиме включения в сеть на выбеге с погашенным полем при $s_0 = 0,107$. Возникающий при этом переходный процесс характеризуется протеканием аperiodической составляющей тока при скольжениях менее критического.

Используемые для расчета токовой диаграммы исходные данные: кривые изменения фазных токов в обмотке статора и линейных напряжений — регистрировались светолучевым осциллографом. Изменение частоты вращения ротора машины записывалось с помощью индукционного преобразовательного устройства, формирующего 24 дискретных импульса за один оборот ротора. Полученная характеристика изменения частоты вращения до синхронного значения (через 0,056 с после подключения к сети) аппроксимировалась аналитическим выражением, используемым для расчета значений частоты вращения в моменты времени измерения тока и напряжения по осциллограмме переходного процесса. Замеры по осциллограмме производились от базовой линии при отклонениях измеряемых величин в пределах от нуля до 100 мм. Предельные значения абсолютных ошибок при этом не превышали 0,15 мм. Величина шага дискретизации исходных данных составляла 0,001 с. Время наблюдения переходного процесса принималось равным 0,07 с, что примерно в три раза больше постоянной времени экспоненты начального приближения эквивалентной переходной функции проводимости

$$y(t) = Ca^{-1} \left[\frac{1}{x(p)} \right],$$

имеющей наибольшее начальное значение. Неодновременность включений фаз коммутационным аппаратом практически отсутствовала (менее $0,5 \cdot 10^{-4}$ с). Изменение напряжения при переходном процессе не превышало 3%. Затраты времени на получение решения в рассматриваемом опыте включения в сеть выбегающего двигателя составили для ЦВМ «Минск-22» восемь минут.

Полученные по результатам идентификации рассматриваемым способом параметры экспонент ($x_1 = 2,49$; $\alpha_1 = 0,0095$; $x_2 = 0,037$; $\alpha_2 = 0,28$), аппроксимирующих эквивалентную переходную функцию сопротивления использовались для построения экспериментальной токовой диаграммы (рис. 1, кривая 2). Последняя сопоставлялась с совокупностью векторов установившихся режимов (кривая 1), построенных в соответствии с [Л. 5] по опытным комплексам, измеренным на холостом ходу ($i_{s0} = 0,376$), в режиме нагрузки ($i_s = 0,018 = 0,45 + j0,57$) и при питании трехфазным номинальным напряжением заторможенного двигателя ($i_{s1} = 5,62 + j2,99$). Как следует из рис. 1, сравниваемые характеристики имеют близкую конфигурацию при некотором смещении шкалы частот тока в роторе в диапазоне от 0,05 до 0,6 отн. ед. Наибольшее различие характеристик (при $s=0,1$) достигает 14,2% по мнимой и 24,8% по действительной осям.

Для расчета переходных процессов на основе полученных совокупностей электромагнитных параметров производился переход от частотной формы их представления к эквивалентным схемам замещения. Синтез последних выполнялся по [Л. 6] с использованием векторов токовых диаграмм (рис. 1) при $s=0$; $s=0,02$ и $s=1$. Совокупности векторов входных проводимостей полученных схем замещения во всем диапазоне скольжений практически совпали с векторами исходных токовых диаграмм.

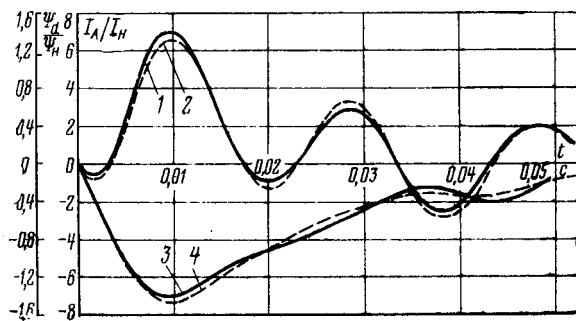


Рис. 2. Изменение тока (кривые 1 и 2) и потокоцепления обмотки статора (кривые 3 и 4) при включении в сеть двигателя А051-4 ($s_0=0,107$).

1, 3 — опыт; 2, 4 — расчет по данным идентификации машины.

Для принятых в обоих случаях равных значений активного и индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора ($r_s = 0,039$; $x_s = 0,08$) и индуктивности ветви намагничивания ($x_\mu = 2,58$) были получены следующие значения параметров двухконтурных схем замещения ротора: при использовании данных круговой диаграммы (кривая 1) — $r_1 = 0,104$; $x_{\sigma 1} = 2,25$; $r_2 = 0,038$; $x_{\sigma 2} = 0,061$; при использовании результатов идентификации машины в динамическом режиме (кривая 2) — $r_1 = 0,05$; $x_{\sigma 1} = 0,297$; $r_2 = 0,052$; $x_{\sigma 2} = 0,07$.

На рис. 2 показаны изменения экспериментального (кривая 1) и расчетного (кривая 2) значений тока одной из фаз обмотки статора. Там же приведены опытная характеристика изменения потокоцепления при переходном процессе (кривая 3) и расчетная характеристика (кривая 4), соответствующая эквивалентной переходной функции. Расчет переходного процесса производился по приведенным значениям параметров синтезированной схемы замещения по уравнениям (9), дополненным дифференциальными уравнениями роторных контуров

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{1d}(q)}{dt} + r_{1d}(q)i_{1d}(q) &= 0; \\ \frac{d\Psi_{2d}(q)}{dt} + r_{2d}(q)i_{2d}(q) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

и известными выражениями для потокоцеплений $\Psi_{1d}(q)$, $\Psi_{2d}(q)$.

Несовпадения наибольших амплитуд тока в начальной стадии переходного процесса для приведенной и двух других фаз статора не превышают 5,6%. Различие между опытным и расчетным значениями амплитуд потокоцеплений обмотки статора составляет 3,6%. Установившиеся значения параметров переходного процесса, определяемые расчетным путем, совпадают с экспериментальными данными, что обуславливается выбором x_∞ в (6), соответствующим току холостого хода ненагруженного двигателя.

Проверка полученных результатов идентификации производилась на примере сопоставления данных испытаний при внезапном трехфазном коротком замыкании на выводах выбегающего после отключения от сети ненагруженного двигателя и расчетов этого режима. Последние производились с использованием параметров схем замещения, полученных по данным идентификации предлагаемым способом и по методике [Л. 5]. Рассматриваемый режим близок к режиму включения в сеть выбегающего ненагруженного двигателя по интенсивности возмущения и динамике электромеханического переходного процесса. Максимальные ускорения в обоих опы-

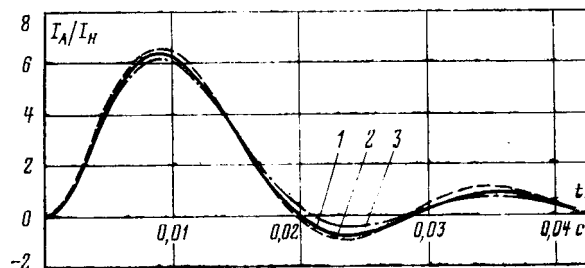


Рис. 3. Изменение тока статора при трехфазном коротком замыкании и выбеге двигателя А051-4 ($s_0=0,008$) после отключения его от сети.

1 — опыт; 2 — расчет по данным идентификации машины; 3 — расчет по исходным данным, полученным по методике [Л. 5].

тах отличаются на 34,7%, а напряжение источника питания и э. д. с. двигателя при коротком замыкании — на 15,6%.

Как следует из рис. 3, несовпадение наибольшей амплитуды тока одной из фаз в опыте (кривая 1) с расчетными данными, полученными с использованием результатов идентификации режима включения в сеть (кривая 2) и по методике [Л. 5] (кривая 3), составляет 1,7 и 2,5% соответственно. Погрешности расчета амплитуд токов для двух других фаз двигателя также не превышают 2,5%.

Несовпадение между амплитудами расчетных значений по кривым 2 и 3 на 4,2%, при практически совпадающих комплексных значениях токовых диаграмм при $s \rightarrow \infty$, объясняется различием критических скольжений (рис. 2). Бóльшее значение критического скольжения токовой диаграммы, полученной по [Л. 5], отражает более быстрое затухание переходных токов в обмотке статора при коротком замыкании.

В заключение отметим, что рассматриваемый метод может быть также использован для расчета круговой диаграммы по данным пуска асинхронной машины с малым ускорением и для расчета (по данным испытаний некоторых специальных режимов) электромагнитических характеристик, например, электромагнитного момента, измерение которых требует сложной аппаратуры. Облегчение обработки опытных осциллограмм и снижение погрешности идентификации асинхронной машины может быть достигнуто при использовании устройств аналого-цифрового преобразования параметров режима в процессе испытаний. Наличие указанных устройств позволит также использовать предлагаемый метод для определения параметров схемы замещения асинхронной машины в квазилинейных условиях протекания переходного процесса, обусловленного малыми возмущениями ее рабочего режима, по величинам напряжения или момента на валу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе/ Соколов М. М., Петров Л. П., Масандилов Л. Б., Ладензон В. А. — М.: Энергия, 1967.
2. Петров И. И., Мейстель А. М. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. — М.: Энергия, 1968.
3. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М., Л.: Изд. АН СССР, 1962.
4. Спиди К., Браун Р., Гудвин Дж. Теория управления. — М.: Мир, 1973.
5. Микляев М. С. Метод определения переходной проводимости машин переменного тока. — Электричество, 1969, № 4.
6. Rogozin G. G., Larin A. M. Расчет параметров эквивалентных роторных контуров синхронных машин по их экспериментальным частотным характеристикам. — Электричество, 1974, № 6.

[09.06.80]



УДК 551.594.221.001.5

Поражение молнией высоких объектов

АЛИЗАДЕ А. А., МУСАЕВ Р. К.

Баку

Используя физико-географические условия Закавказья, в АзНИИ энергетики с 1971 по 1979 гг. проводились исследования поражения молнией объектов различной высоты. В задачу исследований входило определение влияния высоты объекта и высоты местности на поражаемость, а также влияние высоты местности на амплитуду и крутизну нарастания тока прямого удара молнии.

Контролируемые объекты (около 150), представляющие собой радиотелевизионные вышки и отдельно стоящие молниеотводы, имели высоту от 25 до 220 м и были расположены на высоте от 0 до 2000 м над уровнем моря. На каждом объекте устанавливался комплект магнореистраторов для совместного измерения амплитуды тока молнии, а также счетчики прямых ударов молнии.

Вблизи четырех радиотелевизионных вышек были установлены автоматические фоторегистраторы, позволяющие фотографировать прямые удары как в радиотелевизионные вышки, так и на землю в окрестности. С 1973 года на территории Азербайджана в районе установки радиотелевизионных вышек (в 17 пунктах) на различных высотах над уровнем моря с помощью счетчиков разрядов молнии радиусом действия 15 км проводились наблюдения за частотой числа разрядов молнии.

Все исследуемые объекты были разделены на группы по высоте расположения над уровнем моря (см. таблицу).

Полученные результаты приводились к грозовой деятельности 35 грозовых дней и к усредненной высоте объектов. При оценке удельной поражаемости объектов необходимо, чтобы данные пересчитывались к какой-либо определенной высоте объектов, так как даже в каждой из подгрупп (см. табл.) из-за наличия объектов разной высоты могут быть погрешности. При усреднении высот объектов исходили из

условия, что поражаемость объекта пропорциональна nh^2 , где n — интенсивность грозовой деятельности (число грозовых дней), h — высота контролируемого объекта.

Учитывая, что показатели для объектов, расположенных в местах с низкой интенсивностью грозовой деятельности, несущественно влияют на усреднение высот объектов в грозовых районах, получим

$$h_{cp} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{35} n_i h_i^2}{\sum_{i=1}^{35} n_i}} \quad (1)$$

Здесь h_i — высота i -го объекта; n_i — интенсивность грозовой деятельности в районе расположения i -го объекта, 35 — число грозовых дней, взятое за базисное.

За время наблюдения было зарегистрировано 416 прямых ударов молнии в объекты разной высоты, находящиеся в районах с различной грозовой деятельностью. Поражаемость в каждой подгруппе пересчитывалась по формуле:

$$N = \sum_j N_j \frac{35}{n_j} \frac{h_j^2}{h_i^2} \quad (2)$$

где N_j — поражаемость i -го объекта подгруппы с высотой h_j , расположенного в местности с n_j грозовыми днями.

Приведение числа объектов на число лет наблюдений M

$$T = M \sum_i \frac{h_i^2}{h_{cp}^2} \frac{n_i}{35} \quad (3)$$

Удельная поражаемость объекта

$$N_1 = \frac{N}{T} \quad (4)$$

Методом математической статистики (распределение Пуассона) была произведена статистическая оценка вероятности поражения объекта в доверительном интервале с вероятностью $P=0,95$ (см. табл.).

Анализ данных, приведенных в таблице, показывает, что с увеличением высоты объекта и высоты местности над уровнем моря до 1500 м удельная поражаемость объектов увеличивается, что можно объяснить тем, что в горных условиях даже с объектов небольшой высоты могут развиваться восходящие разряды. Уменьшение удельной поражаемости на высоте 1500—2000 м связано с уменьшением грозовой деятельности на этой высоте.

Инструментальные наблюдения показали, что существует повышенное число разрядов на 1 км² при одном грозодне на высотах 0—500 м и 1000—1500 м над уровнем моря.

При подсчете числа ударов предполагалось, что одиночный объект притягивает разряды молнии с площади круга радиусом $R_{экв}$, равным $(3+3,5)h$, где h — высота объекта. Результаты обработки фактических данных поражаемости одиночных объектов, расположенных на высотах 0—500 и 1000—1500 м над уровнем моря, показали, что для местности,

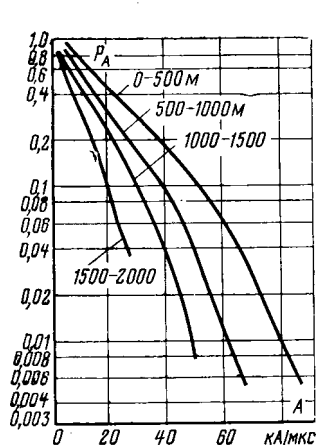


Рис. 1. Кривые вероятностей P_A токов молнии с амплитудой, превышающей величину I .

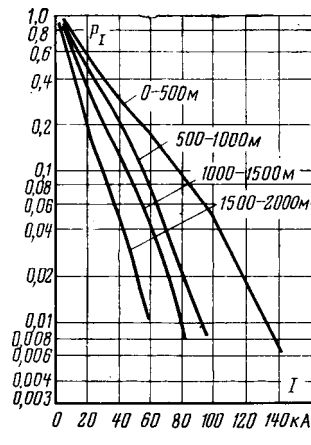


Рис. 2. Кривые вероятностей P_A тока молнии с крутизной фронта, превышающей величину A .

Удельное число поражений молнией объектов различной высоты в зависимости от высоты местности над уровнем моря при 35 грозовых днях в год

Высота объекта, м	0—500 м			500—1000 м			1000—1500 м			1500—2000 м		
	h_{cp} , м	N_1	$P=0,95$	h_{cp} , м	N_1	$P=0,95$	h_{cp} , м	N_1	$P=0,95$	h_{cp} , м	N_1	$P=0,95$
25—30	27	0	—	29	0,05	0,01÷0,09	25	0,2	0,1÷0,27	25	0,04	0÷0,075
31—50	41	0,1	0,04÷0,15	41	0,12	0,04÷0,2	39	0,4	0,26÷0,5	37	0,12	0,04÷0,19
51—75	64	0,15	0,06÷0,22	64	0,3	0,16÷0,43	59	0,8	0,7÷1	64	0,18	0,07÷0,29
76—125	101	0,4	0,2÷0,5	87	0,3	0,13÷0,45	103	2	1,4÷2,4	93	0,6	0,34÷0,81
126—175	162	1	0,56÷1,56	—	—	—	—	—	—	—	—	—
196—220	200	2,5	1,85÷3,3	185	2,7	1,75÷3,5	198	5	3,7÷6,2	196	0,8	0,46÷1,2

находящейся на уровне 0—500 м, отношение $R_{эв}/h$ не превышает 2,5. Для местности, находящейся на уровне 1000—1500 м, отношение $R_{эв}/h$ уменьшается с увеличением высоты объекта с 4,5 (при высоте объекта 25—30 м) до 2,85 (при высоте объекта 175—220 м).

Эквивалентный радиус стягивания однозначно связан с высотой ориентации выражением [Л. 1]:

$$H_0 = \frac{R_{эв}^2}{2h} + \frac{h}{2}.$$

Значения высоты ориентации, полученные на основании данных поражаемости объектов, расположенных на высотах 0—500 м, представлены ниже:

Высота объекта, м	$h_{ср}$, м	H_0/h
25—30	28	—
31—50	41	3,6
51—75	64	2,5
76—125	101	2,5
126—175	162	2,5
176—220	200	3,6



УДК 621.316.542.027.3.064.4.001.5

Гашение дуги переменного тока дутьем через газопроницаемые электроды

АГАФОНОВ Г. Е., КРИЖАНСКИЙ С. М., ТАРАСОВ В. К., ЯНОВА Т. В.

Ленинградское производственное объединение «Электроаппарат»

В большинстве способов гашения электрической дуги можно выделить общие признаки, связанные с областями дуги, на которые осуществляется активное воздействие с целью ее гашения. В дуговом разряде различают столб дуги и приэлектродные области: катодную и анодную. Принципиально необходимой для существования, поддержания и возобновления дуги является катодная область дуги, занимающая сравнительно малую протяженность, порядка нескольких длин свободного пробега электронов. С учетом тепловых процессов и воздействия газового потока длина этой зоны увеличивается до нескольких миллиметров. Столб дуги может иметь различную длину и форму, является весьма подвижным образованием с высокой температурой, проводимостью и различными тепловыми, световыми и другими проявлениями. Тем не менее столб дуги не может существовать без катодных областей дуги, поставляющих в столб электроны, являющиеся главными проводниками тока и создающие ионизацию и проводимость столба дуги. В этом смысле говорят, что для существования дуги необходимо наличие приэлектродной катодной области, а столб является лишь вторичным проявлением дугового разряда. В последнее время появились указания на важную роль в дуговом разряде не только катодной, но и анодной области [Л. 1].

Тем не менее в дугогасительных устройствах аппаратов переменного тока высокого напряжения воздействие на дуговой разряд с целью его гашения, деионизации дугового промежутка и предотвращения повторного зажигания дуги после перехода тока дуги через нулевое значение осуществляется главным образом, если не исключительно, на столб дуги.

В газовых и масляных выключателях на дуговой разряд непосредственно воздействуют потоки газа (ввиду высокой температуры электрической дуги масло испаряется с образованием газового пузыря). В электромагнитных и автогазовых выключателях иной способ генерации потоков газа, но сохраняется преимущественное положение столба дуги как объекта, на который они воздействуют. Приэлектродные зоны оказываются практически не задетыми потоками газа в силу экранирующего влияния тела электродов, перегородок и других элементов камер выключателей.

Относительно высокая температура приэлектродных зон (порядка температуры плавления материала электродов), их малая протяженность, наличие струй плазмы с электродов, состоящих из паров металлов, также затрудняют проникно-

На основании измерений амплитуды и крутизны нарастания тока прямого удара молнии, полученных методом магнито-записи [Л. 2], построены кривые распределения вероятности амплитуд тока молнии для различных высот над уровнем моря (см. рис. 1). Кривые распределения вероятностей крутизны нарастания тока молнии представлены на рис. 2.

Результаты исследований поражаемости объектов и измерений амплитуды и крутизны нарастания тока молнии дают возможность оптимально решать вопросы молниезащиты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Базелян Э. М., Горин Б. Н., Левитов В. Н. Физические и инженерные основы молниезащиты. — М.: Гидрометеоиздат, 1978. — 223 с.
2. Регистрация параметров молнии на опорах двухцепных линий электропередачи 220 кВ/ Бочковский Б. Б., Вольнов К. Д., Квочка Н. Г. и др. — Электрические станции, 1964, № 6, с. 47—51.

[21.07.80]

вание охлаждающих газовых потоков к этим зонам. Потоки газа по пути к электроду сильно нагреваются, их скорость и плотность резко уменьшаются, потоки газа отклоняются, и их воздействие на приэлектродные области практически ничтожно. Охлаждение электродов потоками газа с их боковой поверхности или со стороны внутренних, диаметром более 0,5 мм, каналов также оказывается неэффективным в силу малой интенсивности теплообмена между газом и твердым телом и кратковременности процесса гашения дуги.

Некоторое воздействие на приэлектродные зоны дугового разряда имеет место в случаях их перемещения по электродам, например, в камерах продольного дутья с нефиксированной длиной дуги, а также в камерах, в которых столб дуги разбивается на множество участков, разделенных металлическими перегородками, где доля приэлектродных падений напряжения значительно возрастает. В обоих случаях воздействие на приэлектродные зоны со стороны наиболее активных дугогасящих факторов — охлаждающих потоков газа — имеет косвенный или ослабленный характер, способствуя либо перемещению опорных пятен дуги, либо обдуву дуги за счет лишь относительной скорости перемещения дуги и газа. Главную роль в охлаждении приэлектродных зон при перемещении опорных пятен дуги играет их соприкосновение с холодными областями электродов, на которые они перемещаются. Тепловое взаимодействие дуги с электродом в этих случаях имеет невысокую эффективность.

Рассмотрим более детально качественную картину процессов в дуговом промежутке при переходе тока дуги через нулевое значение. Для возобновления горения дуги в следующем после нуля полупериоде тока необходимо, чтобы на электроде, который в предыдущем полупериоде выполнял роль анода, сформировалось катодное пятно, являющееся необходимым условием существования дуги. На бывшем катоде, наоборот, должны сформироваться процессы анодного типа.

Температура анода всегда выше температуры катода. Это объясняется тем, что электроны, имитируемые катодом, уносят с собой энергию работы выхода электронов из материала катода, тем самым охлаждая его. И наоборот, электроны, поступающие на анод, отдают ему эту энергию, нагревая анод. Разность температур катода и анода достигает, по данным [Л. 2], нескольких сот градусов. При перемене полярности электродов в дуге переменного тока промышленной частоты за время порядка 10^{-4} — 10^{-5} с на бывшем (в пре-

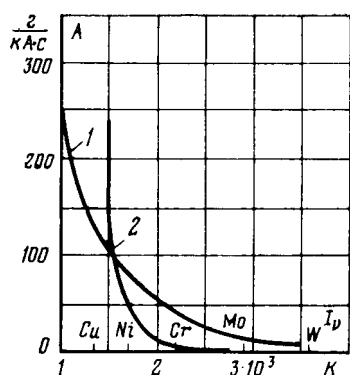


Рис. 1. Зависимость расхода защитного газа от температуры электродов.

дыдущем полупериоде) аноде образуется катодное пятно. Электрод, бывший анодом и нагретый до более высокой температуры, чем требуется для существования катодного пятна, не успевает за это время остыть, и условия для

формирования на нем катодного пятна оказываются весьма благоприятными. Отсюда следует, что для предотвращения образования катодного пятна на бывшем аноде или хотя бы для создания условий, затрудняющих такое образование, необходимо снизить температуру электрода, являвшегося анодом до изменения его полярности.

Эти исходные теоретические предпосылки, послужившие толчком к поискам средств эффективного охлаждения материала электродов во время горения дуги, были подтверждены расчетами температур электродов и доли энергии дуги, приходящейся на них [Л. 3]. Расчеты показали, что в энергетическом балансе дуги длиной в несколько сантиметров доля потоков тепла на электроды может превышать долю потоков тепла в радиальном направлении на стенки камеры.

Все эти соображения привели к поискам технических средств охлаждающего воздействия на электроды и приэлектродные области дуги. Наиболее перспективным техническим средством представилось использование для этих целей дутья через газопроницаемые электроды, т. е. вдув охлаждающего газа (или жидкости) под давлением через пористые электроды.

Пористые электроды представляют собой металлическое тело, пронизанное порами диаметром от микрон до сотен микрон. Наиболее эффективными оказались поры диаметром 100÷200 мкм. Поры могут быть как неориентированными, извилистыми, так и ориентированными, прямолинейными, различного поперечного сечения. Изготовление пористых электродов осуществляется спеканием (методами порошковой металлургии) металлических порошков или волокон.

Дутье через пористые электроды решает задачи, которые не могут быть решены другими средствами. Ввиду малой толщины пористого электрода (использовались электроды толщиной 3÷6 мм) холодный газ подается непосредственно в приэлектродные зоны дуги, отводя от поверхности электрода тепловые потоки, поступающие из дуги на электрод за счет большой разницы между температурами столба дуги и поверхности электрода. Тем самым снижается нагрев поверхности и тела электрода и затрудняется формирование катодных процессов при перемене полярности дугового промежутка. Помимо этого ликвидируется непродуваемая зона вблизи электрода, снижается его эрозия и поступление паров металла в дугу, снижается интенсивность струй паров металла с электрода. Все это также способствует гашению дуги. Как показывают расчеты и наблюдения, перепад давления на толщине электрода достигает нескольких мегапаскалей (в зависимости от давлений в питающем резервуаре и области низкого давления), а скорость потока газа на выходе из пор электрода достигает скорости звука. Однако запаса кинетической энергии потока газа при этом оказывается достаточно для воздействия на столб дуги.

Дутье через пористые электроды позволяет одновременно решать две основные задачи, возникающие при разработке дугогасительного устройства: гашение электрической дуги и уменьшение эрозии контактов.

В данной статье приведены результаты исследований дутья через пористые электроды для целей дугогашения, причем вопросы охлаждения электродов рассматриваются в основном теоретически, а влияние дутья через пористые электроды на гашение дуги — экспериментально.

Отметим, что эрозия материала контактов имеет место в основном в зоне максимума тока дуги, где ее характеристики близки к дуге постоянного тока (квазистационарный режим). Вместе с тем гашение дуги переменного тока осуществляется при переходе тока через нулевое значение. Это

объясняет различный подход к исследованию влияния дутья сквозь электрод на эрозию электрода и гашение дуги.

Оценим зависимость между температурой на поверхности электрода и необходимым расходом газа через пористый электрод. Оценку будем производить исходя из требования полной компенсации газовым дутьем потоков тепла из столба дуги на электрод как за счет теплопроводности и градиента температур вблизи электрода, так и за счет работы выхода электронов. Нагрев и охлаждение электрода излучением и другими составляющими потоков тепла ввиду их незначительного влияния не учитываем.

Такая зависимость определяется выражением [Л. 4]:

$$\frac{Q}{I} = \frac{\alpha_1}{(T_y - T_0)^{\frac{n-1}{2}}} \pm \frac{\alpha_2 \Phi_v}{h_y - h_0},$$

где I — действующее значение полного тока дуги, кА; Q — полный расход газа через электрод, г/с; Φ_v — работа выхода электронов; T_y и T_0 — температуры электрода и окружающей среды К; h_0 и h_y — энтальпии газа при этих же температурах, Вт·с/г;

α_1 и α_2 — коэффициенты, зависящие от рода газа и профилей распределения температуры по сечению столба дуги; n — показатель степени в выражении, аппроксимирующем зависимость электропроводности газа от величины

$$\rho = \int_0^T \lambda dT, \text{ Вт/м},$$

где λ — теплопроводность газа, Вт/(м·град).

На рис. 1 приведены зависимости удельного расхода газа $A = Q/I$ от температуры электрода для воздуха и элегаза. Температура поверхности работоспособного электрода не должна превышать значение, при котором нарушается структура электрода. Это может быть температура плавления или возгонки материала электрода или температура, при которой происходит интенсивное разрушение электрода за счет отрыва гранул или волокон или окисления. Зная допустимую для данного материала температуру, можно определить величину необходимого расхода газа, при которой электроды не будут разрушаться, так как потоки тепла, поступающие на электрод, будут скомпенсированы охлаждающим влиянием вдува газа. При обеспечении такого расхода газа кроме прямого влияния на процесс гашения дуги будет осуществлена эффективная защита электрода от эрозии, что также чрезвычайно важно как для повышения допустимого количества операций отключения, так и для уменьшения влияния на дугогашение паров металла.

Из кривых рис. 1 видно, насколько большое значение на расход газа имеет допустимая температура материала электродов. Так, при увеличении рабочей температуры электрода с 1360 К (медь) до 4000 К (вольфрам) расход воздуха уменьшается более чем в 10 раз. При меньших расходах газа электроды начинают разрушаться. Однако и при этом сохраняется эффективное воздействие вдуваемого газа на катодную, анодную и прилегающие к ним области электрической дуги. Для количественной оценки такого воздействия были проведены экспериментальные исследования.

Основными характеристиками пористых электродов являются проницаемость и ее распределение по поверхности образца, механическая прочность на изгиб и срез, эрозийная и коррозионная стойкость, соотношение закрытой и открытой пористости, температура плавления материала и др. Поэтому все электроды проходили предварительные испытания в режиме «холодной» (без дуги) и «горячей» (с небольшим током) продувки. Эти отборочные испытания для выбора материала, структуры, проницаемости и других характеристик электродов позволили отобрать наиболее перспективные типы пористых электродов для испытания на макетах сильноточных дуговых устройств.

Было исследовано более 20 видов образцов электродов различного химического состава, структуры и технологии изготовления. В качестве материала использовались медь, бронза, никель, сталь, чугуны, титан, вольфрам и др. Проверялась работоспособность образцов, спеченных из гранули-

Рис. 2. Макет дугогасительного устройства с пористыми электродами.

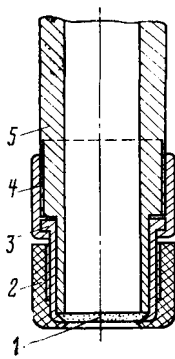
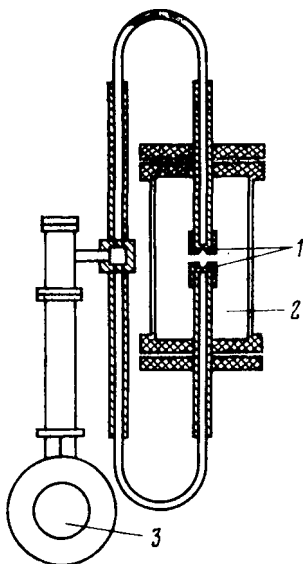


Рис. 3. Конструкция крепления пористого электрода к токо- и газопроводу.

рованных порошков сферической и осколочной формы с размерами гранул от 0,1 до 0,8 мм, из порошков тонкой фракции, спеченных с наполнителем (при спекании наполнитель испаряется, образуя поры), из различных наборов металлических сеток, ориентированных и неориентированных волокон, из никелевых капилляров, материалов сложных композиций. В результате для дальнейших исследований были отобраны электроды с ориентированными порами, спеченные из медной и никелевой проволоки диаметром $0,3 \pm 0,45$ мм, показавшие хорошую механическую прочность, лучшую (по сравнению с другими образцами) коррозионную и эрозийную стойкость, а также относительно высокую проницаемость. Кроме того, испытывались технологически более отработанные, хотя и уступающие по характеристикам указанным, электроды из сферических бронзового и никелевого порошков.

Основные исследования вдува газа через пористый электрод, как способа дугогашения, были проведены на макете, представленном на рис. 2. Дуговой промежуток между пористыми электродами 1 помещен в бак 2 низкого давления ($P = 0,1 \pm 0,3$ МПа), объем которого в случае работы с воздухом может свободно сообщаться с атмосферой. Вдув газа осуществляется из резервуара со сжатым газом 3 ($P = 0,8 \pm 2$ МПа) внутрь дугового промежутка. Конструкция крепления пористого электрода к токо- и газопроводу представлена на рис. 3. Пористые электроды представляют собой диски диаметром 30 мм, толщиной 3 ± 5 мм с активной частью диаметром 20 мм в оправке — кольце шириной 5 мм. Другие факторы, влияющие на гашение дуги, помимо дутья через пористые электроды, на макете не исследовались. Вдув газа осуществлялся либо через оба электрода одновременно, либо через один из них; в последнем случае второй электрод был выполнен сплошным из дугостойкой металлокерамики. Опыты с одним пористым электродом проводились при разной его полярности, т. е. он использовался как в качестве анода, так и катода.

Время отключения во всех опытах составляло 0,01 с. Опыты проводились при токах короткого замыкания промышленной частоты до 20 кА и напряжении 10 кВ. Исследования показали, что, например, на медных электродах можно отключить указанные токи короткого замыкания уже при расходах воздуха 8 ± 10 г/(кА·с), т. е. значительно меньших, чем рассчитано теоретически из условия защиты электродов от теплового воздействия дуги при амплитудном значении тока ($A \approx 130$ г/(кА·с)).

Опыты, проведенные со вдувом элегаза через один из электродов при втором сплошном электроде, свидетельствуют о работоспособности такого несимметричного устройства практически независимо от полярности пористого электрода. Установлено также, что при равных условиях медные электроды химически более стойки к элегазу при высоких температурах, чем никелевые.

Как при вдуве воздуха, так и элегаза, успешно погасив указанные токи короткого замыкания, электроды выгорали на несколько миллиметров и становились неработоспособными только из-за их недостаточной механической прочности, а их газопроницаемость сохранялась, т. е. поры не заплывались.

Повысить дугостойкость пористых электродов и ресурс их работы можно повышая расход газа или допустимую температуру нагрева электродов. Повышение расхода газа сверх необходимого для гашения дуги нецелесообразно, так как основное преимущество дутья сквозь пористый электрод состоит в снижении удельного расхода газа, необходимого для гашения дуги по сравнению с традиционными способами дутья. Сравнение показало, что расход воздуха для гашения дуги дугогасительным устройством с пористыми электродами при тех же токах короткого замыкания и напряжениях составляет $15 \pm 20\%$ расхода, необходимого в случае применения обычного сопла продольного одностороннего дутья. Для обеспечения при низких расходах необходимого ресурса работы пористых электродов необходимо идти по пути повышения дугостойкости материала электродов. Как следует из рис. 1, это означает, что нужно использовать электроды с более высокой допустимой температурой.

Дугостойкость электродов в значительной степени зависит не только от температуры плавления материала, но, как показал эксперимент, и от структуры электрода. Например, электроды с направленными порами, спеченные из проволочек, имеют более высокую газопроницаемость и стойкость к отрыву частиц материала, чем электроды из порошковых материалов, а следовательно, и более высокую дугостойкость. Дугогасительная способность устройства и дугостойкость электродов зависят, кроме того, от однородности структуры пористого электрода, обуславливающей равномерность его газопроницаемости по поверхности электрода. Это условие обеспечивает равномерность воздействия на дугу и распределения тепловой нагрузки по поверхности электрода и предупреждает перегрев отдельных его участков.

Опыты по отключению тока короткого замыкания показали, что для повышения газопроницаемости нецелесообразно увеличивать линейные размеры гранул (для образцов из гранулированных порошков) выше 0,8 мм и диаметр проволоки выше 0,4 мм. При таком увеличении размеров гранул и проволоки не обеспечивается достаточно эффективное воздействие потоков газа на опорные точки дуги, а также эффективное охлаждение тела электрода, что неблагоприятно для гашения дуги и защиты электрода от ее теплового влияния.

В заключение следует отметить, что исследование нового способа гашения дутьем через проницаемые для газа электроды показали его эффективность и возможность осуществления. При этом могут значительно снизиться, в 5—6 раз, расходы газа на гашение дуги и повыситься эрозийная стойкость контактов, что повлечет за собой снижение расхода материалов и стоимости выключателя в целом на единицу отключаемой мощности.

При выборе пористых электродов предпочтение должно быть отдано материалам с высокой температурой плавления, с направленными порами и с проницаемостью в пределах от 15 до 25 л/(с·см²·МПа). Главная проблема при разработке дугогасительных устройств с использованием дутья сквозь пористые электроды заключается в разработке промышленной технологии и массовом изготовлении пористых электродов из тугоплавких материалов с высокой газопроницаемостью и прочностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Экспериментальные исследования плазматронов/ Под ред. М. Ф. Жукова. — Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1977.
2. Грановский В. Л. Электрический ток в газе. Установившийся ток. — М.: Наука 1971 г.
3. Крижанский С. М. Влияние электродов на характеристики дугового разряда. — Электричество, 1970, № 7.
4. Защита электродов и снижение потоков тепла в условиях вдувания газов/ Г. Е. Агафонов, С. М. Крижанский, В. К. Тарасов, Т. В. Янова — В кн.: Доклады III Всесоюзной конференции по материалам электроконтактного назначения, получаемым методами порошковой металлургии. — Киев: Наукова думка, 1977.

[15.08.80]

Применение обобщенного метода Хилла для расчета некоторых импульсных преобразователей

ХИЛЕНКО В. В.

Киевский политехнический институт

Анализ процессов, протекающих в преобразователях, в зависимости от рассматриваемой задачи может производиться различными методами [Л. 1—3 и др.]. Приближенные методы расчета (энергетического баланса, квазистационарные, основной гармоники и т. д.) не всегда обеспечивают необходимую точность вычислений, принимаемые в них ограничения значительно сужают область применения этих методов. Наиболее распространенным среди приближенных является метод основной гармоники, предполагающий синусоидальную форму кривой напряжения (тока) и идеально сглаженный постоянный ток (напряжение). Но при применении этого метода (особенно для расчета переходных процессов в преобразователях) возникают существенные погрешности, так как во время переходного процесса форма сигнала, как правило, заметно отличается от синусоидальной. В целом же метод основной гармоники позволяет получить хорошее и достаточно полное описание процессов.

Методы, основанные на использовании комплексного исчисления, преобразования Лапласа, z-преобразования или их различных модификаций, являются более точными (метод реальной кривой, получивший наиболее широкое применение, метод Ф-функций, метод сопряженных комплексных амплитуд и т. д.). Но использование их для исследования сравнительно несложных импульсных преобразователей приводит к довольно громоздким вычислениям уже при нескольких ключевых элементах, например, в силу рассмотрения импульсных преобразователей как систем с периодически перестраиваемой структурой (метод реальной кривой), либо из-за сложного аналитического выражения коммутируемого воздействия, определения граничных значений напряжения (тока) и угла записывания вентилей (метод Ф-функций и метод сопряженных комплексных амплитуд). Трудности вычислений значительно возрастают при анализе сложных преобразователей (в [Л. 2] Ф-функция протабулирована для уравнений, ограниченных вторым порядком). Для рассматриваемого класса задач точное решение может быть получено с помощью метода конечных разностей. Этот метод, однако, в случае сложной цепи существенно усложняется в связи с необходимостью определения собственных чисел и поэтому не нашел широкого применения для сложных электрических цепей.

В последние годы дальнейшее развитие и систематизацию получил обобщенный метод Хилла. В [Л. 4] рассмотрено применение этого метода к исследованию систем и цепей с параметрами, изменяющимися по закону, который может быть аппроксимирован бесконечным тригонометрическим или экспоненциальным рядом. Обеспечивая достаточно высокую точность расчета, обобщенный метод Хилла требует при исследовании сложных преобразовательных систем значительно меньшего объема вычислений, чем, например, наиболее часто используемый в практических расчетах метод реальной кривой, так как обобщенный метод Хилла позволяет рассматривать импульсные преобразователи как системы с периодически изменяющимися параметрами. Кроме того, он позволяет получить более удобные для практического применения результаты, чем методы Ф-функций и сопряженных комплексных амплитуд, также обеспечивая по сравнению с этими методами некоторое сокращение объема вычислений. Применение обобщенного метода Хилла в отличие от метода конечных разностей не требует предварительного определения собственных чисел.

Ограничения обобщенного метода Хилла на коэффициенты исследуемого уравнения (для них должны выполняться усло-

вия разложимости в ряды Фурье) всегда будут справедливы в преобразовательных системах, если работу идеального ключевого элемента, сопротивление которого изменяется периодически скачком от $R=\infty$ до $R=0$ и от $R=0$ до $R=\infty$, описать с помощью функции, изображенной на рис. 1. Но попытки использования обобщенного метода Хилла для исследования импульсных преобразователей в общем случае при описании работы ключевых элементов с помощью функции, изображенной на рис. 1, сталкиваются со значительными трудностями, связанными в первую очередь с необходимостью предельного перехода $A \rightarrow \infty$. Однако эти трудности отпадают, если учесть, что в действительности сопротивления (и соответственно A) изменяются от $R=R_{\min}$ до $R=R_{\max}$. Таким образом метод Хилла применим для некоторой группы преобразователей (к которой можно отнести импульсные преобразователи с ключевыми элементами, работающими в согласованном периодическом режиме, т. е. когда один из них замкнут в течение промежутка времени, меньшего чем период работы схемы, остальные в этот же промежуток времени разомкнуты).

Расширение возможностей применения обобщенного метода Хилла для анализа процессов, протекающих в преобразователях, при учете его достаточно высокой точности, возможности определения спектральных свойств исследуемой системы и определенной экономии труда исследователя, позволяет надеяться, что обобщенный метод Хилла найдет широкое применение. Удобство этого метода для алгоритмизации увеличивает возможности его применения.

Методику применения обобщенного метода Хилла для расчета импульсных преобразователей с ключевыми элементами, работающими в согласованном режиме, рассмотрим на примере схемы, изображенной на рис. 2, выполнив предварительно ее расчет методом припасовывания.

Период работы схемы равен $[0, T]$. Порядок работы ключевых элементов K_1 и V_1 следующий: K_1 замкнут на интервале $[0, \tau]$, где $\tau < T$, и разомкнут на интервале $[\tau, T]$; V_1 разомкнут на интервале $[0, \tau]$ и замкнут на интервале $[\tau, T]$.

При использовании метода припасовывания расчет цепи производится поинтервально: первый интервал — ключ K_1 замкнут, второй интервал — ключ K_1 разомкнут. После несложных преобразований получим уравнения, описывающие работу схемы на первом интервале:

$$i_1(t) = \frac{E}{R_1} - \frac{E - R_1 i(0)}{R_1} e^{-\frac{R_1}{L} t}; \quad (1)$$

$$i_2(t) = -i_2(t) = \frac{u_c(0)}{R_H} e^{-\frac{t}{R_H C}}; \quad (2)$$

$$i_3(t) = 0. \quad (3)$$

Составив и решив систему уравнений, описывающих работу схемы на втором интервале, получим:

$$i_1(t) = a + b(p_1) e^{p_1 t} + b(p_2) e^{p_2 t}, \quad (4)$$

где

$$a = \frac{E}{R_1 + R_H}; \quad (5)$$

$$b(p_i) = \frac{[E + Li(\tau) p_i] (CR_H p_i + 1) - CR_H p_i u_c(\tau)}{p_i (2LCR_H p_i + L + R_1 R_H C)}, \quad (6)$$

а начальные условия для токов и напряжений на первом и втором интервалах определяются из системы:

$$\left. \begin{aligned} i(\tau) &= \frac{E}{R_1} - \frac{E - R_1 i(0)}{R_1} e^{-\frac{R_1}{L} \tau}; \\ i(0) &= a + b(p_1) e^{p_1 (T-\tau)} + b(p_2) e^{p_2 (T-\tau)}; \\ u_c(0) &= E - R_1 i(0); \\ u_c(\tau) &= u(0) e^{-\frac{\tau}{R_H C}}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

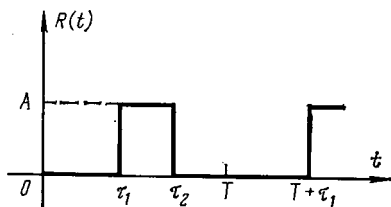


Рис. 1.

$$p_i = \frac{-(L + CR_1 R_H) \pm \sqrt{(L + CR_1 R_H)^2 - 4LCR_H(R_1 + R_H)}}{2LCR_H}.$$

Таким образом, на первом интервале $t \in [0, \tau] i_1(t)$ вычисляется по формуле

$$i_1(t) = m(t) + i_1(0) e^{-\frac{R_1}{L} t}, \quad (8)$$

где

$$m(t) = \frac{E}{R_1} - \frac{E}{R_1} e^{-\frac{R_1}{L} t},$$

а на втором интервале $t \in [\tau, T]$

$$i_1(t) = a + b(p_1) e^{p_1 t} + b(p_2) e^{p_2 t},$$

где $a, b(p_i)$ определяется из (5) и (6); причем считаем, что p_1 и p_2 действительные и разные.

При расчете обобщенным методом Хилла рассматриваемую схему (рис. 2) целесообразно описать системой уравнений, составленных по законам Кирхгофа. Работу ключевых элементов K_1 и V_1 опишем соответственно с помощью функций $R_2(t)$ и $R_3(t)$, примерный вид которых представлен на рис. 1. Но для функции $R_2(t)$ $\tau_1=0$; $\tau_2=\tau$; а для функции $R_3(t)$ $\tau_1=\tau$, $\tau_2=T$. Тогда система уравнений, описывающая работу рассматриваемой схемы, будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} R_1 i_1 + L \frac{di_1}{dt} + R_2 i_1 (i_1 - i_2 - i_3) &= E; \\ R_1 i_1 + L \frac{di_1}{dt} + R_3(t) (i_2 + i_3) + R_H i_3 &= E; \\ R_H i_3 - \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt - u_C(0) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

а токи i_4 и i_5 легко вычислить, если известно решение системы (9).

Из первого уравнения системы (9) с учетом третьего уравнения системы получим:

$$R_1 i_1 + L \frac{di_1}{dt} + R_2 i_1 - R_2 R_H C \frac{di_3}{dt} - R_2 i_3 = E. \quad (10)$$

Первое уравнение системы (9) умножим на $R_3(t)$, второе — на $R_2(t)$ и сложим их:

$$R_1 i_1 (R_2 + R_3) + L (R_2 + R_3) \frac{di_1}{dt} + R_2 R_3 i_1 + R_H R_2 i_3 = E (R_2 + R_3). \quad (11)$$

Решая уравнение (11) относительно i_3 , получаем:

$$i_3 = \frac{E (R_2 + R_3) - R_2 R_3 i_1 - (R_2 + R_3) \left(R_1 i_1 + L \frac{di_1}{dt} \right)}{R_H R_2}. \quad (12)$$

Дифференцируя (12) и подставляя полученное выражение и уравнение (12) в (10), получаем:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i_1}{dt^2} LC (R_2 + R_3) + \frac{di_1}{dt} \left[LC \left(R'_3 - R_3 \frac{R'_2}{R_2} \right) + R_2 R_3 C + L_1 + \right. \\ \left. + (R_2 + R_3) \left(R_1 C + L \frac{1}{R_H} \right) \right] + i_1 \left[CR_1 \left(R'_3 - R_3 \frac{R'_2}{R_2} \right) + \right. \\ \left. + R_2 \left(R'_3 C + R_3 \frac{1}{R_H} \right) + R_1 (R_2 + R_3) \frac{1}{R_H} + R_1 + R_2 \right] - \\ \left. - EC \left(R'_3 - R_3 \frac{R'_2}{R_2} \right) \right] = E \left[1 + \frac{1}{R_H} (R_2 + R_3) \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

В правой части уравнения (13) имеется сумма функций, описывающих работу ключевых элементов схемы. Учитывая согласованный режим работы ключевых элементов, имеем:

$$R_2 + R_3 = A.$$

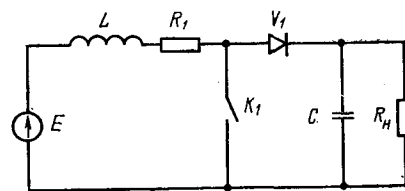


Рис. 2.

Разделим уравнение (13) на коэффициент при правой части и полагая параметры схемы реальными (т. е. пренебрегая членами второго порядка малости), после несложных преобразований получаем:

$$LCR_H \frac{d^2 i_1}{dt^2} + R_H \left(CR_1 + L \frac{1}{R_H} \right) \frac{di_1}{dt} + [R_1 + R_H f_2(t)] i_1 = E, \quad (14)$$

где $f_2(t)$ — периодическая функция времени с периодом, равным T ;

$$f_2(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq \tau; \\ 1, & \tau < t < T. \end{cases}$$

Из (14) можно получить:

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} + \left(\frac{R_1}{L} + \frac{1}{CR_H} \right) \frac{di_1}{dt} + Q i_1 = \frac{E}{LCR_H}, \quad (15)$$

где

$$Q = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{jn\theta t} + \frac{R_1}{LCR_H};$$

$$A_n = \frac{1}{LC} e^{-jn\theta (T-\tau)}.$$

В общем случае для приведения системы уравнений с переменными коэффициентами к одному уравнению вида

$$c_q x_1^{(q)} + c_{q-1} x_1^{(q-1)} + \dots + c_1 x_1 = \psi(t); \quad (16)$$

$$x_1^{(g)} = \frac{d^g x_1}{dt^g}, \quad g = 1, \dots, q$$

(где $x_1^{(g)}$, c_g выражаются соответственно через ток i_1 , его производные и коэффициенты преобразуемой системы) можно использовать, предварительно получив в одном из уравнений преобразуемой системы сумму всех функций, описывающих работу ключевых элементов анализируемой схемы, метод, предложенный в [Л. 5] и основанный на использовании подстановки типа

$$\begin{aligned} [i_1]_l &= [i_1]_{l+1} \exp \left[- \int_0^t P_{l+1} dt \right], \dots, [i_n]_l = \\ &= [i_n]_{l+1} \exp \left[- \int_0^t P_{l+1} dt \right], \end{aligned}$$

где $l+1$ — порядковый номер замены переменных, а P_{l+1} определяется через коэффициенты уравнений исходной системы.

Уравнение вида (16) не трудно преобразовать, выполняя деление на c_g и используя замену переменных

$$x_1 = x \exp \left[- \frac{1}{q} \int_0^t \frac{a_{q-1}}{a_q} dt \right],$$

к каноническому виду [Л. 4]:

$$x^{(q)} + d_{q-2}(t) x^{(q-2)} + \dots + d_1(t) x = \psi_1(t). \quad (17)$$

Применяя к (17) преобразование Лапласа, заменим p на $p + jk\theta$, p — комплексное переменное. Выделив в полученном

выражении стационарную часть, разделим рассматриваемое выражение на коэффициент при стационарной части:

$$I_1(p + jk\theta) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n I_1[p + j(k-n)\theta] / [(p + jk\theta)^2 + A^0_1(p + jk\theta) + A^0_0] = \frac{E}{LCR_H(p + jk\theta) [(p + jk\theta)^2 + A^0_1(p + jk\theta) + A^0_0]} = \Phi(p + jk\theta). \quad (18)$$

$$A^0_1 = \frac{R_1}{L} + \frac{1}{CR_H}; \quad A^0_0 = \frac{R_1}{LCR_H} + \frac{1}{LC}; \quad k \in (-\infty, \infty).$$

Запишем решение системы (18):

$$I_1(p) = \frac{\Delta_0(p)}{\Delta(p)}, \quad (19)$$

где $\Delta(p)$ — определитель системы; $\Delta_0(p)$ — определитель, полученный из $\Delta(p)$ путем замены центрального столбца правыми частями.

Так как определитель $\Delta(p)$ в нашем случае имеет только простые полюса, то его можно представить в виде [Л. 4]:

$$\Delta(p) = 1 + \sum_{i=1}^2 \frac{\pi D_i}{j\theta} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{j\theta} (p - \alpha_i); \quad (20)$$

$$\theta = \frac{2\pi}{T}; \quad j = \sqrt{-1},$$

где α_i , $i=1, 2$ являются корнями уравнения

$$p^2 + A^0_1 p + A^0_0 = 0,$$

а D_i — бесконечный сходящийся определитель;

$$D_i = \lim_{p \rightarrow \alpha_i} [(p - \alpha_i) \Delta(p)].$$

Определитель $\Delta_0(p)$ можно представить в виде [Л. 4]:

$$\Delta_0(p) = \frac{B_0}{gp} + \frac{2}{g} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{B}{p^2 + k^2\theta^2}, \quad (21)$$

где

$$g = \frac{A^0_0}{E} LCR_H;$$

\dot{B}_k — бесконечные сходящиеся определители;

$$\dot{B}_k = \lim_{p \rightarrow j\theta} [(p - jk\theta) \Delta_0(p)].$$

Вид определителей $\Delta_0(p)$ и D_i в развернутой форме приведен в приложении. Оригинал установившегося решения для тока $i_1(t)$ имеет вид [Л. 4]:

$$i_1(t) = \frac{\frac{1}{g} B_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} |\dot{B}_k| \cos(k\theta t + \psi_k)}{1 + \sum_{i=1}^2 \frac{\pi D_i}{j\theta} \operatorname{ctg} \frac{\pi D}{j\theta}}; \quad \psi_k = \operatorname{Arg} \dot{B}_k.$$

Порядок оценки погрешностей при использовании обобщенного метода Хилла подробно рассмотрен в [Л. 4]. Результаты расчета тока $i_1(t)$ (в амперах) в установившемся режиме (см. рис. 2) при $E=10$ В; $R_H=100$ Ом; $R_1=6$ Ом; $L=0,9$ мГ; $C=110$ мкФ; $\tau=0,0007$ с; $f=1$ кГц; $t_1=0$; $t_2=0,0001$; $t_3=0,0002$, ..., $t_{10}=0,001$ с сведены в таблицу. Незначительные отличия в результатах, полученных различными методами, объясняются выбранным ограничением на порядок определителей (не выше седьмого) и конечным числом ($k=1, \dots, 17$) гармоник.

Токи	Расчет методом припасовывания	Расчет обобщенным методом Хилла	Отклонение, %
$i_1(t_1)$	0,3865057	0,3805149	1,55
$i_1(t_2)$	1,0094102	1,00133	0,8
$i_1(t_3)$	1,32922	1,32048	0,66
$i_1(t_4)$	1,49341	1,48498	0,56
$i_1(t_5)$	1,577717	1,56705	0,68
$i_1(t_6)$	1,62099	1,60889	0,75
$i_1(t_7)$	1,643219	1,630524	0,77
$i_1(t_8)$	1,65462	1,63138	1,41
$i_1(t_9)$	1,0215137	1,0141121	0,73
$i_1(t_{10})$	0,627865	0,623829	0,64

Приложение.

$$\Delta_0(p) = \begin{vmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & a_{-k+2}(p + jk\theta) & a_{-k+1}(p + jk\theta) & \Phi(p + jk\theta) & a_{-k+1}(p + jk\theta) & a_{-k+2}(p + jk\theta) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & a_1(p + j\theta) & a_0(p + j\theta) & \Phi(p + j\theta) & a_{-2}(p + j\theta) & a_{-3}(p + j\theta) & \dots \\ \dots & a_2(p) & a_1(p) & \Phi(p) & a_{-1}(p) & a_{-2}(p) & \dots \\ \dots & a_3(p - j\theta) & a_2(p - j\theta) & \Phi(p - j\theta) & a_0(p - j\theta) & a_{-1}(p - j\theta) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & a_{k+2}(p - jk\theta) & a_{k+1}(p - jk\theta) & \Phi(p - jk\theta) & a_{k-1}(p - jk\theta) & a_{k-2}(p - jk\theta) & \dots \end{vmatrix};$$

$$D_i = \begin{vmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & a_{-n+2}(\alpha_i + jk\theta) & a_{-n+1}(\alpha_i + jk\theta) & a_{-n}(\alpha_i + jk\theta) & a_{-n+1}(\alpha_i + jk\theta) & a_{-n+2}(\alpha_i + jk\theta) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & a_1(\alpha_i + j\theta) & a_0(\alpha_i + j\theta) & a_{-1}(\alpha_i + j\theta) & a_{-2}(\alpha_i + j\theta) & a_{-3}(\alpha_i + j\theta) & \dots \\ \dots & a_2(\alpha_i) & a_1(\alpha_i) & a_0(\alpha_i) & a_{-1}(\alpha_i) & a_{-2}(\alpha_i) & \dots \\ \dots & a_3(\alpha_i - j\theta) & a_2(\alpha_i - j\theta) & a_1(\alpha_i - j\theta) & a_0(\alpha_i - j\theta) & a_{-1}(\alpha_i - j\theta) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & a_{n+2}(\alpha_i - jk\theta) & a_{n+1}(\alpha_i - jk\theta) & a_n(\alpha_i - jk\theta) & a_{n-1}(\alpha_i - jk\theta) & a_{n-2}(\alpha_i - jk\theta) & \dots \end{vmatrix}$$

Расчет бесконтактного измерителя сопротивления изоляции по его дифференциальным уравнениям

КОВАЛЬКОВ Г. А., канд. техн. наук, НИКИТЕНКО Д. П., инж.

Замыкание на корпус в двух точках цепи ротора синхронной машины является аварийным режимом, от которого предусматривается защита, действующая на отключение генератора. В отечественной практике для генераторов с контактными кольцами и щетками в цепи ротора для этих целей применяется устройство КЗР-2. Последнее время в зарубежной практике с целью повышения надежности генераторов предусматривается защита на отключение уже при замыкании изоляции в одной точке, хотя этот режим и не является аварийным. В нашей стране для обнаружения замыкания в одной точке разработан аппарат КЗР-3. Для предупреждения аварий предусмотрено периодическое измерение сопротивления изоляции ротора. Однако проведение таких измерений существенно осложняется для генераторов с бесщеточными системами возбуждения, а аппараты КЗР-2 и КЗР-3 вообще принципиально неприменимы при отсутствии контактных колец и щеток.

Для решения этих задач в бесщеточных системах отечественного производства и за рубежом применяются различные средства [Л. 1], включая использование измерительных контактных колец с эпизодическим электромагнитным или постоянным прижатием щеток. Наиболее радикальное решение проблемы дает применение бесконтактного измерителя сопротивления изоляции и напряжения ИСИН [Л. 1—3], который в СССР используется на ряде мощных бесщеточных турбогенераторов. Кроме функций, отраженных в названии устройства, ИСИН дополнительно осуществляет постоянную сигнализацию об изоляции с указанием зоны пониженного сопротивления, защиту от замыкания на землю во второй точке, обратную связь по напряжению ротора в системах регулирования и защиты. Таким образом, ИСИН реализует функции КЗР-2, КЗР-3 и системы контактных колец со щетками и элементами схемы измерения сопротивления изоляции и напряжения, но бесконтактным путем, а, кроме того, сигнализирует о состоянии изоляции. Последнее пока не реализовано даже в машинах со щетками. Этим определяется целесообразность работ по дальнейшему изучению, совершенствованию ИСИН и разработке методов его проектирования.

Как видно из принципиальной схемы устройства (рис. 1), ИСИН представляет собой трехмашинный агрегат с ротором, расположенным на валу бесщеточного возбудителя (БВ). В его состав входят измерительный возбудитель (ИВ), измерительный генератор (ИГ) и измеритель напряжения (ИН) — генератор с ненасыщенной системой и высокоомной обмоткой возбуждения 18 на роторе.

В режиме измерения ИВ и ИГ работают эпизодически, а в режиме сигнализации — длительно. В первом режиме они образуют независимый бесщеточный агрегат с вращающимся выпрямителем — диоды 20—23. Цепь возбуждения ИГ, на которую через выпрямитель нагружен ИВ, одним концом подключены к корпусу 24 ротора, а другим — к нулевой точке 25 обмотки якоря 26 БВ, т. е. включает в себя сопротивление изоляции цепи ротора турбогенератора — обмотки 19. При возбуждении обмотки 27 статора ИВ в обмотке 28 статора ИГ индуцируется э. д. с., зависящая от сопротивления изоляции. Статор ИГ при этом нагружен на прибор 29, отградуированный в единицах сопротивления. При снятии возбуждения с обмотки статора ИВ схема переключается таким образом, что обе микромашины работают в качестве самостоятельных генераторов с возбуждением от силового выпрямителя 30 БВ, если произойдет снижение сопротивления изоляции одного из полюсов. Благодаря несимметрии схемы ротора ИСИН измерительный генератор возбуждается при пробое на положительном полюсе (ток возбуждения протекает по цепи положительный полюс — корпус 24 — диоды 20, 21 и 22, 23 — обмотка 31 ротора ИГ — нулевая точка 25), а ИВ — при пробое на отрицательном полюсе (ток возбуждения протекает по цепи нулевая точка 25 — шунтирующий диод 32 — резистор 33 — обмотка 34 ротора ИВ — резистор 35 — корпус 24 — отрицательный полюс). При этом ток статора возбужденной микромашины вызывает срабатывание реле сигнализации 36 или 37 и отклонение в соответствующую сторону стрелки прибора сигнализации 38.

На физико-математическую часть задачи существенно влияют некоторые геометрические и электрические характеристики ИВ и ИГ, определяемые в основном вынужденными конструктивными решениями. Конструктивно ИВ и ИГ выполнены с одинаковыми сердечниками и представляют собой однофазные синхронные генераторы с одинаковым числом полюсов — зубцов на статоре и роторе (рис. 2). Полное деление каждой машины существенно превосходит (в 3 раза и более) активную длину и полюсную дугу, а последние соизмеримы с длиной воздушного зазора. Для удовлетворительной работы ИСИН необходимо, чтобы выходное напряжение ИВ в режиме измерений было больше половины выходного напряжения БВ [Л. 2]. Наконец, при создании устройства было поставлено условие получения достаточно мощных сигналов без промежуточных усилителей.

Инженерные расчеты большинства вращающихся машин основаны на определенных упрощающих допущениях, выра-

Элементы определителей $\Delta_0(p)$ и D_i соответственно имеют вид:

$$a_0(p + jk\theta) = \sum_{v=0}^2 A_v^0(p + jk\theta)^v \prod_{i=1}^2 (p - \alpha_i + jk\theta);$$

$$a_n(p + jk\theta) = A_n \prod_{i=1}^2 (p - \alpha_i + jk\theta)$$

и

$$a_{nk} = A_n \prod_{i=1}^2 (\alpha_k - \alpha_i + jk\theta);$$

$$a_{n0} = A_n / (\alpha_k - \alpha_i).$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970. — 320 с.
2. Такеути Т. Теория и применение вентильных систем для регулирования двигателей. — Л.: Энергия, 1973. — 249 с.
3. Нейман Л. Р., Поссе А. В., Слоним М. А. Методы расчета переходных процессов в цепях, содержащих вентильные преобразователи, индуктивности и э. д. с. — Электричество, 1966, № 12, с. 7—12.
4. Тафт В. А. Спектральные методы расчета нестационарных цепей и систем. — М.: Энергия, 1978. — 372 с.
5. Тафт В. А., Хейфиц С. Б. Применение обобщенного метода Хилла для исследования устойчивости линейных систем с переменными параметрами. — Изв. АН СССР. Техническая кибернетика, 1973, № 5, с. 163—170.

метрическим размерам рассчитываются зависимости магнитных проводимостей для потоков, сцепленных с контурами статора и ротора, от угла поворота последнего.

Полученные в первой части расчета значения используются в качестве исходных для основной части методики (массивы данных нескольких возможных вариантов). В этой части по дифференциальным уравнениям однофазного синхронного генератора с переменными коэффициентами, работающего на заданную выпрямительную схему, рассчитываются для всех вариантов переходные и установившиеся значения основных токов и напряжений, используемые при выборе элементов схем, производится также выбор оптимального варианта, обеспечивающего наибольшую чувствительность системы в режиме сигнализации, и для него рассчитываются характеристики измерителя сопротивления.

При составлении дифференциальных уравнений не учитываются вихревые токи в шихтованных сердечниках; насыщение магнитопроводов, что соответствует условиям ИСИН, у которого во всех режимах они остаются ненасыщенными; остаточный магнетизм; взаимное влияние измерительных возбуждателя и генератора вследствие индукторного эффекта; кроме того, вентили принимаются идеальными, а частота вращения генератора — постоянной. Начальные условия для переменных токов и напряжений приняты нулевыми, что соответствует включению возбуждения в момент, когда полюса статора и ротора соосны.

Коэффициенты дифференциальных уравнений, соответствующих индуктивностям контуров ротора и статора, зависят от угла поворота ротора, а также от знака тока, протекающего через вентили. Моменты коммутации заранее неизвестны. Поэтому программой предусмотрены сравнения критериев режима и изменения значений коэффициентов при изменениях схемы вследствие коммутации. Каждый период изменения значений режимных величин, включая ток обмотки якоря, состоит из следующих друг за другом режимов: зарядки цепей якоря положительным током, разрядки, зарядки отрицательным током и вновь разрядки, после которой снова наступает режим зарядки положительным током (рис. 2).

В режиме зарядки цепей ротора положительным током диоды 5 и 8 открыты и ток обмотки якоря i_2 , протекая через параллельно включенные конденсатор 12 и резистор 13, замыкается через параллельно соединенные нагрузку 2 и конденсатор 11.

Отсюда вытекает эквивалентная схема для этого режима (рис. 3,а) и система дифференциальных уравнений, описывающих его:

$$i'_1 = \frac{1}{M^2 - L_1 L_2} [(R_{11} L_2 + L'_1 L_2 - M M') i_1 + (M' L_2 - R_{K2} M - L'_2 M) i_2 - M u_{c2} - M u_{c1} - L_2 U_B];$$

$$i'_2 = \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} [(R_{11} M + M L'_1 - L_1 M') i_1 + (M M' - L_1 L'_2 - R_{K2} L_1) i_2 - L_1 u_{c2} - L_1 u_{c1} - M U_B];$$

$$u'_{c2} = \frac{1}{C_2} i_2 - \frac{1}{R_H C_2} u_{c2} - \frac{1}{R_H C_2} E_1;$$

$$u'_{c1} = \frac{1}{C_1} i_2 - \frac{1}{R_1 C_1} u_{c1}.$$

По мере уменьшения мгновенного значения э. д. с. обмотки ротора и вследствие заряда конденсатора 11 ток i_2 снижается. В момент достижения током нулевого значения диод 5 (рис. 2) запирается напряжением конденсатора 11 и режим зарядки заканчивается. Следовательно, критерием применимости приведенной системы уравнений является выполнение условия $i_2 \geq 0$.

После этого начинается режим разрядки цепей ротора. При этом конденсатор 11 разряжается на нагрузку и цепь, состоящую из резисторов 13, 14 и обмотки ротора, вследствие чего ток становится отрицательным. Конденсатор 12 разряжается через диод 7 на последовательно включенные обмотку ротора и резистор 14. Эквивалентная схема для расчета режима разрядки представлена на рис. 3,б. Ей соответствует система уравнений, имеющая после преобразования

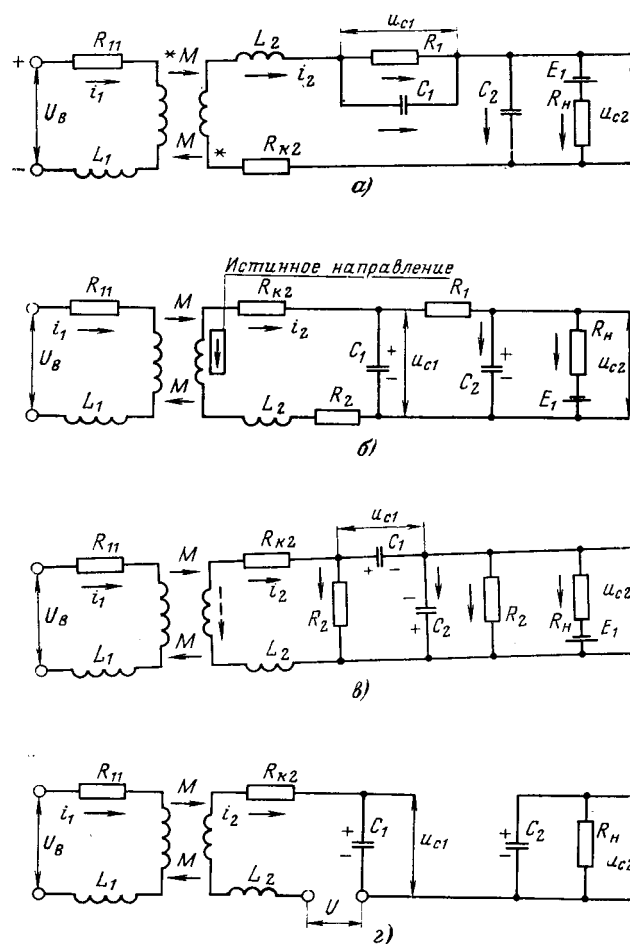


Рис. 3. Эквивалентные схемы.

следующий вид:

$$i'_1 = \frac{1}{M^2 - L_1 L_2} [(R_{11} L_2 + L_2 L'_1 - M M') i'_1 + (L_2 M' - R_1 M - R_{K2} M - M L'_2) i_2 - M u_{c1} - L_2 U_B];$$

$$i'_2 = \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} [(R_{11} M + M L'_1 - M' L_1) i_1 + (M M' - R_1 L_1 - R_{K2} L_1 - L_1 L'_2) i_2 - L_1 u_{c1} - M U_B];$$

$$u'_{c2} = -\frac{R_1 + R_H}{R_1 R_H C_2} u_{c2} + \frac{1}{R_1 C_2} u_{c1} - \frac{1}{R_H C_2} E_1;$$

$$u'_{c1} = \frac{1}{C_1} i_2 + \frac{1}{R_1 C_1} u_{c2} - \frac{1}{R_1 C_1} u_{c1}.$$

Расчет по данной системе производится, когда $i_2 < 0$, $U < u_{c2}$. Когда якорем является ротор, критерий $U = -i_2 R_2$. Действительно, по мере роста тока i_2 (отрицательного знака) под действием возрастающего отрицательного значения э. д. с. обмотки ротора падение напряжения на резисторе 14 (рис. 2) увеличивается. В момент, когда абсолютное значение падения напряжения становится равным уменьшающемуся напряжению на нагрузке, режим разрядки заканчивается, так как открываются диоды 6, 7 и начинается режим зарядки цепей ротора отрицательным током i_2 , описываемый согласно рис. 3,в следующей системой уравнений:

$$i'_1 = \frac{1}{M^2 - L_1 L_2} [(R_{11} L_2 + L_2 L'_1 - M M') i'_1 + (L_2 M' -$$

$$\begin{aligned}
& -R_{K2}M - ML'_2 i_2 + Mu_{c2} - Mu_{c1} - L_2 U_B]; \\
u'_2 &= \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} [(R_{11}M + ML'_1 - L_1 M') i_1 + (MM' - R_{K2}L_1 - \\
& - L_1 L'_2) i_2 + L_1 u_{c2} - L_1 u_{c1} - MU_B]; \\
u'_{c2} &= \frac{1}{C_2} i_2 - \frac{R_n(R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_1 R_2 R_n C_2} u_{c2} + \frac{1}{R_1 C_2} u_{c1} - \frac{1}{R_n C_2} E_1; \\
u'_{c1} &= \frac{1}{C_1} i_2 + \frac{1}{R_1 C_1} u_{c2} - \frac{1}{R_1 C_1} u_{c1}.
\end{aligned}$$

В данном режиме через резистор 14 и диод 6 (рис. 2) протекают токи, сумма которых равна току i_2 . Ток через диод 6 попадает в обмотку 4 частично через резистор 13, а также (совместно с током резистора 14) по параллельно включенным цепи нагрузки и конденсатору 11 через конденсатор 12. По мере снижения отрицательного значения э. д. с. обмотки ротора и вследствие заряда конденсатора 11 абсолютное значение тока уменьшается, причем доля в нем тока, протекающего через диод 6 под воздействием напряжения конденсатора 11 убывает, а доля тока, протекающего через резистор 14, возрастает. При этом напряжение на резисторе 14 уменьшается и в некоторый момент становится меньше напряжения на нагрузке. В этот момент диод 6 окажется закрытым напряжением конденсатора 11, а ток i_2 полностью будет протекать через резистор 14. Следовательно, критерием режима зарядки отрицательным током является выполнение условий: $i_2 < 0$, $U \geq u_{c2}$.

При $i_2 < 0$, $U < u_{c2}$ наступает режим разрядки, аналогичный предыдущему режиму разрядки. В наступившем режиме ток i_2 поддерживается отрицательной э. д. с. обмотки ротора и напряжением конденсатора 11. При переходе кривой э. д. с. через нуль она начинает оказывать противодействие прохождению тока i_2 , вследствие чего наступает момент, когда $i_2 = 0$. В этот момент снова начинается режим зарядки положительным током.

При рассмотрении работы ИГ или ИВ в режиме сигнализации, т. е. когда якорем является статор, эквивалентные схемы и системы уравнений для режимов зарядки могут быть получены из приведенных выше схем и уравнений соответствующих режимов с учетом, что в схеме отсутствуют резисторы 13, 14 и источник э. д. с. 10, т. е. $R_1 = R_2 = \infty$, $E_1 = 0$. Режимы разрядки для цепей статора описываются системой уравнений, составленных согласно схеме рис. 3,2:

$$\begin{aligned}
u'_1 &= \frac{R_{11} + L_1}{L_1} i_1 - \frac{U_B}{L_1}; \\
u'_2 &= 0; \\
u'_{c2} &= \frac{1}{C_2 R_n} u_{c2}; \\
u'_{c1} &= 0.
\end{aligned}$$

Критерии режимов при возбуждении со стороны ротора также аналогичны приведенным выше за исключением критерия U , который определяется следующим образом:

$$U = \left| i_1 \left[\frac{(R_{11} + L'_1) M}{L_1} - M' \right] - u_{c1} - \frac{U_B M}{L_1} \right|.$$

Интегрирование систем уравнений осуществляется по методу Рунге — Кутты. При этом коэффициенты само- и взаимной индукции на Q -м шаге смещения ротора определяются из выражений:

$$\begin{aligned}
L_1(Q) &= p G_1(Q) \omega^2_1; \\
L_2(Q) &= p G_2(Q) \omega^2_2; \\
M(Q) &= p G_B(Q) \omega_1 \omega_2.
\end{aligned}$$

При $0 < Q < Q_m$ и $3Q_m < Q < 4Q_m$ значение $M(Q) > 0$ при $Q_m < Q < 3Q_m$ $M(Q) < 0$. Здесь ω — число витков обмотки; индексы 1 и 2 соответствуют индексам токов на рис. 2.

Проводимость для потока взаимной индукции G_B определяется как магнитная проводимость воздушного зазора, а проводимости для потоков индуктора G_1 и якоря G_2 — как сумма проводимости воздушного зазора и проводимости рассеяния соответствующих контуров. Для определения последних в качестве исходных данных по первой части методики были использованы табулированные кривые удельных проводимости

стей рис. 6-19 и 6-22 [Л. 4]. Указанным способом определяются проводимости для положений ротора соответствующих во времени от 0 до $1/4$ периода, т. е. при $0 \leq Q \leq Q_m$. Для остальной части периода справедливы пересчетные формулы:

$$\begin{aligned}
G(Q) &= G(2Q_m - Q) \text{ при } Q_m < Q \leq 2Q_m; \\
G(Q) &= G(Q - 2Q_m) \text{ при } 2Q_m < Q \leq 4Q_m.
\end{aligned}$$

Производные по времени от коэффициентов само- и взаимной индукции определяются по теореме Лагранжа о среднем значении:

$$L'(Q) = \frac{L(Q+1) - L(Q-1)}{2\Delta t}.$$

Предварительные значения U_B , обмоточных данных и параметров схемы для каждого варианта измерителя сопротивления известны из расчета первой части программы. Сопротивление ветви, включающей нагрузку 9 (рис. 2) зависит от сопротивления изоляции $R_{из}$, которое изменяется от 0 до ∞ . Максимальные токовые нагрузки соответствуют $R_{из} = 0$, а максимальные значения напряжений — $R_{из} = \infty$. С учетом этого и строится вторая часть программы. На первом ее этапе (при $E_1 = 0$, $R_{из} = 0$), когда пульсации выпрямленного напряжения максимальны, уточняется значение емкости фильтра 11 (рис. 2) из условия, что амплитуда пульсаций не превышает 5%. Далее рассчитываются варианты для различных значений компенсирующей емкости 12 и выбирается окончательное ее значение, обеспечивающее максимальное напряжение на нагрузке. В результате решения систем уравнений на каждом этапе определяются максимальные переходные и установившиеся, а также необходимые для выбора элементов эффективные и средние значения токов и напряжений в схеме.

Следующий этап заключается в выполнении аналогичного расчета ИГ в режиме сигнализации о пробое на положительном полюсе ($R_{из} = 0$), когда ИГ работает с возбуждением обмотки ротора 31 (рис. 1) от силового выпрямителя напряжением, равным половине номинального значения $U_{дн}$ выпрямленного напряжения БВ: $E_1 = U_{дн}/2$ (см. рис. 3, а-в). Сглаживающие и компенсирующие емкости в схеме статора выбираются аналогично описанным выше способам. Затем уточняется сопротивление цепи нагрузки генератора в режиме сигнализации, для чего расчет повторяется для исходного и двух близлежащих его значений; по трем точкам прогнозируется внешняя характеристика, и по ней определяется оптимальное сопротивление цепи, обеспечивающее максимальный допустимый ток через реле сигнализации при пробое. В заключение этого этапа из условия обеспечения заданного значения тока через прибор сигнализации определяются значения сопротивлений резисторов 10, 11, 13 (рис. 1).

Первый и второй этапы расчета выполняются для всех вариантов исходных данных, полученных из первой части программы. На основании этих расчетов выбирается вариант, обеспечивающий максимальный допустимый ток через реле сигнализации при минимальном значении добавочного сопротивления резистора 13 (рис. 1) к прибору сигнализации, т. е. наибольшую чувствительность ИСИН в режиме сигнализации.

На рассмотренных этапах расчета, как и на последующих, программой предусмотрена выдача на печать основных промежуточных данных, что обеспечивает возможность контроля, накопления опыта проектирования, а также выбора другого варианта в качестве оптимального по иным критериям.

Последующие этапы расчета выполняются только для выбранного варианта исходных данных с учетом уточнений параметров элементов на первом и втором этапах расчета. На третьем этапе производится уточнение значения тока возбуждения ИВ в режиме измерения из условия, чтобы максимальное мгновенное напряжение в цепи нагрузки не превышало допустимого. Для этого расчет процессов в ИВ производится при максимальном измеряемом сопротивлении изоляции. В случае невыполнения указанного условия расчет повторяется при меньшем напряжении возбуждения ИВ; по двум точкам прогнозируется линейная нагрузочная характеристика и определяется значение напряжения возбуждения, при котором максимальное мгновенное напряжение на выходе равно допустимому.

На четвертом этапе уточняется сопротивление нагрузки ИГ в режиме измерения из условия максимального использования шкалы прибора. Для этого сначала рассчитываются

процессы в ИВ при номинальном возбуждении, $E_1 = +U_{дн}/2$ и нулевом сопротивлении изоляции, т. е. когда ток возбуждения ИГ и сигнал на его выходе максимальны. Из этого расчета определяется напряжение на выходе возбудителя U_n . Затем рассчитываются процессы в ИГ при напряжении возбуждения $U_n = U_n + 0,5U_{дн}$, отсутствии сопротивления изоляции и двух различных значениях сопротивлений цепи прибора измерения, т. е. определяются две точки внешней характеристики. По этим точкам рассчитывается сопротивление нагрузки, обеспечивающее полное использование шкалы прибора.

На заключительном этапе определяются характеристики измерителя сопротивления.

Градуировочные характеристики, т. е. зависимости тока ИГ в режиме измерения от сопротивления изоляции, рассчитываются при трех характерных видах распределения проводимости изоляции: сосредоточенной на положительном полюсе силового возбудителя, работающего с номинальным напряжением; распределенной равномерно или сосредоточенной в точке 25 (рис. 1); сосредоточенной на отрицательном полюсе силового возбудителя, работающего с номинальным напряжением.

Каждая точка характеристик вычисляется аналогично рассмотренному на предыдущем этапе, т. е. сначала определяется выходное напряжение возбудителя при данном значении сопротивления изоляции, а затем эти данные используются в качестве исходных для расчета процессов ИГ и определения тока в цепи прибора.

Характеристики сигнализации, т. е. зависимости токов в реле и приборе сигнализации от сопротивления изоляции, определяются при сосредоточении проводимости изоляции на положительном и отрицательном полюсах. В первом случае выполняются расчеты процессов ИГ при различных значениях сопротивления изоляции, включенного в цепь возбуждения генератора, и напряжений возбуждения $U_n = +0,5U_{дн}$. Во втором случае производятся аналогичные расчеты для ИВ при напряжении возбуждения $U_n = -0,5U_{дн}$ со стороны роторной обмотки.

Расчет по приближенным формулам (первая часть методики) дает погрешность в расчете характеристик ИСИН до 100% и более, не позволяет учесть переходные процессы при выборе элементов схемы; при этом практически исключается возможность выбора оптимального варианта по каким-либо критериям. Расчет по дифференциальным уравнениям (вторая часть методики) снижает погрешность до 30%, позволяет учесть броски напряжений и токов в переходных процессах при выборе параметров схем и дает возможность выбрать оптимальный вариант по какому-либо критерию. Как вероят-

ные причины расхождения расчетных данных с экспериментальными можно указать следующие:

а) недостаточно последовательное применение метода для определения переменных коэффициентов дифференциальных уравнений машин на основе приближенных методов расчета магнитных полей в аппаратах при отсутствии полной аналогии с ними;

б) упрощение действительной задачи, в особенности для слабых электромагнитных полей при больших сопротивлениях изоляции;

в) разброс параметров элементов схем вследствие технологических отклонений.

При развитии предлагаемого метода возможно устранить первые две из названных причин. В этом направлении ведутся работы, хотя применительно к конкретной задаче полученная точность представляется достаточной. Третья причина может быть также устранена путем более тщательного подбора элементов с необходимыми расчетными параметрами на стадии изготовления.

Выводы. 1. Для вновь создаваемых электромашино-вентильных систем и аппаратов при возможности описания их системой линейных дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами целесообразна разработка проектирующих программ для ЭВМ на основе решения упомянутой системы уравнений при различных условиях, вытекающих из конкретной задачи.

2. Применение изложенного метода к новому бесконтактному устройству измерения сопротивления изоляции ротора мощных бесщеточных синхронных машин позволяет повысить точность и достоверность расчетов, а также производительность труда при проектировании.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кильдишев В. С., Никитенко Д. П., Савельев Ю. Е. Методы измерения, контроля, защиты и сигнализации в бесщеточных системах возбуждения. Обзорная информация. — М.: Информэлектро, 1975.
2. Ковальков Г. А., Никитенко Д. П. Бесконтактное измерение сопротивления изоляции ротора бесщелочной синхронной машины. — В кн.: Режимы и устойчивость электромашино-вентильных систем. Энергетический ин-т им. Г. М. Кржижановского, 1974, с. 111—119.
3. А. с. 317325 (СССР). Устройство для измерения сопротивления изоляции и напряжения цепи ротора бесщелочной синхронной машины. В. С. Кильдишев, Г. А. Ковальков, А. В. Лебедев и др. Оpubл. в Б. И., 1974, № 25.
4. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. — М.—Л.: Энергия, 1964; — 464 с.

[02.04.00]



УДК 621.313.333.013.001.24

Анализ структуры магнитного поля в индукторе линейного асинхронного двигателя

ГЕРЦЕНШТЕЙН Ф. Э., ШАГИВАЛЕЕВА Р. Г.

Оренбур

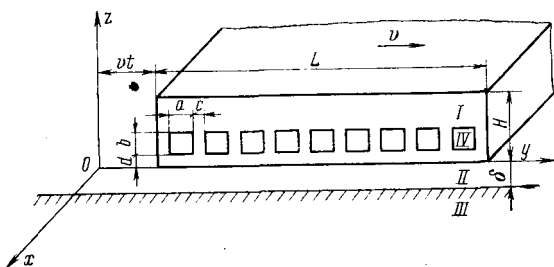
Анализ структуры электромагнитного поля в электродвигателях необходим для расчета электрических параметров двигателя, учета потерь, определения основных конструктивных параметров и т. д. В большинстве случаев точный расчет электромагнитных полей сводится к решению краевой задачи со сложными граничными условиями, что связано с преодолением серьезных математических трудностей.

Контур области и граничные условия часто делают невозможным применение метода, который эффективно используется для решения задач того же типа, но с иными границами и условиями на ней. Использование ЦВМ расширяет круг методов, пригодных для анализа поля в электродвигателях. Наиболее приемлемыми для этих целей являются методы граничной и переопределенной коллокации, физического и математического моделирования [Л. 1—3]. Общим недостатком этих методов является то, что при изменении

геометрии области приходится заново проводить самую трудную часть работы — подбор аппроксимирующих функций.

Электромагнитные процессы, протекающие в линейных машинах, отличаются большой сложностью, поэтому анализ электромагнитного поля в этих двигателях осуществляется либо экспериментально, либо аналитически с использованием условий сшивания на границе зубчатой зоны [Л. 4—7].

Однако расчет магнитного поля в многозубчатых структурах с учетом влияния всех факторов связан с большими трудностями. Составление дифференциальных уравнений в частных производных в соответствии с методом математической физики для всех областей на протяжении одного периода изменения поля и решение их даже для простейших случаев получаются сложными и мало пригодными для практических целей. Поэтому, несмотря на наличие ряда фундаментальных работ, до настоящего времени ведутся поиски аналитических



Конструкция магнитопровода линейного асинхронного двигателя.

I — стальной индуктор; II — воздушный зазор; III — стальная шина; IV — трехфазная обмотка.

методов решения подобных задач, позволяющих получать достаточно точные результаты при исследовании различных по конфигурации структур [Л. 6 и 7].

В данной статье рассмотрены аналитические выражения для магнитного поля в индукторе линейного асинхронного одностороннего двигателя, полученные путем непосредственного решения уравнений Максвелла.

Для пояснения математической методики рассмотрим задачу при следующих допущениях: индуктор имеет неограниченные размеры в направлении оси x и движется вдоль оси y со скоростью $\vec{v} = \text{const}$ (см. рисунок); полубесконечная шина ограничена плоскостью $z = -\delta$; не учитываем нелинейность магнитной проницаемости стали $\mu_{\text{ст}} = \text{const}$; так как магнитная проницаемость меди $\mu_{\text{м}}$ и вакуума много меньше $\mu_{\text{ст}}$, считаем, что для трехфазной обмотки, расположенной в $N-1$ закрытых пазах индуктора и вектор тока которой имеет только одну составляющую $j_x(y, z)$, $\mu_{\text{м}} \approx \mu_0$.

Для нахождения магнитного поля индуктора в качестве исходных принимаются уравнения Максвелла для электромагнитного поля в проводящих средах:

$$\vec{B} = \mu \vec{H}; \quad (1)$$

$$\text{rot } \vec{H} = \sigma \vec{E} + j_{\text{ср}}; \quad (2)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (3)$$

где σ — удельная электрическая проводимость.

Выражения для магнитной проницаемости движущегося тела индуктора и тока обмотки запишем с помощью единичной функции Хевисайда:

$$\mu = \mu_0 + (\mu_{\text{ст}} - \mu_0) \sum_{n=1}^N \{h[nc + (n-1)a + vt - y]h[y - vt - (n-1)(a+c)]h(z-d)h(b+d-z) + h(y-vt)h(L+vt-y)h[z-b-d]h(H-z) + h(d-z)h(z)\}; \quad (4)$$

$$j = j_m \sum_{r=1}^{2p} (-1)^{r+1} h(d+b-z)h(z-d)\{h[3r-2(a+c)+vt-y]h[y-vt-3(r-1)(a+c)-c] + e^{-i120^\circ} h[3r(a+c)+vt-y]h[y-vt-(3r-1)(a+c)-c] - e^{i120^\circ} h[(3r-1)(a+c)+vt-y]h[y-vt-(3r-2)(a+c)-c]\}, \quad (5)$$

где единичная функция $h(y-a) = \begin{cases} 0, & y < a; \\ 1, & y \geq a; \end{cases}$

$2p$ — число полюсов обмотки; j_m — амплитуда плотности тока.

Учитывая, что $j_y = j_z = 0$ и, следовательно, $H_x = 0$, преобразуем (2) с использованием (1) и (3) и перейдем к скалярным величинам. При этом зависимость от времени учитывается в виде $\exp(-i\omega t)$.

Введем вспомогательную функцию

$$f(y, z) = -\frac{1}{i\sigma\omega\mu_0} \left(\frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} \right)$$

и получим уравнения для составляющих H_y , H_z напряженности магнитного поля:

$$-i\sigma\omega\mu_0 \frac{\partial f}{\partial y} - \nabla^2 H_y = \frac{\partial j_x}{\partial z} - \left(\sigma \frac{\partial \mu}{\partial t} + i\sigma\omega\mu \right) H_y; \quad (6)$$

$$-i\sigma\omega\mu_0 \frac{\partial f}{\partial z} - \nabla^2 H_z = -\frac{\partial j_x}{\partial y} - \left(\sigma \frac{\partial \mu}{\partial t} + i\sigma\omega\mu \right) H_z. \quad (7)$$

Представляя функции

$$H_y(y, z) = V(y, z) + \frac{\partial f(y, z)}{\partial y} = V(y, z) + M(y, z);$$

$$H_z(y, z) = U(y, z) + \frac{\partial f(y, z)}{\partial z} = U(y, z) + T(y, z),$$

заменим каждое из уравнений (6) и (7) однотипными системами:

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 V - \left(i\sigma\omega\mu + \sigma \frac{\partial \mu}{\partial t} \right) V &= -\frac{\partial j}{\partial z}; \\ \nabla^2 M - \left[i\sigma\omega(\mu - \mu_0) + \sigma \frac{\partial \mu}{\partial t} \right] M &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 U - \left(i\sigma\omega\mu + \sigma \frac{\partial \mu}{\partial t} \right) U &= \frac{\partial j}{\partial y}; \\ \nabla^2 T - \left[i\sigma\omega(\mu - \mu_0) + \sigma \frac{\partial \mu}{\partial t} \right] T &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Решение любого из полученных уравнений находим с помощью двойного интегрального преобразования Фурье. При этом считаем, что наличие единичной функции ограничивает пределы интегрирования при прямом преобразовании. Применение обратного преобразования позволяет получить выражение искомой функции в виде двойных интегралов по переменным преобразования, ядрами которых являются двойные интегралы в конечных пределах по координатам. Ядра внутренних интегралов разлагаются в ряды Фурье так, что оказывается возможным непосредственное вычисление внешних интегралов методом теории вычетов [Л. 8]. Таким образом, искомое решение представляется в виде функциональных рядов, коэффициентами которых являются интегральные выражения относительно искомой функции.

Исходя из вида уравнений систем (8) и (9), можно строить решение только одного из неоднородных уравнений. Решение другого неоднородного уравнения будет иметь такой же вид с соответствующей заменой функции, получающейся при двойном преобразовании правой части. Решение однородного уравнения получаем из решения для неоднородного, если в последнем положить $k^2_0 = i\sigma\omega\mu_0 = 0$ и $j_m = 0$.

В рассматриваемой задаче вид интегральных преобразований и разложений в ряды Фурье выбираем из условий учета краевых эффектов по координате y и сохранения отличного от нуля значения напряженности поля в сечении $z = 0$. В соответствии с этим используется комплексное преобразование Фурье на бесконечном интервале по координате y и косинусное преобразование Фурье в полубесконечном интервале по координате z . В обоих случаях применено разложение ядер внутренних интегралов в косинусоидальные ряды Фурье.

После преобразований получим выражения для составляющих напряженности магнитного поля, обращающегося в нуль в бесконечности:

$$\begin{aligned} H_y &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \cos gy A_{1mk} \{ \cos qz - (-1)^k \cos \alpha z [\exp(-i\alpha H) - \\ &\quad - i \sin \alpha H] \} + \sum_{k=0}^{\infty} \cos qz \{ A_{2k} [\exp(y\beta) - \exp(yq)] + \\ &\quad + A_{3k} [\exp(-y\beta) - \exp(-yq)] \} + \Psi_1(y, z); \quad (10) \\ H_z &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \cos gy R_{1mk} \{ \cos qz - (-1)^k \cos \alpha z [\exp(-i\alpha H) - \end{aligned}$$

$$-i \sin \alpha H \} + \sum_{k=0}^{\infty} \cos qz \{ R_{2k} [\exp(y\beta) - \exp(uq)] + \\ + R_{3k} [\exp(-y\beta) - \exp(-uq)] + \Psi_2(y, z), \quad (11)$$

где $g = \frac{\pi m}{L + \frac{\pi}{2} vt}$; $q = \frac{\pi k}{H}$; $\alpha = \sqrt{k_0^2 + g^2}$; $\beta = \sqrt{k_0^2 + q^2}$;

$$\Psi_1(y, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \cos gy \left[\operatorname{ch} \frac{(b+2d)\alpha}{2} + 2 \operatorname{sh} z \alpha \operatorname{sh} \frac{(b+2d)\alpha}{2} \right] K_1;$$

$$\Psi_2(y, z) = \sum_{k=0}^{\infty} \cos qz \operatorname{ch} \beta y K_2; \quad K_1 = j_m g \sum_{r=1}^{r=2p} (-1)^r \times \\ \times \frac{\pi^2}{\alpha} \sin \frac{a}{2} g \left[\sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} g - \exp(i 120^\circ) \sin \frac{\theta_3 + \theta_4}{2} g + \right. \\ \left. + \exp(-i 120^\circ) \sin \frac{\theta_5 + \theta_6}{2} g \right] \operatorname{sh} \frac{b}{2} \alpha;$$

$$K_2 = \sum_{r=1}^{r=2p} (-1)^{r+1} j_m \frac{4\pi^2}{\beta} \sin \frac{b}{2} q \operatorname{sh} \frac{a}{2} \beta \left[\operatorname{ch} \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \beta - \right. \\ \left. - \exp(i 120^\circ) \operatorname{ch} \frac{\theta_3 + \theta_4}{2} \beta + \exp(-i 120^\circ) \operatorname{ch} \frac{\theta_5 + \theta_6}{2} \beta \right] \times \\ \times \sin \frac{(b+2d)q}{2};$$

$\theta_1 = 3(r-1)(a+c) + c + vt$; $\theta_{2l} = \theta_{2l-1} + a$; $\theta_{2l+1} = \theta_{2l} + c$,
где $l = 1, 2, 3$.

Коэффициенты разложения A_i и R_i определяются при решении бесконечных систем неоднородных алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} A_{1mk} &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} A_{1mk} Q_1 + \sum_{k=0}^{\infty} A_{2k} Q_2 + \sum_{k=0}^{\infty} A_{3k} Q_3 + \xi_1; \\ R_{1mk} &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} R_{1mk} Q_1 + \sum_{k=0}^{\infty} R_{2k} Q_2 + \sum_{k=0}^{\infty} R_{3k} Q_3 + \xi_2, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $Q_1, Q_2, Q_3, \xi_1, \xi_2$ — значения определенных интегралов, получаемых обычными методами [Л. 9].

Выражения для составляющих напряженности магнитного поля позволяют выделить два типичных члена. Один из них характеризует гармоническое поле однородной среды (бегущая волна), остальные слагаемые, кроме свободного, экспоненциально затухают за пределами индуктора и обусловлены

разомкнутостью магнитопровода (пульсирующая волна). В то же время коэффициенты пространственных гармоник зависят от геометрии индуктора и системы возбуждения.

Пространственно-временная гармоника поля описывается выражением $\omega t + \frac{\pi m}{L + \frac{\pi}{2} vt} y \pm \frac{\pi k}{H} z$, которое учитывает не только пространственное изменение фазы волны, но и временное искажение частоты поля.

Полученные выражения для составляющих магнитного поля в магнитопроводе линейного асинхронного двигателя автоматически учитывают искажения поля, вызываемые такими факторами, как ограниченность длины индуктора, дискретность распределения обмотки, зубчатость индуктора. Это обусловлено видом выражений (4) и (5), описывающих реальную структуру исследуемой модели.

При изменении геометрии индуктора вид построенных функциональных зависимостей (10) и (11) сохраняется.

Для получения количественной картины поля необходимо скорректировать в соответствии с геометрией модели выражения (4) и (5) и связанные с ними пределы определенных интегралов, входящих в (12).

Таким образом, отпадает необходимость повторного решения задачи при каждом изменении геометрических параметров индуктора, что является самой трудоемкой частью подобных работ, а полученные результаты могут быть использованы для индуктора практически с любой конфигурацией паза, что учитывается только изменением формы выражений для μ и j .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Расчет электромагнитных полей в электрических машинах/ Альтшулер И. Б., Картошевский П. Я., Ливинц А. Л., Фанштейн М. Б. — М.: Энергия, 1968.
2. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. — М.: Энергия, 1969.
3. Сухоруков В. В. Математическое моделирование электромагнитных полей в проводящих средах. — М.: Энергия, 1975.
4. Блажко Ю. М., Овчаренко Т. И. Экспериментальное исследование линейных систем с бегущим электромагнитным полем. — Электротехника, 1972, № 2, с. 32—33.
5. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974.
6. Вольдек А. И. Индукционные магнитодинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — М.: Энергия, 1970.
7. Иванов-Смоленский А. В., Мнацаканян М. С. Аналитический метод расчета магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин с односторонней зубчатостью. — Электричество, 1972, № 3.
8. Евграфов М. А. Аналитические функции. — М.: Наука, 1968.
9. Морс Ф., Фешбах Г. Методы теоретической физики. — М.: Наука, 1958.

[24.10.80]



УДК 621.333.013.8:621.316.721

Автоматическое регулирование возбуждения двигателей в автономном тяговом приводе

ШАТРОВ А. Ф., АНДЕРС В. И., НОВИКОВ Г. В., УСТИНОВ А. В.

Москва

Известно, что работа тяговых двигателей (ТД) постоянного тока последовательного возбуждения, наиболее широко применяемых в современных транспортных средствах, протекает в весьма напряженных условиях (вибрация, широкий диапазон изменения скоростей и нагрузок). Наиболее тяжелая работа ТД по коммутационной устойчивости возникает при высоких скоростях движений, характеризующихся режимами ослабления магнитного потока двигателей. Применение им-

пульсного регулирования возбуждения, основанного на использовании силовой полупроводниковой техники, позволяет значительно облегчить работу ТД, сохранив основные достоинства двигателя последовательного возбуждения: постоянную связь магнитного потока с током нагрузки, удобную компоновку последовательной обмотки в двигателе, надежность работы, особенно в переходных режимах.

Импульсные регуляторы тока возбуждения РВ позволяют

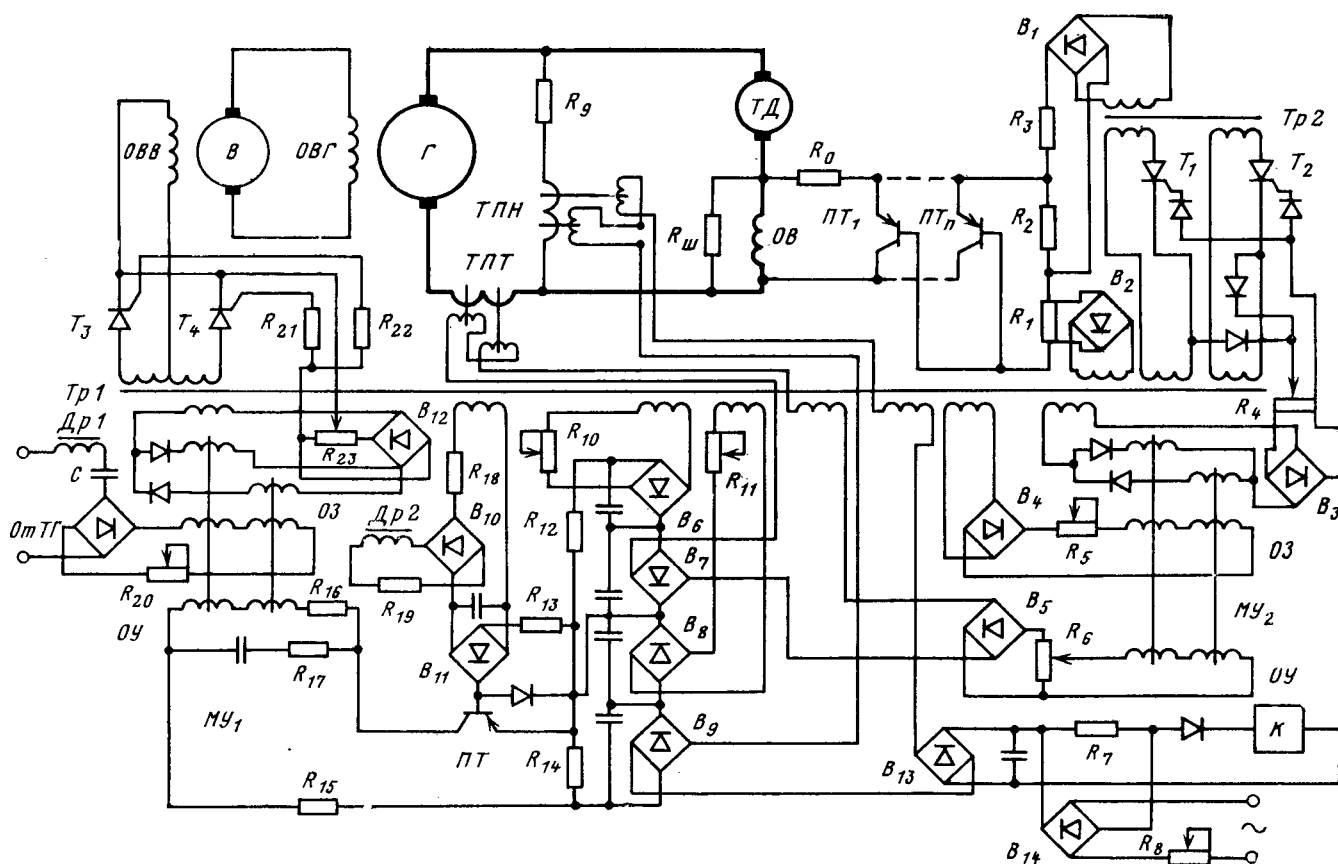


Рис. 1. Принципиальная схема автономного привода с САР.
 Tr1, Tr2 — трансформаторы; МУ₁, МУ₂ — магнитные усилители; R₀, R_ш, R₁–R₂₄ — резисторы; ПТ, ПТ₁, ..., ПТ_н — транзисторы; B₁–B₁₅ — выпрямительные мосты; Др1, Др2 — дроссели; ТПТ, ТПН — датчики тока и напряжения; Т₁–Т₄ — тиристоры; Г — генератор; В — возбудитель; ТД — тяговые двигатели; ОВ — обмотки возбуждения.

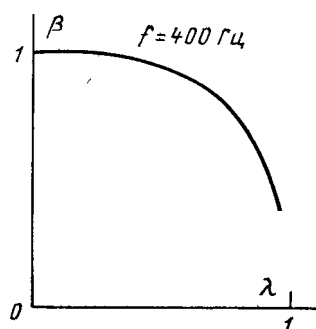


Рис. 2. Характеристика $\beta(\tau)$.

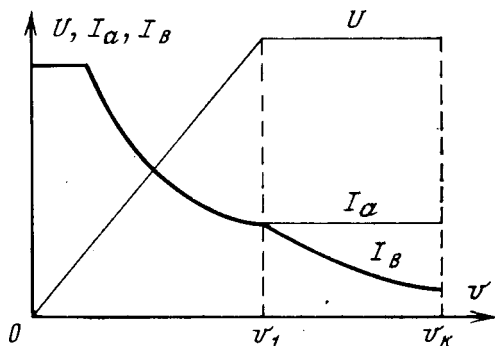


Рис. 3. Характеристики электропривода — зависимости напряжения, тока якоря и тока возбуждения от скорости движения.

осуществлять плавное бесконтактное регулирование возбуждения (взамен применяемого сейчас ступенчатого контакторного) и тем самым устранить контакторы и управляющие ими устройства, а также мощные шунтирующие резисторы, технологические и эксплуатационные отклонения сопротивлений которых вызывают неравномерность нагрузки двигателей в режиме ослабленного поля. Применение импульсных регуляторов открывает возможность осуществления оптимальных по к. п. д. и нагреванию машин режимов работы ТД, выравнивания нагрузок параллельно работающих ТД и защиты их от боксования, улучшения использования сцепной массы.

В настоящее время разработано достаточно большое количество схем тиристорно-импульсного регулирования возбуждения [Л. 1 и 2]. Некоторые из этих схем применяются на опытных образцах подвижного состава трамвая, троллейбуса, метрополитена. Общим элементом для всех видов тиристорно-импульсных регуляторов возбуждения РВ является коммутационный контур, который значительно ухудшает массо-габаритные показатели РВ и образует мощный источник радиопомех.

Транзисторный регулятор возбуждения выполняется без коммутационного контура [Л. 3 и 4]. Выбор схемы включения транзисторов проводится по условиям получения наибольшего коэффициента усиления мощности и наиболее полного использования установленной мощности транзисторов, работающих в ключевом режиме.

На рис. 1 изображена принципиальная схема автономного тягового привода постоянного тока с транзисторным регулятором возбуждения РВ, работающим в режиме широтно-импульсной модуляции. При запираании транзисторов РВ на обмотке возбуждения ТД возникают опасные для транзисторов перенапряжения. Для их снижения и ограничения тока транзисторы РВ подключаются к обмотке возбуждения посредством резисторов R₀ и R_ш.

Система управления РВ, как и система автоматического регулирования режимов работы привода, построена с использованием магнитно-полупроводниковых элементов.

Управление группой параллельно включенных силовых транзисторов ПТ_{1-п} осуществляется тиристорным усилителем на маломощных тиристорах T_1 и T_2 , управляемым магнитным усилителем $МУ_2$, который одновременно является формирователем управляющих импульсов. Для записания силовых транзисторов служит выпрямительный мост B_2 . Частота переключения транзисторов РВ вдвое превышает частоту питающего напряжения. При изменении суммарного тока управления $МУ_2$ меняется момент насыщения его сердечников и, следовательно, скважность РВ τ ; пропорционально ей изменяется коэффициент ослабления поля ТД β . Особенностью импульсных регуляторов тока возбуждения является, как показали исследования [Л. 4 и 5], существенная нелинейность характеристики $\beta = f(\tau)$ (рис. 2) и зависимость ее от частоты переключения. С уменьшением частоты характеристика спрямляется, что благоприятно для динамических свойств привода, так как повышается устойчивость системы регулирования. С другой стороны, снижение частоты переключений ведет к увеличению потерь в двигателе от пульсации токов возбуждения и якоря [Л. 5 и 6]. Поэтому выбор частоты переключения зависит от конкретных параметров автономного привода, и в зависимости от условий работы частота выбирается либо по минимуму потерь, либо по условиям обеспечения наибольшего запаса устойчивости системы автоматического регулирования электропривода.

При наличии регулятора тока возбуждения двигателей системы автоматического регулирования автономного привода становится двухконтурной. К обычному в автономных системах контур регулирования напряжения генератора [Л. 8], обеспечивающему полное использование свободной мощности первичного теплового двигателя, наиболее экономичную его работу в режимах пониженной мощности и ограничение максимальных значений пускового тока и напряжения, добавляется контур регулирования тока возбуждения двигателей. Задача его — обеспечить расширение скоростного диапазона привода при наиболее экономичной работе электрических машин. Последнее определяется соответствующим выбором программы регулирования тока возбуждения двигателей, одна из которых (программа регулирования на отсечку) представлена на рис. 3 и обеспечивается системой автоматического регулирования рис. 1.

Регулятором тока возбуждения тягового генератора, точнее, возбудителя B является тиристорный выпрямитель на тиристорах T_3 и T_4 , управляемый магнитным усилителем $МУ_1$. В САР входят также время-импульсный транзисторный одноквадратный множительный элемент с генератором напряжения треугольной формы и элементы выделения максимальных сигналов на диодных выпрямительных мостах B_{6-9} . Канал регулирования напряжения генератора в САР обеспечивает трехфазное регулирование тягового генератора по току, мощности и напряжению.

При трогании транспортного средства САР обеспечивает регулирование напряжения генератора — сначала на постоянство пускового тока ТД, а затем при дальнейшем увеличении скорости движения на постоянство потребляемой от генератора мощности. Работа РВ начинается при скорости движения v_1 , причем САР построена по принципу регулирования тока возбуждения на отсечку минимального значения тока якоря. При этом с ростом скорости v коэффициент ослабления поля β снижается от единицы до минимального возможного по коммутации ТД значения. Такой закон изменения тока возбуждения близок к оптимальному по к. п. д. электрических машин, выполняемых для тягового привода из соображений минимальных габаритов и массы с предельными электрическими и магнитными нагрузками. При других параметрах электрических машин оптимальным может быть иной закон регулирования — с более ранним включением РВ.

Система импульсного регулирования возбуждения ТД (рис. 1) предоставляет приводу возможность в режиме реостатного торможения использовать расширенный скоростной диапазон для поддержания тормозного усилия, что повышает эффективность реостатного торможения.

Наличие в САР автономного транспортного средства дополнительного канала регулирования, включающего импульсные элементы с существенно нелинейными характеристиками, потребовало дополнительных исследований условий устойчивости работы привода. Такое исследование было проведено на электронной модели привода, причем особое внимание уделялось зонам, в которых коэффициент усиления системы наибольший [Л. 4 и 7].

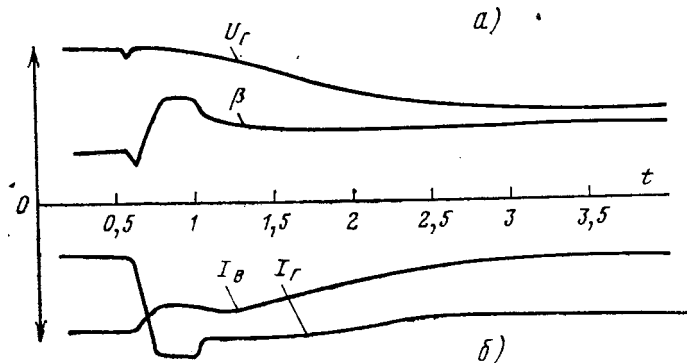
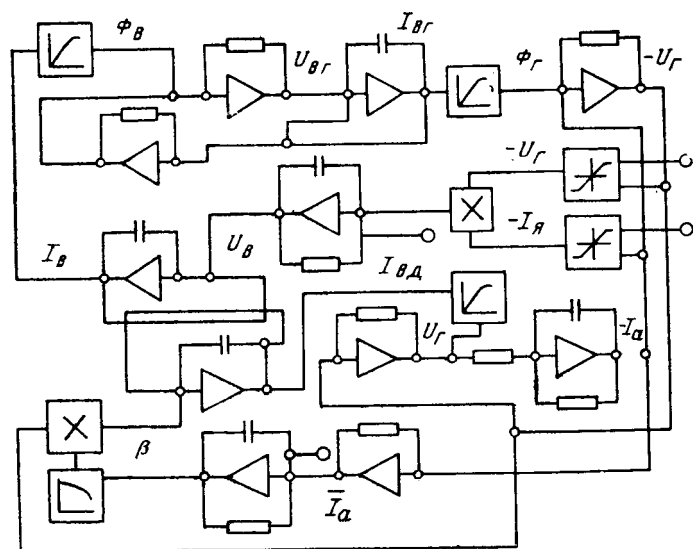


Рис. 4. Блок-схема аналоговой модели электропривода (а) и осциллограммы переходных процессов (б)

Система дифференциальных уравнений, описывающая работу электропривода, имеет следующий вид:

$$U_r = k_{Er} \omega_r \Phi_r - k_{pa} I_a; \quad (1)$$

$$\Phi_r = S_r I_{B,r}; \quad (2)$$

$$T_{B,r} \frac{dI_{B,r}}{dt} = -I_{B,r} + k_p U_{B,r}; \quad (3)$$

$$U_{B,r} = k_{EB} \omega_r \Phi_B - k_{p,B} I_{B,r}; \quad (4)$$

$$\Phi_B = S_B I_B; \quad (5)$$

$$T_B \frac{dI_B}{dt} = -I_B + k_B U_B; \quad (6)$$

$$T_{My} \frac{dU_B}{dt} = -U_B + \varphi_{My1} (i_{z1} - i_{y1}); \quad (7)$$

$$i_{y1} = k_{m,n} (k_U U_r \vee U_0) (k_I I_a \vee I_0); \quad (8)$$

$$T_a \frac{dI_a}{dt} = -I_a + k_r U_r + k_d \omega_d \Phi_d; \quad (9)$$

$$\Phi_d = S_d I_{B,d}; \quad (10)$$

$$T_{B,d} \frac{dI_{B,d}}{dt} = -I_{B,d} + \beta I_a; \quad (11)$$

$$\beta = \varphi(i_y); \quad (12)$$

$$T_{My2} \frac{di_y}{dt} = -i_y + \varphi_{My2} k_a I_a; \quad (13)$$

$$T_{\omega} \frac{d\omega_d}{dt} = k_m I_a \Phi_d + k_c M_c, \quad (14)$$

где уравнения (1)—(6) описывают тяговый генератор с возбуждением; (7)—(8) — канал САР регулирования генератора; (9)—(12) — тяговый двигатель с регулятором поля; (13) — канал САР регулирования возбуждения двигателя; (14) — динамику движения машины в зависимости от момента сопротивления движению M_c ; T — постоянные времени элементов схемы электропривода; k — линейные, а S и Φ — нелинейные коэффициенты, учитывающие зависимости магнитного потока электрических машин от токов возбуждения, зависимость коэффициента ослабления поля двигателя от сигнала управления и нелинейные характеристики магнитных усилителей.

При математическом описании электропривода приняты обычные в таких случаях допущения. Во внимание приняты только те постоянные времени, которые соизмеримы с постоянными времени электрических машин и магнитных усилителей. Влияние вихревых токов не учитывается. Влияние реакции якоря считается постоянным и определяющимся током якоря, который в исследуемых режимах поддерживается САР приблизительно постоянным.

Исследование привода на аналоговой модели, блок-схема которой представлена на рис. 4,а, показало близкую сходимость процессов в реальном приводе и модели (рис. 4,б). Исследование выявило интересную особенность привода: при устойчивой работе канала регулирования генератора САР введение второго контура регулирования, если сам он устойчив, не оказывает заметного влияния на динамику привода в целом. Поэтому целесообразно исследовать отдельно устойчивость системы импульсного регулирования возбуждения ТД. Работа этой системы описывается уравнениями (9)—(14) приведенной выше системы.

При аналитическом исследовании принимаем ряд дополнительных допущений. Систему рассматриваем как непрерывную и линейную для малых отклонений, заменяя нелинейные зависимости линейными с коэффициентами k и k_m вместо Φ и Φ_m .

Анализ системы по критерию Рауса — Гурвица дает следующие результаты.

Как известно, условие устойчивости для уравнения четвертой степени сводится к выполнению следующих требований:

первое требование

$$a_4 = T_a T_{в.д} T_{м2} T_{\omega} > 0; \quad (15)$$

$$a_3 = (T_a T_{в.д} T_{м2} + T_a T_{м2} T_{\omega} + T_{\omega} T_{в.д} T_{м2}) > 0; \quad (16)$$

$$a_2 = (T_a T_{м2} + T_{в.д} T_{м2} + T_{м2} T_{\omega} + T_{м2} T_{\omega} k_d S_d i_{y0} + T_a T_{м2} k_m k_d \Phi_0 S_d i_{y0}) > 0; \quad (17)$$

$$a_1 = T_{\omega} (1 + k_d S_d i_{y0} + k_d k S_d i_{a0}) + T_a (k_m k_d \Phi_0^2 + k_m k_d \Phi_0 S_d i_{y0} + k_m k_d k \Phi_0 S_d i_{a0}) + T_{м2} k_m k_d \Phi S_d i_{y0} > 0; \quad (18)$$

$$a_0 = k_m k_d \Phi_0^2 + k_m k_d \Phi_0 S_d i_{a0} > 0; \quad (19)$$

второе требование

$$a_1 (a_3 a_2 - a_4 a_1) - a_2^2 a_0 > 0. \quad (20)$$

После подстановки выражений (15)—(19) в (20) и последующих преобразований получаем выражение второго условия устойчивости:

$$\left[(1 + k_d S_d i_{y0} + k_d k S_d i_{a0}) + \frac{T_a}{T_{\omega}} (k_m k_d \Phi_0^2 + k_m k_d \Phi_0 S_d i_{y0} + k_m k_d k \Phi_0 S_d i_{a0}) + \frac{T_{м2}}{T_{\omega}} k_m k_d \Phi S_d i_{y0} \right] \times \\ \times \left\{ (T_{в.д} T_a + T_{в.д} T_{м2} + T_{м2} T_a) \left[T_{в.д} + T_a + T_{м2} (1 + k_d S_d i_{y0}) + \frac{T_{м2} T_a}{T_{\omega}} k_m k_d \Phi S_d i_{y0} \right] - T_{в.д} T_a T_{м2} \times \right.$$

$$\times \left[(1 + k_d S_d i_{y0} + k_d k S_d i_{a0}) + \frac{T_a}{T_{\omega}} (k_m k_d \Phi_0^2 + k_m k_d \Phi S_d i_{y0} + k_m k_d k \Phi_0 S_d i_{a0}) + \frac{T_{м2}}{T_{\omega}} k_m k_d \Phi S_d i_{y0} \right] \Bigg\} > \\ > (T_{в.д} T_a + T_{в.д} T_{м2} + T_{м2} T_a)^2 (k_m k_d \Phi_0^2 + k_m k_d k \Phi S_d i_{a0}). \quad (21)$$

Как правило, механическая постоянная времени T_{ω} превосходит на порядок и более постоянные времени элементов электропривода. Так, для экспериментального автопоезда эти величины были соответственно равны 12 с и (0,4÷0,037) с.

Таким образом, при исследовании динамики электропривода можно принять скорость движения транспортного средства постоянной на время переходного процесса. В этом случае порядок системы дифференциальных уравнений уменьшается, так как выпадает уравнение (14). Критерий Рауса — Гурвица для системы дифференциальных уравнений (9)—(13) при условии, что коэффициенты a_0 — a_3 больше нуля выражается неравенством:

$$[T_{в.д} + T_a + T_{м2} (1 + k_d \omega_d S_d i_{y0})] \left(\frac{1}{T_{в.д}} + \frac{1}{T_a} + \frac{1}{T_{м2}} \right) > k_d k \omega_d S_d i_{a0}. \quad (22)$$

Для конкретных параметров электропривода расчеты по (21) и (22) показали, что исследуемый канал регулирования обладает вполне достаточным запасом устойчивости (примерно 20%) при наиболее тяжелых режимах работы.

Условие постоянства скорости движения транспортного средства на время переходного процесса вполне оправдано при оценке динамики электроприводов автомобилей большой грузоподъемности и высокой проходимости. Однако при исследовании динамики тяговых электроприводов транспортных средств средней и малой грузоподъемности (электробусы, электромобили и т. д.), когда величина T_{ω} соизмерима с постоянными привода, скорость движения нельзя считать постоянной во время переходного процесса.

Исследования показали, что во всех режимах автономный электропривод имеет достаточный запас устойчивости без применения стабилизирующих устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Применение тиристорно-импульсного регулирования на подвижном составе городского электрического транспорта/Ефремов И. С., Косарев Г. В., Коськин О. А. и др. — «Электричество», 1971, № 6.
2. Глазенок Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973.
3. Коссов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. — М.: Энергия, 1971.
4. Шатров А. Ф. Исследование автономного тягового электропривода мотор — колесных машин с автоматическим регулированием возбуждения тяговых двигателей последовательного возбуждения: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. М.: 1975. В надзаг.: М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.
5. Терехов В. П. Исследование некоторых особенностей работы тяговых двигателей городского электрического транспорта при тиристорно-импульсном регулировании: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. М., 1971. В надзаг.: М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Мос. энергетический ин-т.
6. Жиц М. З. Переходные процессы в машинах постоянного тока. — М.: Энергия, 1971.
7. Морозкин Б. Н. Автоматическое регулирование электрической передачи газотурбовозов с одновальными газотурбинными двигателями: Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. М., 1968. В надзаг.: М-во высш. и средн. спец. образования СССР, Мос. Энергетический ин-т.
8. Болдов Н. А., Степанов А. Д. Теплоэлектрический подвижной состав. — М.: Транспорт, 1968.

Использование метода отображений для расчетов стационарных электрических полей

ИОССЕЛЬ Ю. Я., СВЯДОЩ Е. А.

Ленинград

Метод отображений относится к числу наиболее простых и распространенных методов расчета электростатических и других потенциальных полей, возбуждаемых заданным распределением источников (в частном случае, электрических зарядов) в областях канонической формы. Он основан, как известно, на введении тех или иных систем фиктивных источников (изображений), интенсивность и расположение которых подбираются таким образом, чтобы обеспечить удовлетворение требуемых граничных условий на поверхностях, ограничивающих рассматриваемые области. Конкретные способы построения таких систем (правила отображений источников) зависят, естественно, от формы указанных поверхностей и зида заданных на них граничных условий.

Общезвестны правила отображений источников относительно эквипотенциальных плоских, сферических и цилиндрических поверхностей (в последнем случае речь идет об отображении линейного источника), а также относительно непроницаемых плоской и цилиндрической поверхности. Правило отображения точечного источника относительно диэлектрической сферы было указано в [Л. 1]. В настоящей статье использован аналогичный подход для отыскания правил отображения источников применительно к задачам расчета электрических полей постоянных токов.

Одна из основных особенностей расчета стационарных электрических полей в средах с ионной проводимостью связана, как известно с необходимостью учета параметров двойных электрических слоев, образующихся на поверхности металлических электродов при их соприкосновении со средами указанного типа. Как показано в ряде публикаций (см., например, [Л. 2]), элементарный участок такого слоя может быть приближенно (в рамках линейных приближений) представлен как источник э. д. с. с некоторым постоянным внутренним сопротивлением ρ_n , называемым иногда [Л. 2] удельным переходным сопротивлением электрода¹. При этом потенциал рассматриваемого электрического поля U на внешней обкладке двойного электрического слоя S удовлетворяет граничным условиям третьего рода:

$$\left(U - k \frac{\partial U}{\partial n} \right)_S = C, \quad (1)$$

где $k = \rho_n \gamma$; γ — удельная электрическая проводимость среды; n — внутренняя нормаль к S ; C — постоянная, определяемая из условия электронеutrальности рассматриваемой системы электродов.

Поверхности, на которых выполняются граничные условия вида (1) в теории стационарных электрических полей принято называть линейно поляризующимися. Таким образом, для возможности использования рассматриваемого метода при расчете электрических полей постоянных токов необходимо знать правила построения отображений источников относительно линейно поляризующихся поверхностей различной формы. Задача об отображении точечного источника относительно плоской линейно поляризующейся поверхности была рассмотрена в [Л. 3]. Ниже приведено решение аналогичных задач для поверхностей сферической и цилиндрической формы.

Рассмотрим сначала точечный источник постоянного тока I , расположенный в безграничной однородной среде вне линейно поляризующейся сферической поверхности (рис. 1). В этом случае граничное условие (1) принимает вид:

$$\left(U - k \frac{\partial U}{\partial r} \right)_{r=a} = C, \quad (2)$$

где C — постоянная, определяемая из условия

$$\lim_{r \rightarrow \infty} U = 0. \quad (3)$$

Расчет электрического поля такой системы рассмотрен в ряде исследований, например в [Л. 4], где получено следующее выражение для потенциала:

$$U = \frac{I}{4\pi\gamma R} - \frac{I}{4\pi\gamma r} - B, \quad (4)$$

где

$$B = \frac{I}{4\pi\gamma} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a - kn}{a + k(n+1)} \frac{a^{2n+1}}{r_1^{n+1}} \frac{P_n(\cos \theta)}{r^{n+1}};$$

r_1 — координата точки расположения источника I ; R — расстояние от этой точки; $P_n(t)$ — полиномы Лежандра.

Первые два слагаемых в правой части равенства (4) выражают потенциалы точечных источников тока ($\pm I$), один из которых совпадает с заданным, а другой расположен в центре сферы. Для выявления физического смысла третьего слагаемого представим его в форме

$$B = \frac{I}{4\pi\gamma} \left[\frac{z}{r} B_1 - \frac{kz}{ar} B_2 - \frac{a}{r r_1 (1 + k/a)} \right], \quad (5)$$

где

$$B_1 = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{P_n(\cos \theta)}{a + k(n+1)} \left(\frac{z}{r} \right)^n; \quad z = \frac{a^2}{r_1};$$

$$B_2 = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{n P_n(\cos \theta)}{a + k(n+1)} \left(\frac{z}{r} \right)^n.$$

Используя очевидное равенство

$$\frac{1}{a + k(n+1)} = \int_0^{\infty} e^{-[a+k(n+1)]x} dx, \quad (6)$$

получаем:

$$B_1 = \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{z}{r} \right)^n P_n(\cos \theta) \int_0^{\infty} e^{-[a+k(n+1)]x} dx;$$

$$B_2 = \sum_{n=0}^{\infty} n \left(\frac{z}{r} \right)^n P_n(\cos \theta) \int_0^{\infty} e^{-[a+k(n+1)]x} dx.$$

Меняя в этих выражениях порядок интегрирования и суммирования и пользуясь известным выражением производящей функции для полиномов Лежандра

$$\sum_{n=0}^{\infty} t^n P_n(\cos \theta) = \frac{1}{\sqrt{1+t^2-2t \cos \theta}},$$

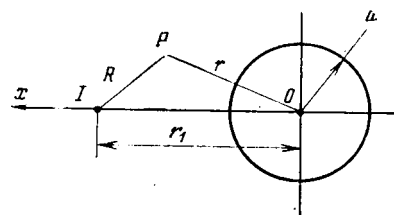


Рис. 1.

* При определении значения ρ_n обычно учитывается значение удельного сопротивления различных (как естественных, так и искусственно наносимых) пленок на поверхности металла.

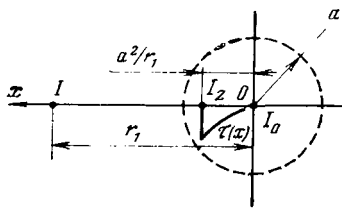


Рис. 2.

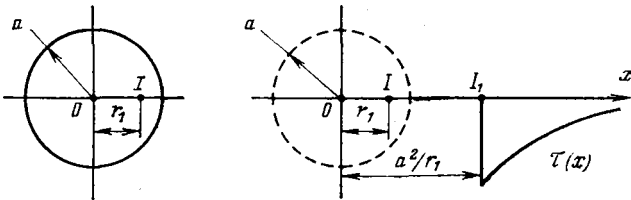


Рис. 3.

после замены переменных $y = ze^{-kx}$ получаем:

$$B_1 = \frac{1}{kz^{1+a/k}} \int_0^z \frac{y^{a/k} dy}{\sqrt{(y/r)^2 + 1 - 2\frac{y}{r} \cos \theta}};$$

$$B_2 = \frac{1}{kz^{1+a/k}} \left[\frac{z^{a/k}}{\sqrt{1 + \left(\frac{z}{a}\right)^2 - 2\frac{z}{a} \cos \theta}} - \frac{1 + a/k}{z} \int_0^z \frac{y^{a/k} dy}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{r}\right)^2 - 2\frac{y}{r} \cos \theta}} \right].$$

Подставляя данные выражения в (5), а затем в (4), приходим к следующей формуле:

$$U = \frac{I}{4\pi\gamma} \left[\frac{1}{R} - \frac{1}{r} \left(1 - \frac{z}{a+k} \right) + \frac{z}{a} \frac{1}{\sqrt{z^2 - 2rz \cos \theta + r^2}} - \frac{k + 2a}{akz^{a/k}} \int_0^z \frac{y^{a/k} dy}{\sqrt{y^2 - 2ry \cos \theta + r^2}} \right], \quad (7)$$

из которой непосредственно следует правило отображения точечного источника тока относительно линейно поляризующейся сферы. Действительно, как видно из (7), потенциал стационарного электрического поля системы, изображенной на рис. 1, может быть найден путем суперпозиции потенциала заданного источника и потенциалов элементарных (точечных и распределенного) источников, расположение которых указано на рис. 2, а интенсивность определяется следующими выражениями:

$$I_0 = -I \left[1 - \frac{a^2}{r_1(a+k)} \right]; \quad (8)$$

$$I_z = I \frac{a}{r_1}; \quad (9)$$

$$\tau(x) = -\frac{I}{a} (2m+1) \left(\frac{r_1 x}{a^2} \right)^m, \quad (10)$$

где $m = a/k$.

Как нетрудно убедиться, в частном случае, при $k=0$, формулы (8)–(10) приводят к известному правилу отображения точечного источника относительно эквипотенциальной, а при $k \rightarrow \infty$ — относительно непроницаемой сферы [Л. 1]. Кроме того, при предельном переходе ($a \rightarrow \infty$ при $a-z = \text{const}$) из (8)–(10) следует правило отображения точечного источника относительно линейно поляризующейся плоскости, полученное в [Л. 3].

Аналогичным способом может быть построена система изображений и при расположении точечного источника внутри линейно поляризующейся сферической поверхности. Эта система представлена на рис. 3, где

$$I_1 = \frac{Ia}{r_1}; \quad (11)$$

$$\tau(x) |_{a^2/r_1 \leq x < \infty} = -\frac{I}{a} \left(2\frac{a}{k} - 1 \right) \left(\frac{a^2}{r_1 x} \right)^{a/k} \quad (12)$$

Рассмотрим теперь линейный источник тока I_l , расположенный в безграничной однородной среде вне линейно поляризующейся цилиндрической поверхности параллельно ее оси (сечение этой системы представлено на рис. 1). В этом случае граничное условие для потенциала стационарного электрического поля может быть также представлено в виде (2), если считать z цилиндрической координатой. Выражение для потенциала искажения, вызванного присутствием в поле линейного источника цилиндрической поверхности, с учетом условия электронейтральности имеет вид:

$$U_2 = -\frac{I_l}{2\pi\gamma} \sum_{n=1}^{\infty} z^n \frac{\left(\frac{1-k}{n} \right)}{\left(1 + \frac{kn}{a} \right)} \frac{\cos n\varphi}{r^n}.$$

Используя вновь соотношение (6), а также известное выражение

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{p^n}{n} \cos n\theta = \ln \frac{1}{\sqrt{1 - 2p \cos \theta + p^2}}, \quad p^2 \leq 1, \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi,$$

после очевидных преобразований и замены переменных $y = ze^{-kx}$ получаем:

$$U = \frac{I_l}{2\pi\gamma} \ln \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2z}{r} \cos \varphi + \left(\frac{z}{r} \right)^2}} - \frac{I_l}{2\pi\gamma} \frac{a}{kz^{a/k}} \times \int_0^z y^{a/k-1} \ln \frac{1}{\sqrt{1 - 2\frac{y}{r} \cos \varphi + \left(\frac{y}{r} \right)^2}} dy. \quad (13)$$

Отсюда непосредственно следует, что изображениями линейного источника относительно линейно поляризующейся цилиндрической поверхности являются линейный источник тока $I_{l1} = I_l$, расположенный в точке $x = a^2/r_1$, $\varphi_1 = 0$, и линейный источник, расположенный с плотностью

$$\tau(x) = -2I_l \frac{a}{k} z^{-a/k} x^{(a/k-1)}$$

на отрезке $0 \leq x \leq a^2/r_1$.

В частном случае, при $k \rightarrow 0$, полученные выражения приводят к известному правилу отображения линейного источника относительно эквипотенциального цилиндра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иоссель Ю. Я. К обобщению закона отражения точечного заряда относительно сферы. — Электричество, 1971, № 12.
2. Иоссель Ю. Я., Кленов Г. Э., Павловский Р. А. Расчет и моделирование контактной коррозии судовых конструкций. — Л.: Судостроение, 1979.
3. Weber H. Über die Besselschen Funktionen und ihre Anwendung auf die Theorie der elektrischen Ströme. — Journal für die reine und angewandte Mathematik, 1872, Bd 72, H. 1, S. 75–105.
4. Расчет распределения потенциала по подводной части корпуса судна/ Ю. Л. Кузьмин, Р. А. Павловский, В. Д. Пирогов, Е. А. Святош. — Технология судостроения. Научно-технический и производственный сборник, 1971, вып. 8.

Упрощающее преобразование системы дифференциальных уравнений трехфазной электрической цепи с вентилями

ЧВАНОВ В. А., канд. техн. наук

Москва

При анализе электромагнитных процессов в схемах автономных инверторов возникает необходимость исследовать электрическую цепь, представленную на рис. 1. Напряжение источника питания U_n является входным для цепи постоянного тока, состоящей в общем случае из R , L и C линейных элементов. Выходными переменными этой цепи являются э. д. с. инвертора u_{di} и ток i_d . Выходные напряжения и токи трехфазного вентильного моста, выраженные с помощью обобщенных векторов \dot{u} и \dot{i} , действуют в общем случае на пассивную симметричную трехфазную R , L , C линейную цепь.

Применяя специальное преобразование переменных, порядок подлежащих решению дифференциальных уравнений цепи может быть понижен. А именно, если цепь постоянного тока описывается системой дифференциальных уравнений порядка m , а цепь переменного тока для каждой фазы — системой порядка n , то при решении обычной системы дифференциальных уравнений цепи (рис. 1) в интервалах дискретности приходится иметь дело с системой дифференциальных уравнений порядка $m+2n$. Применение специальной «шагающей» системы координат, являющейся одним из способов преобразования переменных, позволяет на каждом интервале дискретности оперировать вместо системы дифференциальных уравнений порядка $m+2n$ двумя независимыми системами дифференциальных уравнений, одна из которых имеет порядок n , а другая $m+n$. Отыскание корней характеристического уравнения и решение системы дифференциальных уравнений при этом существенно упрощаются, а некоторые важные для практики задачи удается решить и в общем виде. Иначе говоря, указанное преобразование позволяет найти для схемы рис. 1 в каждом интервале дискретности эквивалентную схему замещения, содержащую две независимых подсистемы. Каждая из подсистем существенно проще исходной схемы. Покажем это.

Составим систему дифференциальных уравнений относительно производных от инерциальных переменных (т. е. относительно производных от напряжений на конденсаторах и от токов индуктивностей). Будем также полагать, что в этой системе имеются лишь независимые инерциальные переменные, т. е. составлена исходная система дифференциальных уравнений с минимально возможным порядком. Обозначим независимые инерциальные переменные через φ_k , где k — номер инерциального элемента в схеме.

Для цепи постоянного тока, как линейной электрической цепи, можно записать дифференциальное уравнение относительно независимой инерциальной переменной с номером l :

$$\frac{d\varphi_l}{dt} = \sum_{r=1}^m D_{lr} \varphi_r, \quad l = 1, 2, 3, \dots, m. \quad (1)$$

Каждая из переменных U_n , u_{di} и i_d входит в (1) либо в виде одного из φ_l , если они являются независимыми переменными, либо в виде линейной комбинации нескольких (или всех) φ_l из множества φ_m , когда эти переменные оказываются зависимыми. Таким образом, цепь постоянного тока описывается системой дифференциальных уравнений вида (1).

Аналогично составляется система дифференциальных уравнений для цепи переменного тока. Поскольку цепь переменного тока линейная и симметричная, для одинаковых инерциальных переменных в фазах a , b и c можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\varphi_{ak}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A_{ks} \varphi_{as} + \sum_{s=1}^n B_{ks} \varphi_{bs} + \sum_{s=1}^n C_{ks} \varphi_{cs}; \\ \frac{d\varphi_{bk}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A_{ks} \varphi_{bs} + \sum_{s=1}^n B_{ks} \varphi_{cs} + \sum_{s=1}^n C_{ks} \varphi_{as}; \\ \frac{d\varphi_{ck}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A_{ks} \varphi_{cs} + \sum_{s=1}^n B_{ks} \varphi_{as} + \sum_{s=1}^n C_{ks} \varphi_{bs}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, n$.

Поскольку цепь симметричная,

$$B_{ks} = C_{ks}. \quad (3)$$

Кроме того, можно показать (например, используя [Л. 1]), что для симметричной трехфазной электрической цепи без нулевого провода для любого момента времени справедливо выражение

$$\varphi_{ak} + \varphi_{bk} + \varphi_{ck} = 0 \quad (4)$$

для всех $k=1, 2, 3, \dots, n$.

Из (3) и (4) следует, что система (2) может быть переписана так:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\varphi_{ak}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks} \varphi_{as}; \\ \frac{d\varphi_{bk}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks} \varphi_{bs}; \\ \frac{d\varphi_{ck}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks} \varphi_{cs}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $k=1, 2, 3, \dots, n$; $A'_{ks} = A_{ks} - B_{ks}$.

Представим каждую тройку переменных φ_{ak} , φ_{bk} , φ_{ck} обобщенным вектором $\dot{\varphi}_k = \frac{2}{3} (\varphi_{ak} + a\varphi_{bk} + a^2\varphi_{ck})$, где $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$,

тогда система (5) переписывается в виде

$$\frac{d\dot{\varphi}_k}{dt} = \sum_{s=1}^n A'_{ks} \dot{\varphi}_s. \quad (6)$$

Для проекций векторов в неподвижной системе координат α , β , 0 из (6) с учетом выражения $\varphi_k = \varphi_{\alpha k} + j\varphi_{\beta k}$ следует:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\varphi_{\alpha k}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks} \varphi_{\alpha s}; \\ \frac{d\varphi_{\beta k}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks} \varphi_{\beta s}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Свяжем теперь входные и выходные переменные вентильной цепи. В [Л. 2] показано, что мгновенные значения напряжений и токов на входе и выходе вентильной цепи связаны выражениями:

$$u_{di} = \frac{3}{2} \dot{u} \cdot \dot{i}; \quad (8)$$

$$\dot{i} = \dot{i}_d \dot{t}_d, \quad (9)$$

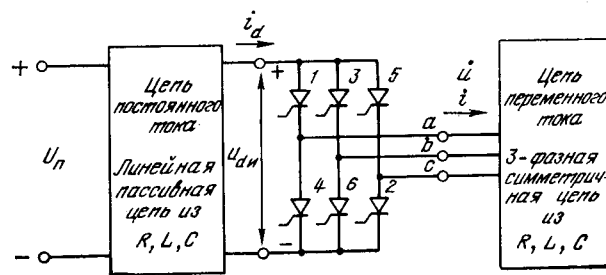


Рис. 1. Схема трехфазной электрической цепи с вентилями.

где $u_{d\alpha}$ — э. д. с. инвертора (рис. 1); i_d — ток на входе инвертора; \dot{u} — вектор напряжений цепи переменного тока инвертора; \dot{i} — вектор токов цепи переменного тока инвертора; \dot{u} — коммутационный вектор (вектор переключающих функций вентиля); $\dot{u} \cdot \dot{u}$ — скалярное произведение векторов;

$$\dot{u} = \frac{2}{3} (u_a + a u_b + a^2 u_c) = u_\alpha + j u_\beta,$$

где u_a, u_b, u_c — мгновенные значения фазных напряжений; u_α ,

u_β — проекции вектора \dot{u} на оси α и β ; $u_\alpha = u_a$, $u_\beta = \frac{u_b - u_c}{\sqrt{3}}$.

Вектор токов \dot{i} выражается аналогично.

Выражения (8) и (9) можно переписать в виде

$$u_{d\alpha} = \frac{3}{2} (u_\alpha u_\alpha + u_\beta u_\beta); \quad (10)$$

$$i_\alpha = u_\alpha i_d; \quad (11)$$

$$i_\beta = u_\beta i_d. \quad (12)$$

Коммутационный вектор может быть записан так [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{u} &= u_\alpha + j u_\beta = u e^{j\omega} \\ u_\alpha &= u \cos \omega, \quad u_\beta = u \sin \omega, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $u = |\dot{u}|$ — модуль коммутационного вектора: в межкоммутационных интервалах он постоянен ($u = 2/\sqrt{3}$), в интервалах коммутации сначала снижается от $2/\sqrt{3}$ до 1 и затем снова возрастает до $2/\sqrt{3}$; ω — аргумент или «шаговая функция», принимающая в зависимости от номеров включенных вентилях значения, представленные в таблице [Л. 2].

Рассмотрим результирующую систему уравнений цепи (рис. 1) в межкоммутационных интервалах, когда согласно таблице $\omega = \text{const}$. Из (13) получаем $u_\alpha = \text{const}$ и $u_\beta = \text{const}$. Результирующая система уравнений представляется совокупностью уравнений (1), (7), (10), (11) и (12). Получаем систему линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, порядок которой $m+2n$, где m — порядок цепи постоянного тока, n — порядок фазы цепи переменного тока. Применим теперь специальную систему координат, позволяющую разбить эту единую систему дифференциальных уравнений на две подсистемы более низкого порядка.

В качестве таковой выберем систему координат, связанную с коммутационным вектором \dot{u} . Векторы в этой системе будем обозначать индексом « u ». Как принято, действительную ось этой системы обозначим через d , а мнимую через q . В межкоммутационном интервале эта система координат неподвижна и сдвинута относительно неподвижной системы на неизменный угол ω (см. таблицу), причем этот угол в зависимости от номеров включенных вентилях изменяется по ступенчатому закону. При переходе от одного межкоммутационного интервала к следующему система координат «перескакивает» (шагает) на постоянный угол, равный $\pi/3$. По этой причине в [Л. 2] такая система координат названа «шагающей». Свойство неподвижности этой системы координат в межкоммутационном интервале позволяет не усложнить систему уравнений цепи переменного тока, а выбор положения системы координат по отношению к коммутационному вектору (ось d совпадает с коммутационным вектором, ось q перпендикулярна ему) позволяет исключить связь переменных оси q с переменными цепи постоянного тока и тем самым сделать систему уравнений для оси q независимой. Одноименные векторы в неподвижной (α, β) и подвижной (d, q) системах связаны выражением

$$\dot{\varphi}_{k\alpha} = \dot{\varphi}_{ku} e^{j\omega}, \quad (14)$$

так как согласно (13) угол между неподвижной и подвижной системами координат равен ω . Кроме того,

$$\dot{\varphi}_{ku} = \dot{\varphi}_{kd} + j \dot{\varphi}_{kq}, \quad (15)$$

где $\varphi_{k\alpha}, \varphi_{k\beta}$ — проекции вектора $\dot{\varphi}_{ku}$ на оси d и q .

Включены вентили	Коммутация	ω	ρ
6 и 1	нет	$-\frac{\pi}{6}$	var
6, 1 и 2	с 6 на 2	от $-\frac{\pi}{6}$ до $+\frac{\pi}{6}$	0
1 и 2	нет	$\frac{\pi}{6}$	var
1, 2 и 3	с 1 на 3	от $\frac{\pi}{6}$ до $\frac{3\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{6}$
2 и 3	нет	$\frac{3\pi}{6}$	var
2, 3 и 4	с 2 на 4	от $\frac{3\pi}{6}$ до $\frac{5\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{6}$
3 и 4	нет	$\frac{5\pi}{6}$	var
3, 4 и 5	с 3 на 5	от $\frac{5\pi}{6}$ до $\frac{7\pi}{6}$	$\frac{6\pi}{6}$
4 и 5	нет	$\frac{7\pi}{6}$	var
4, 5 и 6	с 4 на 6	от $\frac{7\pi}{6}$ до $\frac{9\pi}{6}$	$\frac{8\pi}{6}$
5 и 6	нет	$\frac{9\pi}{6}$	var
5, 6 и 1	с 5 на 1	от $\frac{9\pi}{6}$ до $\frac{11\pi}{6}$	$\frac{10\pi}{6}$

Выбранная система координат отличается следующим важным свойством. Коммутационный вектор в этой системе с учетом (14) и (13) выражается постоянным действительным числом:

$$\dot{u}_u = u e^{-j\omega} = u = \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad (16)$$

так как

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_u &= u_d + j u_q; \\ u_d &= \frac{2}{\sqrt{3}}; \quad u_q = 0. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Выражение (8) перепишем в виде

$$u_{d\alpha} = \frac{3}{2} (u_d u_d + u_q u_q)$$

или с учетом (17)

$$u_{d\alpha} = \sqrt{3} u_d. \quad (18)$$

В этой системе координат выражение (9) дает:

$$i_{du} = \frac{2}{\sqrt{3}} i_d; \quad (19)$$

$$i_{qu} = 0. \quad (20)$$

Если для неподвижной системы координат свойственна связь переменных цепи постоянного тока с переменными выходной цепи и по оси α и по оси β [выражения (10), (11), (12)], то с применением «шагающей» системы координат переменные цепи постоянного тока связаны лишь с проекциями векторов напряжения и тока на продольную ось d и не связаны с проекциями векторов на поперечную ось q . Этот факт позволяет рассматривать уравнения по осям d и q как

независимые системы дифференциальных уравнений более низкого порядка:

$$I \left\{ \begin{aligned} \frac{d\varphi_l}{dt} &= \sum_{r=1}^m D_{lr}\varphi_r, \quad l = 1, 2, 3, \dots, m; \\ u_{dH} &= \sqrt{3} u_d; \\ i_{dH} &= \frac{2}{\sqrt{3}} i_d; \\ \frac{d\varphi_{dk}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks}\varphi_{ds}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n; \\ i_{qH} &= 0; \\ \frac{d\varphi_{qk}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks}\varphi_{qs}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n. \end{aligned} \right. \quad (21)$$

Порядок подсистемы I равен $m+n$, ей соответствует схема замещения, названная схемой замещения по оси d (рис. 2,а). В нее входят в неизменном виде цепь постоянного тока и схема, соответствующая уравнениям цепи переменного тока по оси d .

Подсистеме II соответствует схема замещения по оси q (рис. 2,б). В нее входит схема, соответствующая уравнениям цепи переменного тока по оси q , а цепь постоянного тока отсутствует. Эта схема совпадает со схемой замещения цепи переменного тока по оси d .

Таким образом, показано, что схема рис. 1 в межкумму- тационном интервале может быть представлена так, что исходная система дифференциальных уравнений для межкумму- тационного интервала порядка $m+2n$ может быть преобразо- вана в две эквивалентные независимые подсистемы порядков $m+n$ и n соответственно.

Проанализируем теперь коммутационный интервал.

Чтобы и в коммутационных интервалах сделать системы уравнений по осям d и q независимыми, необходимо «шагаю- щую» систему координат и в этом интервале связать с не- подвижным вектором. Покажем, что в коммутационном интер- вале неподвижным оказывается вектор напряжения \dot{u} .

По определению

$$\dot{u} = u e^{i\theta}. \quad (22)$$

Модуль вектора

$$u = \sqrt{\frac{2}{3} u_a^2 + u_b^2 + u_c^2}. \quad (23)$$

Фазовый угол вектора

$$\rho = \arccos \frac{u_a}{u}. \quad (24)$$

В коммутационном интервале две из трех фаз оказы- ваются закороченными двумя вентилями, включенными в одной группе (анодной или катодной). При закорачивании двух фаз вектор напряжения становится неподвижным ($\rho = \text{const}$). Это можно доказать так. Для коммутации с 1-го вентиля на 3-й имеем:

$$u_{ab} = u_a - u_b = 0. \quad (25)$$

Поскольку $u_a + u_b + u_c = 0$, имеем

$$\left. \begin{aligned} u_c &= -2u_a; \\ u_b &= u_a. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Подставив (26) в (23), получим $u = 2u_a$. Из (24) следует

$$\rho = 2\pi/6 = \text{const}.$$

Аналогично можно найти значения ρ и для других комму- тационных интервалов (см. таблицу). Таким образом, пока- зано, что в коммутационном интервале вектор напряжения \dot{u} неподвижен.

В коммутационном интервале также будем полагать, что действительной осью системы является ось d , а мнимой — q , но теперь ось d совпадает с вектором $\dot{u} = u_d + j u_q$, а не с ком-

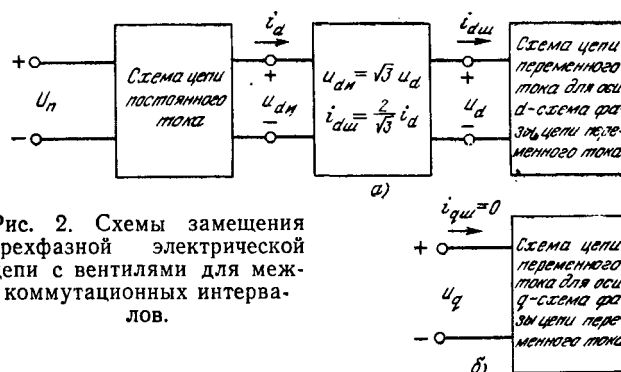


Рис. 2. Схемы замещения трехфазной электрической цепи с вентилями для межкоммутационных интервалов.



Рис. 3. Схемы замещения трехфазной электрической цепи с вентилями для коммутационных интервалов.

мутационным вектором, как это было в межкумму- тационном интервале, поэтому

$$\left. \begin{aligned} u_d &= u; \\ u_q &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Чтобы получить связи переменных входной и выходной цепей для данной системы координат, необходимо найти про- екции коммутационного вектора в этой системе координат. После необходимых математических выкладок получаем:

$$u_{dH} = \frac{3}{2} u_d; \quad (28)$$

$$i_{dH} = i_d; \quad (29)$$

$$t_{gu} = i_d \operatorname{tg}(\omega - \rho). \quad (30)$$

Таким образом, для коммутационного интервала имеем следующую систему дифференциальных уравнений:

$$III \left\{ \begin{aligned} \frac{d\varphi_l}{dt} &= \sum_{r=1}^m D_{lr}\varphi_r, \quad l = 1, 2, 3, \dots, m; \\ u_{dH} &= \frac{3}{2} u_d; \\ i_{dH} &= i_d; \\ \frac{d\varphi_{dk}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks}\varphi_{ds}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n; \end{aligned} \right. \quad (31)$$

$$IV \left\{ \begin{aligned} u_q &= 0; \\ \frac{d\varphi_{qk}}{dt} &= \sum_{s=1}^n A'_{ks}\varphi_{qs}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n. \end{aligned} \right.$$

Полученная система описывает процессы схемы рис. 1 в коммутационном интервале и представляет собой две неза- висимые подсистемы. Подсистема III связывает между собой переменные входной цепи и переменные выходной цепи по оси d . Эта подсистема имеет порядок $m+n$, и ей соответству-

ет схема замещения рис. 3,а. Подсистема IV имеет порядок n , а соответствующая ей схема замещения представлена на рис. 3,б.

Проведенное преобразование цепи с вентилями напоминает преобразование уравнений трехфазной электрической машины во вращающуюся вместе с ротором систему координат, примененное впервые А. А. Горевым [Л. 3] и Р. Ш. Парком [Л. 4]. В случае вентильной цепи, как было показано выше, положительный результат удается получить с помощью системы координат, движущейся неравномерно («шагающей»). При переходе от коммутационного интервала к межкоммутационному и затем от межкоммутационного интервала к следующему коммутационному и т. д. система координат совершает дискретные перемещения в комплексной плоскости на постоянные углы, равные $\pi/6$. В каждом из интервалов «шагающая» система координат связана либо с вектором \dot{u} , либо с вектором \dot{i} . В коммутационном интервале она связана с вектором \dot{u} , а в межкоммутационном — с вектором \dot{i} .

Рассмотренный метод снижения порядка системы уравнений был применен в [Л. 2] к системе уравнений схемы

параллельного трехфазного инвертора с активно-индуктивной нагрузкой, что позволило вместо исходной системы 5-й степени получить две независимые подсистемы 3- и 2-й степеней и решить их в общем виде.

Еще один новый результат, заключающийся в получении решения в общем виде, удастся получить для схемы параллельного инвертора с активно-индуктивной нагрузкой и линейной индуктивностью в контуре коммутации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левинштейн М. Л. Операционное исчисление и его применение к задачам электротехники. — М.—Л.: Энергия, 1964.
2. Чванов В. А. Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. — М.: Энергия, 1978.
3. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. — М.: Госэнергоиздат, 1950.
4. Park R. H. Two—reaction theory of synchronous machines. — Trans. AIEE. 1929, 1933.

[18.02.80]

УДК 621.314.5.001.24

Передаточные функции узлов коммутации с распределенными параметрами

НЕКРАСОВ В. И., канд. техн. наук, КОРНЕВ А. С., инж.

Ленинград

При всем многообразии схемных решений коммутирующих узлов (КУ) к ним в обязательном порядке предъявляют, по крайней мере, три основных требования: проводимость через КУ должна быть минимальной при обеспечении требуемого времени для восстановления вентильных свойств выключаемых тиристоров; амплитуда тока разряда коммутирующего конденсатора должна быть достаточной для замещения тока в главном тиристоре; скорости нарастания тока и напряжения не должны превышать допустимых значений.

При разработке тиристорных прерывателей, когда КУ представляется сосредоточенными параметрами коммутирующей емкости C_k и индуктивности L_k , для выполнения перечисленных требований зачастую приходится эти параметры заметно увеличивать. Как правило, это приводит к росту массо-габаритных показателей и потерь в контуре коммутации. Стремление уменьшить амплитуду тока привело к созданию КУ распределенного типа из отдельных LC-звеньев, включенных в цепную схему [Л. 1 и 2]. Исследования такой схемы выявили ее преимущества перед одноконтурным узлом коммутации. Одно из основных достоинств искусственной длинной линии, используемой в качестве КУ, заключается в том, что амплитуду анодного тока тиристоров можно существенно уменьшить.

На рис. 1 представлена четырехзвенная схема тиристорного широтно-импульсного прерывателя, содержащая КУ с распределенными LC-параметрами, составленная в предположении, что к моменту включения коммутирующего тиристора T_k , через главный тиристор T_r протекает ток I_{Tr} , равный току нагрузки I_n , а на цепочке коммутирующих конденсаторов C_n имеется напряжение, равное по величине и противоположное по знаку U_{ϕ} , т. е. $U_{\phi} = -U_{C0}$, где U_{ϕ} — напряжение на фильтре; U_{C0} — начальное напряжение на конденсаторах C_n каждой коммутирующей ячейки.

Включение тиристора T_k и последующее открытие диода обратного перезаряда $D_{оп}$ сопровождается перезарядом коммутирующих конденсаторов C_n , суммарный ток которых замыкается через упомянутые вентили. Поскольку рассматриваемый КУ представляет собой искусственную формирующую линию, состоящую из последовательно включенных $L_n C_n$ -двухполюсников, то импульс суммарного тока будет иметь трапецидальную форму [Л. 3]. Это определяет большее время встречно прикладываемого напряжения к тиристору T_r , чем при импульсе синусоидальной формы. Хотя отмеченные

преимущества бесспорны, все же КУ, выполненные по схеме рис. 1, пока еще не нашли широкого применения. Причинами того являются, в частности, недостаточное знание особенностей работы цепей с распределенными параметрами применительно к процессу выключения тиристоров и относительная сложность математического аппарата, используемого при синтезе подобных схем.

В настоящей статье изложены результаты исследований многозвенной структуры цепи с распределенными LC-параметрами в КУ, проведенных с целью получения общих выражений для передаточных функций, характеризующих изменение тока в цепи диода обратного перезаряда, длительность протекания которого определяет время для восстановления вентильных свойств главного тиристора. Если пренебречь потерями в $L_n C_n$ -ячейках, а также падениями напряжений в полупроводниковых приборах, то рассмотренный выше процесс замещения тока в тиристоре T_r будет близок к режиму короткого замыкания цепочки. Это позволяет использовать для анализа процесса коммутации эквивалентную схему замещения, приведенную на рис. 2.

Вводя обозначения операторных сопротивлений продольных ветвей и операторных проводимостей поперечных ветвей, а также L-изображения токов и напряжений, запишем систему дифференциальных уравнений в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} Z_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & Y_2 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & Z_3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & Y_4 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & Z_5 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & Y_6 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & Z_7 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & Y_8 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \bar{U}_1 \\ \bar{U}_2 \\ \bar{U}_3 \\ \bar{U}_4 \\ \bar{U}_5 \\ \bar{U}_6 \\ \bar{U}_7 \\ \bar{U}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{U}_{C0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где U_{C0} — начальное напряжение на конденсаторах C_n .
Учитывая, что

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_2 Y_2 + \bar{U}_4 Y_4 + \bar{U}_6 Y_6 + \bar{U}_8 Y_8, \quad (2)$$

$$\bar{T}_1 = \frac{\Delta_{11}}{\Delta}, \quad (3)$$

где Δ — континуант [Л. 4] системы (1); Δ_{11} — алгебраическое дополнение первой строки и первого столбца континуанта.

Известно, что если продольные ветви включают в себя только индуктивности, а поперечные — емкости, то Δ такой цепи характеризуется полиномом, степень которого равна числу реактивных элементов рассматриваемой цепи, а сам континуант и его миноры представляют собой рациональные функции оператора p , все коэффициенты которых являются вещественными числами. Учитывая это, можно записать передаточную функцию:

$$K(p) = \frac{\bar{T}_1}{\bar{U}_{C0}} = \frac{Q_2(p)}{Q_1(p)}, \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Q_1(p) &= p^{2m} + b_{2m}p^{2m-2} + b_{3m}p^{2m-4} + \dots \\ &\quad \dots + b_{(m-1)m}p^2 + b_{mm}; \\ Q_2(p) &= p(p^{2m-2} + a_{2m}p^{2m-4} + \dots \\ &\quad + a_{3m}p^{2m-6} + \dots + a_{(m-1)m}p^2 + a_{mm}) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

представляют собой характеристические полиномы числителя и знаменателя передаточной функции $K(p)$. Так как цепная схема рис. 2 содержит операторные сопротивления и проводимости, выраженные в реактансных функциях, то полиномы (5) будут иметь корни, расположенные только на мнимой оси комплексной плоскости.

Раскроем Δ и Δ_{11} и подставим их значения в (3) с учетом того, что

$$\left. \begin{aligned} Z_1' &= Z_3 = Z_5 = Z_7 = pL_{\pi}; \\ Y_2' &= Y_4 = Y_6 = Y_8 = pC_{\pi}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Тогда цепную схему рис. 2 можно реализовать передаточной функцией, характеризующей процесс коммутации, вида:

$$K(p) = \frac{\bar{T}_1}{\bar{U}_{C0}} = \frac{Q_2(p)}{Q_1(p)} = \frac{pC_{\pi}(p^6C_{\pi}^3L_{\pi}^3 + 6p^4C_{\pi}^2L_{\pi}^2 + 10p^2C_{\pi}L_{\pi} + 4)}{p^6C_{\pi}^4L_{\pi}^4 + 7p^4C_{\pi}^3L_{\pi}^3 + 15p^2C_{\pi}^2L_{\pi}^2 + 10pC_{\pi}L_{\pi} + 1}. \quad (7)$$

Реализация подобных схем передаточными функциями (4) не представляет особого труда, если найдены корни полиномов (5), вычисление которых сопряжено с отысканием числовых значений полиномиальных коэффициентов. Однако, как было показано выше, записать передаточную функцию для конкретной цепной схемы возможно только при раскрытии континуанта и выявлении из него алгебраического дополнения. Если КУ, представленный в виде цепной схемы, имеет не более трех ячеек ($m \leq 3$), то процесс отыскания числовых значений полиномиальных коэффициентов не трудоемок. В противном случае при $m > 3$, для того чтобы реализовать цепную схему с помощью передаточной функции, необходимо преодолеть определенные трудности вычислительного характера. Нахождение числовых значений полиномиальных коэффициентов по методу цепных дробей вида

$$Z(p) = Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_4 + \dots}}} \quad (8)$$

также требует значительного времени.

Отмеченные трудности привели к тому, что в [Л. 5 и 6] были разработаны системы специальных функций для математического описания цепных схем. Эти системы содержат формулы и рекуррентные соотношения, позволяющие с помощью приведенных полиномиальных таблиц, составленных для числа ячеек $m \leq 10$, вычислять коэффициенты полиномов. Однако отыскание последних по специальным функциям нельзя признать простым: например, в [Л. 6] предлагается для этого использовать ЦВМ.

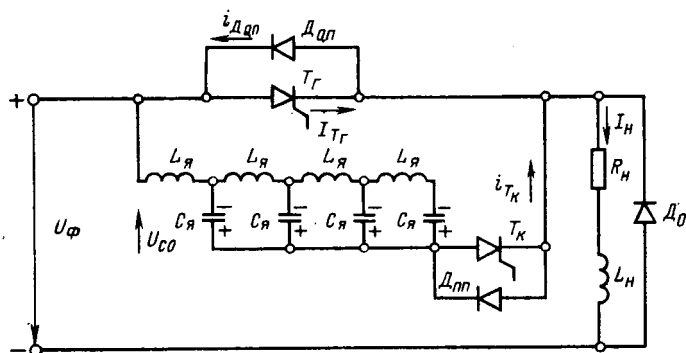


Рис. 1. Схема узла коммутации с распределенными параметрами.

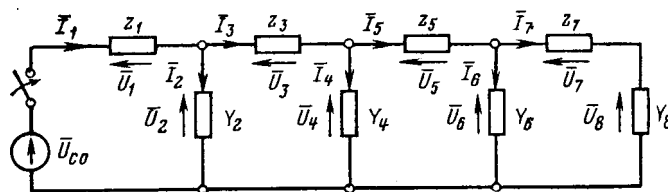


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения.

С целью получения более простого математического аппарата авторы, опираясь на метод математической индукции, разработали рекуррентную форму, позволяющую вычислять коэффициенты числителя и знаменателя передаточных функций. Предлагаемая форма выгодно отличается тем, что не требует алгебраических преобразований и позволяет быстро находить числовые значения полиномиальных коэффициентов функций (4) при любом количестве звеньев цепной схемы.

Запишем в виде выражения (7) передаточные функции соответственно однозвенной, двухзвенной и трехзвенной схем КУ:

$$\left. \begin{aligned} K(p) &= \frac{pC_{\pi}}{p^2C_{\pi}L_{\pi} + 1}; \\ K(p) &= \frac{pC_{\pi}(p^2C_{\pi}L_{\pi} + 2)}{p^4C_{\pi}^2L_{\pi}^2 + 3p^2C_{\pi}L_{\pi} + 1}; \\ K(p) &= \frac{pC_{\pi}(p^4C_{\pi}^2L_{\pi}^2 + 4p^2C_{\pi}L_{\pi} + 3)}{p^6C_{\pi}^3L_{\pi}^3 + 5p^4C_{\pi}^2L_{\pi}^2 + 6p^2C_{\pi}L_{\pi} + 1}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Из выражений (7) и (9) видно, что последние члены разложения полиномов числителя всегда равны соответствующему числу ячеек цепной схемы, а последний член разложения знаменателя всегда будет равен единице.

Распишем коэффициенты при неизвестных, включая последние члены разложения в виде равнобедренного треугольника, предварительно обозначив их через a . Тогда, приписывая соответствующему коэффициенту его порядковый номер и номер числа ячеек, характеризующий реализуемую лестничную схему, получаем:

a_{11}	1
a_{12} a_{22}	2
a_{13} a_{23} a_{33}	3
a_{14} a_{24} a_{34} a_{44}	4
\dots	\dots
a_{1m} a_{mm}	m
Коэффициенты	Число ячеек (звеньев)

Здесь для полинома числителя $a_{11}=a_{12}=a_{13}=\dots=a_{1m}=1$; $a_{22}=2$, $a_{33}=3$, $a_{44}=4$, ..., $a_{mm}=m$ и тогда неизвестные коэффициенты найдутся по следующему правилу:

$$a_{23} = a_{11} + a_{22} + a_{12} \Rightarrow 4 = 1 + 2 + 1;$$

$$a_{24} = a_{12} + a_{23} + a_{13} \Rightarrow 6 = 1 + 4 + 1;$$

$$a_{34} = a_{11} + a_{22} + a_{33} + a_{23} \Rightarrow 10 = 1 + 2 + 3 + 4 \text{ и т. д.}$$

Воспользовавшись вышеприведенной записью, определим соответствующие числовые значения полиномиальных коэффициентов числителей при неизвестных и последних членах разложения для 5-, 6-, 7- и 8-звенной цепной схемы:

1										1
	1									2
		1								3
			1							4
				1						5
					1					6
						1				7
							1			8
								1		8
									1	8

В (11) стрелками показано направление, по которому происходит суммирование уже известных коэффициентов для получения искомого.

Числовые значения полиномиальных коэффициентов знаменателя находятся по тому же правилу, что и для числителя с той лишь разницей, что, как уже упоминалось, последние члены разложения принимают численное значение, равное единице:

b_{10}										0
b_{11}	b_{21}									1
b_{12}	b_{22}	b_{32}								2
b_{13}	b_{23}	b_{33}	b_{43}							3
...
b_{1m}	$b_{(m+1)m}$	m
Коэффициенты										Число ячеек (звеньев)

где $b_{10} = b_{21} = b_{32} = b_{43} = \dots = b_{(m+1)m} = 1$.

Таким образом, для полиномиальных коэффициентов знаменателей будем иметь:

1										0
	1									1
		1								2
			1							3
				1						4
					1					5
						1				6
							1			7
								1		8
									1	8
										8

Во избежание ошибки при определении числовых значений полиномиальных коэффициентов передаточных функций следует пользоваться полученными формулами для проверки сумм коэффициентов полиномов числителя и знаменателя со-

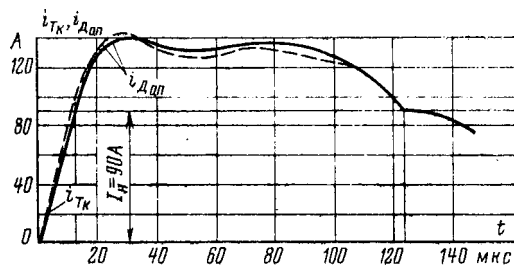


Рис. 3. Сравнение экспериментальных (—) и расчетных (---) данных.

ответственно:

$$\left. \begin{aligned} a &= a_{mm} & a &= a_{(m-1)(m-1)} & a &= a_{(m-2)(m-2)} \\ \sum_{a=a_{1m}} a &= 3 & \sum_{a=a_{1(m-1)}} a &= & \sum_{a=a_{1(m-2)}} a &= \\ b &= b_{(m+1)m} & b &= b_{m(m-1)} & b &= b_{(m-1)(m-2)} \\ \sum_{b=b_{1m}} b &= 3 & \sum_{b=b_{1(m-1)}} b &= & \sum_{b=b_{1(m-2)}} b &= \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Пример. Пусть необходимо узнать, правильно ли определены числовые значения полиномиальных коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции, характеризующей цепную схему, состоящей из восьми ячеек.

Для полинома числителя имеем:

$$\sum_{a=a_{18}} a = 3 \sum_{a=a_{17}} a - \sum_{a=a_{16}} a \Rightarrow 3(377) - 144 = 987,$$

что согласно (11) совпадает с суммой полиномиальных коэффициентов цепной схемы из восьми ячеек.

Для полинома знаменателя имеем:

$$\sum_{b=b_{18}} b = 3 \sum_{b=b_{17}} b - \sum_{b=b_{16}} b \Rightarrow 3(610) - 233 = 1597,$$

что согласно (13) также совпадает с суммой полиномиальных коэффициентов соответствующей цепной схемы.

Для перехода от L -изображения (4) к оригиналу воспользуемся теоремой разложения и получим общее выражение:

$$i_1(\omega_n t) = \frac{U_{C0}}{p_n} \times \sum_{i=1}^m \frac{(j\sqrt{\alpha_i})^{2(m-1)} + a_{2m}(j\sqrt{\alpha_i})^{2(m-2)} + \dots + a_{(m-1)m}(j\sqrt{\alpha_i})^2 + a_{mm}}{mj^{2(m-1)}(\sqrt{\alpha_i})^{2m-1} + (m-1)j^{2(m-2)}b_{2m}(\sqrt{\alpha_i})^{2m-3} + \dots + b_{(m-1)m}\sqrt{\alpha_i}} \sin \sqrt{\alpha_i} \omega_n t, \quad (15)$$

где $\alpha_i = \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{m-1}, \alpha_m$ — корни биквадратного характеристического уравнения знаменателя выражения (4); p_n — волновое сопротивление ячейки; $a_{2m} + a_{mm}$, $b_{2m} + b_{(m-1)m}$ — полиномиальные коэффициенты, рассчитанные по рекуррентным формам (11) и (13).

Для оценки влияния принятых допущений при переходе к схеме рис. 2 проведено сравнение данных расчета по предложенной методике с результатами эксперимента, полученными для четырехзвенного КУ, выполненного по схеме рис. 1 с параметрами: $L_n = 9$ мкГ; $C_n = 25$ мкФ; $U_{C0} = 80$ В; $I_n = 90$ А.

Из рис. 3 видно, что пренебрежение потерями в электрических цепях узла коммутации приводит к погрешности расчета в 7–8%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кошечев Л. Г. Улучшение коммутационной способности контуров коммутации тока автономных инверторов высокой частоты. — Электричество, 1975, № 7.
2. Modified McMurray inverter with puls forming network commutation circuits/ R. Palaniappan, R. K. Abrol, S. K. Dat-

ЧИЛИКИН М. Г., КЛЮЧЕВ В. И., САНДЛЕР А. С. ТЕОРИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА. М.: Энергия, 1979.

Интенсивное развитие машиностроения и автоматизации производственных процессов, повышение производительности и точности рабочих машин влекут за собой существенное возрастание требований, предъявляемых к точностным и динамическим характеристикам электрического привода, что привело в последние годы к глубоким качественным изменениям в его теории и практике. Существенно возросла роль регулируемого электропривода, а использование достижений преобразовательной техники и микроэлектроники значительно расширило его технические возможности. Получили широкое применение и развитие математические методы теории управления и электромеханики, которые существенно дополнили представления о динамических свойствах электропривода как сложной электромеханической системы, замкнутой обратными связями по электрическим и механическим параметрам.

Как следствие вышесказанного, назрела необходимость совершенствования специальной подготовки инженеров-электроприводчиков и, в первую очередь, приведения содержания и методики основополагающего курса специальности «Теория электропривода» в соответствие с современными требованиями. Рецензируемое учебное пособие представляет собой первую успешную попытку решения этой актуальной проблемы.

При написании книги авторы поставили задачу отобрать наиболее общие вопросы современной теории электропривода из освещенных в большом числе специальных книг и научных публикаций, систематизировать их и изложить в обобщенном виде на единой методической основе, сохранив в принципе неизменной структуру курса. В результате выполнения большой работы научного и научно-методического характера была создана книга, в которой научные основы специальности на данном этапе ее развития освещены с достаточной полнотой в рамках сложившейся структуры ранее изданных учебных пособий по основам электропривода. Эта особенность книги является ее важным достоинством.

Анализ содержания рецензируемой книги позволяет установить ряд ее принципиальных положительных отличий от известных книг по основам электропривода:

широкое использование наиболее общих математических методов теоретической механики, теории электрических машин и теории управления и формирование на их основе единой методологии изложения вопросов теории автоматизированного электропривода;

существенное развитие вопросов динамики разомкнутых и замкнутых по основным регулируемым координатам электромеханических систем, рассмотрение установившихся режимов как частного случая при анализе общих динамических свойств систем;

значительное внимание анализу общих свойств электропривода как объекта автоматического управления;

достаточно полное освещение физических свойств разомкнутых и замкнутых электромеханических систем с упругими механическими связями, кинематическими погрешностями передач и зазорами;

детальный анализ влияния основных нелинейностей на статические характеристики и на динамические свойства электропривода на основе широкого использования методов аппроксимации,

линеаризации при малых отклонениях и гармонической линеаризации, а также на основе использования вычислительной техники.

Отмеченные особенности наиболее отчетливо видны в изложении таких традиционных разделов теории электропривода, как «Механика электропривода» (гл. 1), «Электромеханические свойства двигателей» (гл. 2 и 3) и «Регулирование координат электропривода» (гл. 6—11).

В гл. 1 формируются представления о механической части электропривода как о многомассовой системе с упругими связями, зазорами, кинематическими погрешностями передач и нелинейными нагрузками. Наглядно изложен метод составления приведенных расчетных схем механической части и показано, что в большинстве случаев для анализа основных физических особенностей механической части как объекта управления она может быть удовлетворительно представлена двухмассовой упругой системой. С помощью уравнения Лагранжа получено математическое описание, на основе которого составлены структурные схемы и определены передаточные функции электромеханической системы при возмущении по управлению и нагрузке. Затем частотным и классическим методами проанализированы динамические свойства двухмассовой упругой модели механической части электропривода, причем значительное внимание уделено разъяснению неточностей, вносимых пренебрежением упругостью механических связей. В этой же главе получили достаточное освещение и традиционные вопросы анализа свойств жесткости механического звена, определения приведенного момента нагрузки, учета влияния переменной составляющей потерь в передачах и т. п.

Основным традиционным инструментом для анализа электромеханических свойств двигателей в электроприводе являются статические механические характеристики, связывающие электромагнитный момент двигателя с угловой скоростью ротора при заданном напряжении, частоте и электрических параметрах машины. Перед авторами при написании главы «Электромеханические свойства двигателей» стояла сложная задача распространить эффективный способ анализа реакций момента двигателя при изменении скорости, напряжения, сопротивления и т. п. на область динамических режимов работы и сохранить анализ статических механических характеристик как частный результат, вытекающий из описания динамических процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе.

Данная задача решена оригинально и эффективно путем использования математических методов теории обобщенной электрической машины и частного метода теории управления. С этой целью рассмотрению свойств конкретных двигателей предпослана гл. 2 «Электромеханическое преобразование энергии», в которой на базе теории обобщенной машины установлена в обобщенном виде зависимость электромагнитного момента двигателя от скорости в динамике $M=f(\omega, t)$ при данных значениях напряжения, частоты и других параметров, а также введено понятие динамической жесткости механической характеристики, которая при использовании частотного метода теории управления позволяет анализировать зависимость модуля динамической жесткости $|B_d|=\Delta M/\Delta \omega$ и фазо-

ta, J. Vithayathil. — IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, 1977, vol. 24, № 1.

3. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. — М.: Советское радио, 1973.

4. Белецкий А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей. — М.: Связь, 1967.

5. Давыдов В. С. О резонансных частотах однородных цепных схем. — Электричество, 1963, № 2.

6. Рахманов В. Ф. Система специальных функций для описания цепных схем. — Электричество, 1977, № 7.

вый сдвиг между колебаниями M и ω от частоты и электрических параметров двигателя. В частном случае при частоте колебаний, равной нулю, представляется возможность осуществить традиционный анализ модуля жесткости статических механических характеристик, составляющий основное содержание этого раздела в известных книгах по основам электропривода.

Уравнение, описывающее механические характеристики двигателя в динамике, и передаточная функция динамической жесткости, полученные в гл. 2, являются единой основой как для изучения свойств двигателей в гл. 3, так и для анализа электромеханических свойств разомкнутых и замкнутых систем электропривода во всем последующем изложении. Важным достоинством такого подхода является формирование правильных представлений о допустимости использования статических механических характеристик для анализа динамических процессов, о реальных расхождениях между статическими и динамическими характеристиками, обусловленных электромагнитной инерцией двигателя и элементов системы управления.

В известных книгах по основам электропривода вопросы регулирования координат электропривода сводились к рассмотрению регулирования скорости электропривода, кроме того, в ряде работ рассматривалось регулирование положения в простейшем варианте точной остановки электропривода. Главное внимание уделялось рассмотрению параметрических способов регулирования скорости и анализу влияния ряда обратных связей на жесткость статических механических характеристик при автоматическом регулировании скорости. В рецензируемой книге вопросы регулирования координат электропривода (гл. 6—11) изложены в более обобщенном и систематизированном виде применительно к регулированию момента (гл. 7), скорости (гл. 8, 9 и 10) и положения (гл. 11). При этом значительное внимание уделено анализу динамических свойств электромеханических систем, замкнутых по одной из перечисленных основных координат, на базе использования методов теории автоматического управления.

Оценивая гл. 6—11 в целом, следует отметить, что они не дают исчерпывающих представлений о всех частных способах и схемах регулирования, но в достаточной степени осве-

щают общие задачи и показатели регулирования, а также общие физические свойства и технические возможности разомкнутых и замкнутых систем регулируемого электропривода на основе обобщенных структурных и функциональных схем без учета возможных частных особенностей, вносимых используемой техникой управления (неполно-управляемый преобразователь, режим прерывистых токов и т. п.).

Такой подход для теоретической основополагающей дисциплины специальности представляется правильным. Достоинством этой части книги является обстоятельный анализ физических свойств замкнутых систем электропривода при стандартных настройках контуров регулирования на технический или симметричный оптимум, так как эти настройки систем УП—Д наиболее характерны в связи с широким использованием унифицированных блочных систем регуляторов.

Интересен пример использования систем подчиненного регулирования в асинхронном электроприводе (§ 9-6), при этом наглядно видны широкие возможности принятой в книге методики описания и анализа динамики сложных электромеханических систем.

Ознакомление с содержанием книги вызывает следующие замечания:

1. Гл. 2 перегружена математически выкладками.
2. Изложение материалов по теории автоматического управления, помещенное в § 6-3, можно было бы существенно сократить.
3. В гл. 14 — «Расчет мощности электроприводов» следовало бы отразить особенности расчета нагрузочных диаграмм и выбора двигателей для регулируемого электропривода.
4. В книге имеется ряд неточностей в записи формул (5-28), (6-44) и (8-73), в рис. 1-26, 11-9, 11-11, а также замечен ряд мелких опечаток.

Издание нового учебного пособия, освещающего на современном уровне основные вопросы теории автоматизированного электропривода, будет безусловно способствовать повышению уровня подготовки инженеров-электроприводчиков.

ОНИЩЕНКО Г. Б., доктор техн. наук

ВНИМАНИЮ

руководителей организаций и предприятий

В Энергоиздате в апреле—мае 1981 г. выходит бланк-заказ на плакаты по технике безопасности. Они иллюстрируют основные положения правил по технике безопасности, напоминают о мерах и приемах безопасной работы на электрических станциях и подстанциях в энергетических системах, в электроустановках промышленных предприятий и промышленной теплоэнергетике, на предприятиях электротехнической промышленности, при пользовании электроэнергией в сельском хозяйстве и быту.

Бланк-заказ высылается издательством бесплатно по запросам организаций. В нем приведен полный перечень плакатов, указаны условия их получения и порядок оформления заказов.

За получением бланк-заказа следует обращаться по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоиздат, Отдел распространения. Телефон для справок: 235-39-27.

СВОЕВРЕМЕННО ОФОРМЛЯЙТЕ ЗАКАЗЫ!

Проблемы грозозащиты и заземлений в районах с высоким удельным сопротивлением грунта

(Заседание секции IV «Теоретические проблемы электрофизики высоких напряжений» Научного Совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», сентябрь 1980 г. Апатиты Мурманской области)

В заседании приняли участие около 100 представителей 32 организаций из 15 городов. Были заслушаны и обсуждены 58 докладов и сообщений.

В обзорных докладах, представленных Кольским филиалом АН СССР (КФАН), Ленинградским политехническим институтом (ЛПИ), Научно-исследовательским институтом постоянного тока (НИИПТ), ВГПИ и НИИ «Энергосетьпроект», Московским энергетическим институтом (МЭИ), Сибирским научно-исследовательским институтом энергетики (СибНИИЭ), Ленинградским государственным университетом (ЛГУ) и Омским институтом инженеров транспорта (ОмИИТ), показана актуальность рассматриваемых вопросов.

В соответствии с решениями расширенных заседаний секции IV по проблемам грозозащиты, состоявшихся в Баку (1978 г.) и Куйбышеве (1979 г.), в период между заседаниями секции был подготовлен и утвержден ряд документов: Руководящие указания (РУ) по защите электростанций и подстанций 3—500 кВ, ведомственные РУ по проектированию заземлений и др. Получены результаты экспериментального исследования грозозащиты подстанций, линий и вращающихся машин, обобщен опыт их эксплуатации, начата систематизация результатов исследования характеристик грозовой деятельности и параметров грозового разряда в районах с большим удельным сопротивлением грунта.

Заседание секции, состоявшееся в Кольском филиале АН СССР, рассмотрело ряд вопросов, связанных с обеспечением надежной работы электроэнергетических установок и линий связи в районах Севера и Востока нашей страны. В частности, обсуждены методики расчетов надежности грозозащиты линий электропередачи, подстанций и линий связи при больших удельных сопротивлениях грунта, способы защиты от грозовых перенапряжений электрооборудования, нормы и правила, используемые при проектировании заземляющих устройств и схем грозозащиты для этих районов, данные опыта эксплуатации электрооборудования и способы выполнения заземлителей электроустановок в районах с повышенным удельным сопротивлением грунта и другие вопросы.

Обсуждались доклады и сообщения по трем основным направлениям.

Грозозащита электроэнергетических объектов в районах с большим удельным сопротивлением грунта. В докладах, посвященных этому вопросу, единодушно отмечалось отсутствие в существующих ПУЭ обоснованных норм и рекомендаций по обеспечению грозозащиты электрических сетей в районах с высоким удельным сопротивлением грунта. Для выработки таких норм признано необходимым обобщить опыт эксплуатации энергосистем Севера и Востока страны, разработать технико-экономические критерии надежности грозозащиты и уточненные методы расчета грозозащиты с учетом влияния повышенного удельного сопротивления и внедрить новые эффективные средства грозозащиты. В частности, нашло поддержку предложение представителей «Энергосетьпроекта» отказаться от нормирования сопротивления заземления отдельных опор, а исходить при проектировании и эксплуатации линий электропередачи из нормированного числа грозовых отключений линии. Были обсуждены и одобрены уточненные методики расчета надежности грозозащиты НИИПТ и ЛПИ, а также новые варианты схем грозозащиты подстанций с выносом разрядника на линию и использованием нелинейных ограничителей перенапряжений. Была отмечена необходимость дальнейших исследований физических параметров грозового разряда и грозопоражаемости наземных объектов, в особенности в районах с большим удельным сопротивлением грунта.

Заземление электроэнергетических объектов в районах с большим удельным сопротивлением грунта. В докладах были приведены результаты полевых измерений импульсных характеристик протяженных заземлителей. В районах с удельным сопротивлением грунта $(10 \div 20) \cdot 10^3$ Ом·м в активном отводе тока молнии участвует лишь небольшая доля (около 20—30 м) протяженного заземлителя, что делает нецелесообразным применение сплошных протяженных заземлителей (противовесов) между опорами.

Названы перспективными новые методы исследования грунта при проектировании искусственных заземлителей. В этом отношении широкий интерес вызвали доклады, в которых рассматривается возможность применения новых методов электроразведки при выборе участков для заземляющих устройств в сложных геоэлектрических условиях.

Особый интерес вызвали также вопросы нормирования, проектирования и расчета заземляющих устройств электроустановок, находящихся в районах с многолетнемерзлыми грунтами. В частности, отмечалась целесообразность перехода от нормирования сопротивления электробезопасности к нормированию напряжения прикосновения и шагового напряжения, что позволит в районах с большим удельным сопротивлением грунта добиться большей электробезопасности при меньших затратах на сооружение заземлений.

В ряде докладов предложены уточненные методы расчетов сопротивления заземлителей. Поставлен вопрос о необходимости учета волновых процессов в заземлителе при расчете грозовых перенапряжений на ошиновке распределительных устройств подстанций.

Грозозащита подземных кабелей связи. В докладах этой тематики отмечается значительная аварийность подземных кабелей связи при ударах молнии в кабель или в окрестности трассы кабеля. Для снижения аварийности необходимо уточнить методику грозозащиты кабелей.

Исследования показали, что в лидерной стадии молнии на поверхности земли возможно возникновение зоны повышенной проводимости, направленной в сторону кабеля. Это приводит к увеличению числа прямых ударов в кабель. Кроме того, показано, что стелющийся по земле канал уменьшает амплитуду тока, втекающего в оболочку по сравнению с расчетным током при прямом ударе в кабель, что приводит к необходимости корректировки известных характеристик токов молний, справедливых для хорошо заземленных объектов.

В докладах и сообщениях рекомендуется несколько способов защиты кабелей связи: укладка грозозащитных тросов параллельно кабелю, снижение сопротивления оболочки кабеля и установка соответствующих разрядников в промежуточных точках трассы.

Содержание заслушанных докладов и сообщений показывает, что в последние годы большое число научно-исследовательских, проектных и эксплуатационных организаций направляет свои усилия на решение перечисленных выше вопросов. Их работа координируется Отделением физико-технических проблем энергетики АН СССР. Накоплен обширный опыт эксплуатации электрооборудования в горных районах, в районах с мерзлыми и скальными грунтами, разработаны и успешно используются новые устройства и схемы грозозащиты оборудования, созданы программы для оценки надежности грозозащиты схем в таких районах и для расчетов конструкции заземлителей.

Вместе с тем заседание выявило ряд важных проблем, требующих своего решения объединенными усилиями различ-

ных научных проектных и конструкторских организаций, министерств и ведомств.

Совещание отмечает большое народнохозяйственное значение разработки норм удельной поражаемости земной поверхности молнией и исследований параметров молнии по регионам СССР.

Совещание считает, что существующие ПУЭ не обеспечивают надежной и экономичной грозозащиты ЛЭП. Требуется уточнение ПУЭ в части грозозащиты ЛЭП в горной местности и в районах с большим удельным сопротивлением грунта.

Заседание, в частности, приняло следующие решения: рекомендовать к внедрению усовершенствованные схемы грозозащиты подстанций, в том числе с применением новых защитных аппаратов с улучшенными характеристиками (ОПН) для районов с высоким удельным сопротивлением грунта;

рекомендовать проектным и эксплуатирующим организациям выполнять и контролировать заземляющие устройства электроустановок 0,4—750 кВ, сооружаемых в районах с высоким удельным сопротивлением грунта, на основе нормирования напряжения прикосновения;

рекомендовать продолжить исследования по оценке рабо-

тоспособности заземляющих систем с учетом их многоцелевого назначения, а также разработку норм для проектирования заземлителей в горных грунтах;

рекомендовать к внедрению методику определения грозовой активности на территории Кольского полуострова, учитывающую характер распространения грозовых фронтов и методику безконтактного определения электрических токов, позволяющую осуществлять постоянный эксплуатационный контроль эффективности грозозащиты подземных сооружений связи;

рекомендовать ввести нормирование грозозащиты ЛЭП по допустимому числу грозовых отключений;

рекомендовать продолжить работы по улучшению конструкции заземлителей за счет более широкого использования естественных заземлителей в грунтах с большим ρ , поиску эффективных способов грозозащиты существующих и вновь строящихся кабельных магистралей, исследованию характеристик грозового разряда, а также исследованию электрической прочности изоляторов и их надежности в сетях средних классов напряжения.

БОГАТЕНКОВ И. М., МИХАЙЛОВ Ю. А., ХАЛИЛОВ Ф. Х.

К 60-летию плана ГОЭЛРО

25—27 ноября 1980 г. Институт марксизма-ленинизма при ЦК КПСС, Академия наук СССР совместно с Министерством энергетики и электрификации СССР провели в Москве Всесоюзную научную конференцию, посвященную 60-летию плана ГОЭЛРО.

На пленарных заседаниях конференции были заслушаны доклады заместителя министра энергетики и электрификации СССР Ф. В. Саложникова; президента Академии наук СССР А. П. Александрова; директора Института марксизма-ленинизма при ЦК КПСС А. Г. Егорова; председателя ЦП НТОЭиЭП Н. Н. Ковалева, секретаря ЦК ВЛКСМ Д. Н. Филиппова.

На заседаниях секций — исторической, социально-экономической, теплоэнергетической, атомной энергетики, гидроэнергетической, энергетических систем, нетрадиционных источников энергии — было заслушано и обсуждено свыше 50 докладов, с которыми выступили руководители министерств и ведомств, представители научных и учебных институтов, видные советские ученые.

В докладах была подчеркнута правильность выбранного 60 лет назад пути, который привел к небывалому количественному и качественному подъему нашей энергетики и всего народного хозяйства, и указаны первоочередные задачи, ждущие своего решения сегодня:

обеспечение требуемого прироста генерирующих мощностей в Европейской части СССР практически полностью за счет строительства АЭС;

увеличение маневренности и управляемости ЕЭС СССР за счет существенного увеличения, по сравнению с нынешним состоянием, доли специальных пиковых и полупиковых установок;

широкое развитие теплофикации за счет комбинированной выработки электроэнергии;

повышение качества оборудования путем реконструкции и устранения выявленных недостатков;

завершение формирования ЕЭС СССР и охвата ею всей территории страны;

создание опытно-промышленной МГД-установки мощностью 500 МВт;

создание парогазовых установок с внутрицикловой газификацией твердого топлива;

строительство экспериментальных и опытно-промышленных солнечных электростанций с термодинамическим циклом преобразования солнечной энергии для получения электроэнергии и тепла.

Прошедшая научная конференция нацеливает советских энергетиков на выполнение новых заданий партии и правительства в XI пятилетке.

Юбилей кафедры

17 октября 1980 г. в Ленинградском ордена Ленина политехническом институте им. М. И. Калинина был проведен научный семинар, посвященный 50-летию кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок». В семинаре приняло участие около 800 специалистов из различных городов Советского Союза и зарубежных стран.

Выступившие на семинаре отметили большой вклад кафедры в развитие советской электротехнической промышленности, в подготовку и воспитание специалистов для нашей страны и других социалистических стран. Участники семинара познакомились с учебными установками и научно-исследовательскими работами, приводимыми кафедрой в настоящее время.

СОДЕРЖАНИЕ

Совалов С. А., Баринов В. А. — Принципы построения и особенности математических моделей электроэнергетических систем	1	Ализаде А. А., Мусаев Р. К. — Поражение молнией высоких объектов	50
Манусов В. З., Лыкин А. В. — Вероятностный анализ установившихся режимов электрических систем	7	Агафонов Г. Е., Крижанский С. М., Тарасов В. К., Янова Т. В. — Гашение дуги переменного тока дутьем через газопроницаемые электроды	51
Молиш З., Садецки Б. — Ситуационный анализ управления режимом больших энергетических систем в условиях неопределенности	13	Хилленко В. В. — Применение обобщенного метода Хилла для расчета некоторых импульсных преобразователей	54
Крайз А. Г., Мاستрюков Л. А. — Регулирующие и компенсирующие устройства для оптимизации работы сетей сверхвысокого напряжения	18	СООБЩЕНИЯ	
Давыдов В. Е., Лысков Ю. И., Ярных Л. В. — Расчет статистических характеристик внутренних перенапряжений в ВЛ	22	Ковальков Г. А., Никитенко Д. П. — Расчет бесконтактного измерителя сопротивления изоляции по его дифференциальным уравнениям	57
Дмитриев В. М., Иванов-Смоленский А. В. — Расчет токов в демпферной обмотке синхронной явнополюсной машины с учетом двухсторонней зубчатости и насыщения	28	Герценштейн Ф. Э., Шагивалеева Р. Г. — Анализ структуры магнитного поля в индукторе линейного асинхронного двигателя	61
Тарасов А. Н. — Исследование электромагнитных процессов при включении тиристорных вентилей в мощных высоковольтных преобразователях	36	Шатров А. Ф., Андерс В. И., Новиков Г. В., Устинов А. В. — Автоматическое регулирование возбуждения двигателей в автономном тяговом приводе	63
Бизиков В. А., Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е. — Классификация цифровых систем управления вентильными преобразователями	41	Иоссель Ю. Я., Сводящ Е. А. — Использование метода отображений для расчетов стационарных электрических полей	67
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ		Чванов В. А. — Упрощающее преобразование системы дифференциальных уравнений трехфазной электрической цепи с вентилями	69
Рогозин Г. Г., Пятлина Н. Г. — Способ идентификации асинхронной машины по экспериментальным данным ее динамического режима	47	Некрасов В. И., Корнев А. С. — Передаточные функции узлов коммутации с распределенными параметрами	72
		БИБЛИОГРАФИЯ	75
		ХРОНИКА	77

CONTENTS

Principles and Special Features of Mathematical Models for Power Systems — S. A. Sovalov, V. A. Barinov	1	A. C. Arc Extinction By Blasting Through Gas-Pervious Electrodes — G. E. Agafonov, S. M. Kridjanski, V. K. Tarasov, T. V. Yanova	51
Stochastic Analysis of Steady-State Conditions in Power Systems — V. Z. Manusov, A. V. Likin	17	Application of Hill's Generalized Method for Calculating Several Types of Impulse Converters. — V. V. Khilenko	54
Situational Analysis for Controlling the Operation of Large Power Systems for Indefinite Conditions — Z. Molish, B. Sadetski	13	REPORTS	
Control and Compensation Apparatus for Optimizing the Operation of EHV Networks — A. G. Krais, L. A. Mastriukov	18	Calculations for an Insulation Resistance Contactless Meter From Its Differential Equations — G. A. Kovalkov, D. P. Nikitenko	57
Calculating Statistical Characteristics for Switching Surges on Transmission Lines — V. E. Davidov, U. I. Lyskov, L. V. Yarhikh	22	Analysis of the Structure of the Magnetic Field in the Inductor of a Linear Induction Motor — F. E. Hertsenstein, R. G. Shagivaleyeva	61
Calculating Damper Winding Currents in a Synchronous Salient-Pole Machine With Account Taken of Two-Sided Tothing and Saturation — V. M. Dmitriev, A. V. Ivanov-Smolenski	28	Automatic Motor Excitation Control in an Independent Traction Drive — A. F. Shatrov, V. I. Anders, G. V. Novikov, A. V. Ustinov	63
Transient Analysis for Switching Thyristors in Large HV Converters — A. N. Tarasov	36	Application of a Transformation Method for Calculating Steady — State Electric Fields — U. J. Yossel, E. A. Svo-diasch	67
Classification of Digital Control Systems for Electronic Converters — V. A. Bizikov, S. G. Obukhov, E. E. Chaplugin	41	Simplified Transformation of a System of Differential Equations for a Three-Phase Electric Circuit With Valves — V. A. Chvanov	69
FROM OPERATING EXPERIENCE		Transfer Functions for Switching Buses With Distributed Constants — V. I. Nekrasov, A. S. Kornev	72
A Way of Identifying an Asynchronous Machine From Experimental Data on its Dynamics — G. G. Rogozin, N. G. Platlina	47	BIBLIOGRAPHY	75
Lightning Strokes onto High Structures — A. A. Alizade, R. K. Musayev	50	CHRONICLE	77

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.001.57

Принципы построения и особенности математических моделей электроэнергетических систем. Савалов С. А., Барин В. А. — *Электричество*, 1981, № 4.
Рассмотрены основные принципы построения и особенности математических моделей переходных и установившихся режимов сложных электроэнергетических систем, предназначенных для решения комплекса электротехнических задач при проектировании электроэнергетических систем и управлении их режимами в эксплуатации. Библ. 16.

УДК 621.311.001.24

Вероятностный анализ установившихся режимов электрических систем. Манусов В. З., Лыкин А. В. — *Электричество*, 1981, № 4.
Рассматривается задача анализа установившихся режимов электрических систем в вероятностной постановке. Для решения задачи предлагается метод статистической линеаризации. Приводятся основные математические соотношения и алгоритм расчета. Обсуждаются погрешность метода и результаты конкретных расчетов. Библ. 14.

УДК 621.311.072.001.24

Ситуационный анализ управления режимом больших энергетических систем в условиях неопределенности. Молиш З., Садецкий Б. — *Электричество*, 1981, № 4.
Предложен метод количественного определения показателей надежности, качества и экономии работы энергосистемы в условиях неопределенности. Метод использует теорию нечетких множеств при оценке и определении состояния энергосистемы для требований координационной функции автоматизированной системы диспетчерского управления и для оптимального управления режимом энергосистемы. Библ. 7.

УДК [621.318.43+621.314.214]:621.311.027.8

Регулирующие и компенсирующие устройства для оптимизации работы сетей сверхвысокого напряжения. Крайз А. Г., Мاستрюков Л. А. — *Электричество*, 1981, № 4.
Рассмотрены статические индуктивные устройства, проектируемые и изготавливаемые МПО «Электрозавод» им. В. В. Куйбышева и предназначенные для работы в сетях ВН и СВН в качестве регулирующих и компенсирующих устройств: шунтирующие реакторы 500—750 кВ; компенсирующие реакторы, силовые трансформаторы, регулируемые под нагрузкой, регулировочные трансформаторы для продольного и поперечного регулирования напряжения. Библ. 13.

УДК 621.3.015.38.001.24

Расчет внутренних перенапряжений в ВЛ. Давыдов В. Е., Лысков Ю. И., Ярных Л. В. — *Электричество*, 1981, № 4.
Рассмотрена возможность применения метода планирования экспериментов для расчетов внутренних перенапряжений. Показано, что полиномы третьей степени с достаточной для практики точностью описывают переходные процессы, возникающие в линиях СВН. Библ. 13.

УДК 621.314.2/6-52.025.4

Классификация цифровых систем управления вентилями преобразователями. Бизиков В. А., Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е. — *Электричество*, 1981, № 4.
Проведена классификация цифровых синхронных систем управления вентилями преобразователями с естественной коммутацией вентилей по способам фазосмещения, реализации одноканального принципа управления, функциям и структуре типовых элементов системы управления: входных преобразователей кодов, схем сравнения и распределителей. Отмечены преимущества одноканальных систем управления, реализующих вертикальный способ управления. Рассмотрено управление преобразователями с раздельным управлением, оценка систем управления проведена с учетом требований линейности регулировочных характеристик, динамики переходных процессов, точности и стабильности параметров, возможности работы преобразователя при питании от сети ограниченной мощности. Библ. 9.

УДК 621.313.333.012.8.001.24

Способ идентификации асинхронной машины по экспериментальным данным ее динамического режима. Рогозин Г. Г., Пятлина Н. Г. — *Электричество*, 1981, № 4.
Рассматривается метод экспериментального определения совокупности электромагнитных параметров, отражающих поведение асинхронной машины в динамическом режиме. Приводятся основные расчетные соотношения и результаты идентификации двигателя в режиме включения в сеть. На основе полученных данных и круговой диаграммы выполнены расчеты и дано сопоставление последних с результатами эксперимента при трехфазном коротком замыкании на выводах двигателя. Библ. 6.

Поражение молнией высоких объектов. Ализаде А. А., Мусаев Р. К. — *Электричество*, 1981, № 4.

Приведены результаты многолетних исследований случаев поражения молнией высоких объектов. Установлено, что грозопоражаемость увеличивается с увеличением высоты объекта и высоты местности над уровнем моря до 1500 м, свыше 1500 м грозопоражаемость уменьшается. С увеличением высоты местности уменьшаются также амплитуды и крутизна нарастания токов молнии. Библ. 2.

УДК 621.316.542.027.3.064.4.011.5

Гашение дуги переменного тока дутьем через газопроницаемые электроды. Агафонов Г. Е., Крижанский С. М., Тарасов В. К., Янова Т. В. — *Электричество*, 1981, № 4.
Приведены результаты исследований гашения дуги переменного тока путем непосредственного воздействия хладагентом (сжатым газом или жидкостью) на приэлектродные зоны дугового разряда. Такое воздействие осуществляется посредством продувки газа или жидкости под давлением через пористые газопроницаемые электроды, изготовленные методами порошковой металлургии. Даны рекомендации о наиболее перспективных типах пористых электродов. Библ. 4.

УДК 621.317.333:621.313.32.043.3

Расчет бесконтактного измерителя сопротивления изоляции по исходным дифференциальным уравнениям. Ковальков Г. А., Никитенко Д. П. — *Электричество*, 1981, № 4.
Описано электромашино-вентильное устройство для бесконтактного измерения сопротивления изоляции цепи ротора, применяемое на мощных бесщеточных турбогенераторах. Дана методика расчета электромашино-вентильной системы, описываемой системой линейных дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами, не приводимой к системе с постоянными коэффициентами. Методика предусматривает создание проектирующей программы для ЦВМ, в которой после определения геометрических размеров, набора обмоточных данных и параметров схемы, удовлетворяющих согласованному режиму работы ее элементов, на основе многократного интегрирования дифференциальных уравнений при различных условиях, отражающих эксплуатационные режимы устройства, уточняются параметры схемы, выбирается оптимальный вариант данных и рассчитываются основные характеристики устройства.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Савалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макашкин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 16.02.81
Тираж 7600 экз.

Подписано в печать 30.03.81
Заказ 1061

Т-05742

Формат 60 × 90/16

Печать высокая Усл. печ. л. 10

Уч.-изд. л. 12,71

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru