

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

8
1982
АВГУСТ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

МОСКВА

ЭНЕРГОИЗДАТ

УДК 621.311.001.24

Повышение эффективности метода Ньютона при расчетах установившихся режимов больших электрических систем

БАРТОЛОМЕИ П. И., ОКУЛОВСКИЙ С. К.,
АВРАМЕНКО А. В., ЯРОСЛАВЦЕВ А. А.

Увеличение объема электрической сети ЕЭС СССР прежде всего за счет объединения на параллельную работу крупных энергорайонов страны требует совершенствования промышленных программ расчета и анализа режимов сетей, содержащих более 1000 узлов. Уже в настоящее время в ЦДУ ЕЭС СССР проводятся такие расчеты для целей перспективного развития. Следует отметить, что основной объем вычислений в энергосистемах СССР в задачах планирования режимов электрической сети выполняется по программам, реализующим метод Зейделя. Этому способствовали в первую очередь работы ИЭД АН УССР по созданию эффективного алгоритма, основанного на этом методе, а также разработка программ, обладающих достаточно хорошими эксплуатационными характеристиками, в ЦДУ ЕЭС СССР других организациях [1].

Наряду с ростом вычислительных мощностей, используемых в автоматизированных системах диспетского управления, повышаются требования к эффективности использования этого оборудования, следовательно, и к качеству программного обеспечения. Качество программы определяется сочетанием технологических и технических характеристик. Технологические характеристики дают представление пользователям о сервисном обеспечении программы. Наиболее распространенных программах рассматриваемого класса основная их часть связана с реше-

нием именно этих вопросов; например, из 120 модулей комплекса СЕТЬ—1000 около 110 связаны с организацией диалоговой работы с видеотерминалами, управления данными и вычислительным процессом. Технические характеристики программы показывают ее возможности по объему и времени решения задачи и с точки зрения эксплуатации программы на вычислительном центре являются определяющими.

Несмотря на резкий рост возможностей ЦВМ с внедрением систем коллективного доступа уже в настоящее время требования к программам в этой части значительно повышаются [2]. Кроме того, итерационные задачи активно загружают центральные устройства ЦВМ, что неудобно и дорого. Поэтому продолжается совершенствование математических методов решения задач расчета режима электрической сети как у нас в стране, так и за рубежом. Основное внимание при этом направлено на использование метода Ньютона и его модификаций, обеспечивающих высокую надежность и сходимость решения уравнений установившегося режима [3—5]. Однако, обеспечивая быстрое получение решения, такие программы в пределах одной и той же оперативной памяти позволяют рассчитывать режимы сетей значительно меньшей размерности, чем программы, основанные на методе Зейделя.

Большой объем памяти при использовании метода Ньютона связан с необходимостью решения на каж-

дом итерационном шаге системы линейных алгебраических уравнений (СЛУ) большой размерности. Усилия исследователей направлены главным образом на максимальную экономию памяти ЦВМ за счет использования прямых методов решения СЛУ, учитывающих слабую заполненность ненулевыми элементами матриц проводимостей и Якоби. Тем не менее, промежуточная информация при решении СЛУ, как правило, в 2—2,5 раза превышает ненулевую информацию о матрицах [6]. Очевидно, что с точки зрения экономии оперативной памяти ЦВМ наиболее эффективно итерационное решение СЛУ. Преимущества такого подхода были отмечены в [7], где рассматривалось решение СЛУ методом Зейделя. Однако системы линеаризованных уравнений часто обладают плохой обусловленностью, что сказывается на скорости вычислений. В [8] отмечается, что решение СЛУ методом Зейделя не может конкурировать с оптимальным гауссовым исключением при расчете режима электрической системы методом Ньютона.

В статье рассматривается алгоритм расчета установившегося режима электрической системы, сочетающей достоинства двух методов: быструю сходимость, как в методе Ньютона, и возможность расчета систем большой размерности, как в методе Зейделя. Структура алгоритма базируется на методе Ньютона, вычисления по которому образуют внешний итерационный процесс. Получающиеся на внешних итерациях СЛУ в свою очередь решаются специально разработанным методом (внутренний итерационный процесс), мало отличающимся от метода Зейделя по требуемому объему оперативной памяти ЦВМ, но обеспечивающим надежную сходимость и скорость решения, близкую к оптимальному гауссовому исключению.

Новый алгоритм, реализованный в программе РИТМ, повышает эффективность использования метода Ньютона как за счет расширения области применения для расчета режимов больших электрических систем, так и за счет возможности комплексного использования методов Зейделя и Ньютона на единой информационной базе.

Внешний итерационный процесс. В основу алгоритма расчета режима положено решение уравнений узловых напряжений (УУН), записанных в векторной форме,

$$F(U, \delta) = 0, \quad (1)$$

где U, δ — векторы модулей и углов напряжений узлов.

При наличии в электрических сетях трансформаторов их коэффициенты трансформации обычно учитывают в УУН без приведения сети к одному уровню напряжения. Наиболее удобным с точки зрения объема вычислений является метод, заключающийся в предварительном пересчете элементов матрицы проводимостей [9]. Новые значения проводимостей вычисляются по следующим формулам:

$$Y'_{ij} = Y_{ij}/K; \quad Y'_{ji} = Y_{ji}/K^*, \quad (2)$$

$$Y'_{ii} = \sum_{j \in \gamma_1} Y_{ij}/|K|^2 + \sum_{j \in \gamma_2} Y_{ij}, \quad (3)$$

где $K = \dot{U}_j/\dot{U}_i$ — комплексный коэффициент трансформации; γ_1 — множество инцидентных узлу i трансформаторных ветвей, сопротивление которых приведе-

но к узлу i ; γ_2 — множество ветвей без трансформаторов и трансформаторных ветвей, у которых сопротивление приведено к узлу j . При использовании скорректированных проводимостей расчет ведется с фактическими (неприведенными) значениями напряжений узлов.

Система уравнений (1) нелинейна и поэтому может быть решена только итерационными методами. Если записать УУН в виде

$$F(Z) = 0, \quad (4)$$

где Z — вектор переменных (углов и модулей напряжений узлов), то итерационное вычисление осуществляется по формуле:

$$Z^{k+1} = Z^k + \alpha^k \Delta Z^k, \quad (5)$$

где ΔZ^k — вектор приращений переменных $\Delta \delta^k$ и ΔU^k ; α^k — постоянный коэффициент. В соответствии с методом Ньютона вектор приращений находится решением СЛУ вида

$$A \Delta Z^k = -F(Z^k), \quad (6)$$

где A — матрица Якоби, не отличающаяся по структуре от матрицы проводимостей (в памяти ЦВМ хранятся только ненулевые элементы a_{ij}).

Классическая реализация метода Ньютона соответствует случаю, когда $\alpha^k = 1$. Если к решению системы (4) подходить как к задаче минимизации суммы квадратов невязок $W = (F, F)$, то вектор ΔZ^k можно рассматривать в качестве вектора возможного направления спуска к минимуму W и оптимизировать его длину, отыскивая соответствующее значение $\alpha^k_{\text{опт}}$. Погрешность определения ΔZ^k , вызванная неточным решением СЛУ, приводит к некоторому изменению траектории спуска по сравнению со случаем точного решения СЛУ, но не вносит качественных изменений в сходимость всего процесса минимизации W . Благодаря вычислению $\alpha^k_{\text{опт}}$ (на основе интерполяции W в направлении ΔZ^k полиномом четвертой степени) уменьшается число внешних итераций и общее время решения системы (1).

Внутренний итерационный процесс. До настоящего времени наибольшее распространение находят прямые методы решения системы (6), хотя и использующие слабую заполненность матрицы Якоби ненулевыми элементами, например, на базе оптимального гауссова исключения, тем не менее требующие дополнительной памяти на преобразование матрицы A .

Известно, что многие итерационные методы решения СЛУ связаны с меньшим объемом промежуточной информации, поэтому их использование увеличивает размерность УУН в пределах заданной оперативной памяти.

Отметим, что сходимость итерационных методов зависит от свойств матрицы A , которые в свою очередь во многом определяются способом записи УУН. Использование формы баланса мощностей, хотя и требует пересчета всех ненулевых элементов матрицы Якоби, положительно сказывается на улучшении сходимости внешнего итерационного процесса по методу Ньютона и требует решения на шаге $N = (2n - m)$ линейных уравнений (m — число узлов с заданными модулями напряжений, n — число узлов без балансирующего). Систему линейных уравнений можно записать в виде:

$$R = AX - B = 0, \quad (7)$$

где $\mathbf{B}$ — вектор невязок исходной системы УУН; $\mathbf{X}$ — вектор искомых переменных (приращений $\Delta\delta$ и ΔU на итерационном шаге по методу Ньютона), $\mathbf{R}$ — вектор невязок СЛУ. В алгоритме программы РИТМ используются два метода итерационного решения СЛУ, резервирующие друг друга и позволяющие надежно и быстро решать получающиеся системы уравнений. Методы основаны на минимизации положительно определенной функции

$$\Phi = \sum_{i=1}^N r_i^2 = (\mathbf{R}, \mathbf{R}) = (\mathbf{A}\mathbf{X} - \mathbf{B}, \mathbf{A}\mathbf{X} - \mathbf{B}), \quad (8)$$

где r_i — компоненты вектора невязок $\mathbf{R}$. Общее рекуррентное выражение одношаговых итерационных процедур

$$\mathbf{X}^{k+1} = \mathbf{X}^k + \lambda^k \Delta \mathbf{X}^k, \quad (9)$$

где, используя терминологию нелинейного программирования, $\Delta \mathbf{X}^k$ есть вектор возможного направления минимизации Φ ; λ^k — оптимальная длина шага спуска,

$$\lambda^k = - \frac{(\mathbf{R}^k, \Delta \mathbf{R}^k)}{(\Delta \mathbf{R}^k, \Delta \mathbf{R}^k)}; \quad \Delta \mathbf{R}^k = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X}^k. \quad (10)$$

Одношаговые процедуры, как правило, не обеспечивают надежной и быстрой сходимости при решении уравнений (6). Поэтому для повышения надежности решения СЛУ были рассмотрены различные многошаговые процедуры [10], среди которых наилучшие вычислительные характеристики имели: метод сопряженных градиентов с первой и второй трансформацией Гаусса, метод ортогонализации с высокой устойчивостью к ошибкам округления и метод двойного параболического интерполирования (ДПИ). Однако из названных методов лишь последний (ДПИ) при своей реализации на ЦВМ в наибольшей степени близок методу Зейделя по требуемой памяти. Другие же методы по затратам памяти приближаются к оптимальному гауссову исключению и поэтому не эффективны в алгоритме решения УУН по методу Ньютона.

Метод ДПИ относится к классу методов возможных направлений и представляет собой двухшаговую итерационную процедуру, в которой рабочее направление спуска $\Delta \mathbf{X}^k$ к минимуму $\Phi(\mathbf{X})$ определяется как геометрическая сумма двух векторов — предыдущего рабочего вектора $\Delta \mathbf{X}^{k-1}$, умноженного на оптимальную длину шага $\lambda_{\text{опт}}^k$, т. е.

$$\Delta \mathbf{X}^k = \lambda_{\text{опт}}^{k-1} \Delta \mathbf{X}^{k-1} + \lambda_{\text{кор}}^k \delta \mathbf{X}^k. \quad (11)$$

Корректирующий вектор определяется в соответствии с методом простой итерации через невязки во вспомогательной точке $(\mathbf{X}^k + \lambda_{\text{опт}}^{k-1} \Delta \mathbf{X}^{k-1})$:

$$\delta \mathbf{X}^k = \mathbf{R}_s = \mathbf{R}^k + \lambda_{\text{опт}}^{k-1} \Delta \mathbf{R}^{k-1} = \mathbf{R}^k + \Delta \mathbf{R}_p.$$

Как видно из (11), общий объем вычислений и расход оперативной памяти ЦВМ мало отличаются от таковых в методах Зейделя и простой итерации. Исследования на ряде тестовых задач ЦДУ ЕЭС СССР показали, что, хотя в большинстве случаев ДПИ обеспечивает необходимую скорость решения СЛУ, встречаются задачи, в которых сходимость оказывается медленной и преимущества итерационного подхода теряются. Поэтому был предложен и реали-

зован в программе РИТМ метод центров эллипсов, являющийся развитием метода ДПИ. Отличие заключается в том, что шаг в направлении корректирующего вектора делается не оптимальной длины, а выбирается таким образом, чтобы новое направление $\Delta \mathbf{X}^k$ проходило через центр эллипса сечения функции $\Phi(\mathbf{X})$ в плоскости предыдущего $\Delta \mathbf{X}^{k-1}$ и корректирующего $\delta \mathbf{X}^k$ векторов. Организация вычислений по методу центров эллипсов производится аналогично ДПИ. Отличие заключается в том, что в рекуррентном выражении (11) оптимальная длина

$$\lambda_{\text{кор}}^k = - \frac{(\Delta \mathbf{R}_p, \Delta \mathbf{R}_p)}{(\Delta \mathbf{R}_p, \delta \mathbf{R})}. \quad (12)$$

Сходимость итерационных методов в существенной мере зависит от обусловленности матрицы Якоби $\mathbf{A}$. Плохая обусловленность матрицы $\mathbf{A}$ может быть вызвана тремя причинами: во-первых, близостью режима к предельному, для которого определитель матрицы Якоби $\det(\mathbf{A}) = 0$; во-вторых, неправильным выбором масштабов переменных и невязок уравнений, входящих в минимизируемую функцию Φ ; в-третьих, топологическими свойствами электрической сети. Первая причина не устраняется, и для успешного расчета тяжелых режимов методом Ньютона обычно применяются те или иные модификации последовательного утяжеления режима.

Вторую причину легко устранить, используя переменные напряжения и углы в относительных единицах. Улучшение свойств СЛУ возможно при парном преобразовании уравнений нагрузочных узлов для активных и реактивных мощностей по формулам Крамера, при котором исключается влияние модуля напряжения U_i на невязку первого уравнения r_{ip} и влияние фазы δ_i на невязку второго уравнения r_{iq} . Такое преобразование отражает физическую взаимосвязь параметров, так как в электрической системе сдвиг по фазе напряжений узлов определяется, в основном, потоками активных мощностей, а уровни напряжений — потоками реактивных мощностей.

Третья причина в существенной мере устраняется особым преобразованием и сокращением размерности СЛУ, не требующих дополнительной памяти ЦВМ, т. е. не увеличивающих заполненность матрицы $\mathbf{A}$ ненулевыми элементами. В электрических сетях часто встречаются узлы, которые соединены между собой жесткими связями, т. е. представляющие фактически одно целое. Такая пара узлов вносит плохую обусловленность в матрицу $\mathbf{A}$. Исключение уравнения для одного из узлов названной пары улучшает свойства СЛУ и повышает надежность итерационного решения. Совокупность исключаемых узлов (обычно 30—40% общего числа) можно обозначить типом II, предполагая, что неисключаемые узлы, в число которых входят и опорные узлы с заданными модулями напряжений, относятся к типу I. Перенумерация узлов и деление их по типам осуществляется один раз на начальном этапе алгоритма после ввода информации. При этом матрица $\mathbf{A}$, получающаяся на итерационном шаге Ньютона, записывается в память только ненулевыми элементами и при решении СЛУ не изменяется, а эквивалентное сокращение размерности СЛУ достигается последовательностью итерационного просмотра линейных уравнений в соответствии со списками узлов по типам I и II. При решении СЛУ

вычисляются невязки R_1 и приращения ΔX_1 только для узлов 1-го типа, так как зависимые переменные X_2 для узлов второго типа выражаются через независимые X_1 . Сокращение размерности СЛУ до X_1 соответствует эквивалентированию электрической схемы к узлам первого типа [11].

Реализация алгоритма и проверочные расчеты. На основании результатов исследований была разработана программа РИТМ—1000 расчета установившегося режима электрической системы, содержащей до 1000 узлов, методом Ньютона с итерационным решением СЛУ. Требуемый объем памяти вместе с ядром супервизора 256 К. Решение СЛУ осуществляется методом центров эллипсов, который резервируется методом ДПИ. При снижении скорости сходимости по методу центров эллипсов (на пяти последовательных итерациях функция Φ уменьшается менее, чем на 1% на каждой итерации) автоматически происходит переход на ДПИ. Расчеты для реальных сетей показали, что чаще всего наилучшую сходимость дает метод центров эллипсов, однако резервирование методом ДПИ предусмотрено в связи с тем, что встречаются случаи, когда сходимость по ДПИ оказывается более быстрой.

Характерной особенностью методов ДПИ и центров эллипсов является возможность прерывать вычисления на любой итерации, т. е. получать решения СЛУ с любой наперед заданной точностью $\varepsilon = \Phi^k / \Phi^0$. При построении алгоритма на базе метода Ньютона с итерационным решением СЛУ применение критерия, обеспечивающего очень высокую точность решения СЛУ (малые значения ε), нецелесообразно по двум причинам. Во-первых, сам метод Ньютона является итерационным, и поэтому каждый шаг в нем есть лишь приближение к решению УУН, во-вторых, время решения СЛУ возрастает при уменьшении ε . В связи с этим можно загрузить точность решения СЛУ в методе Ньютона. Результирующая точность решения УУН, задаваемая в исходных данных, всегда обеспечивается, так как от шага к шагу в методе Ньютона уменьшается начальное значение суммы квадратов невязок Φ^0 текущих СЛУ.

Рассмотренный подход имеет ряд положительных следствий. Во-первых, возрастает надежность получения решения плохо обусловленных СЛУ итерационным методом. Во-вторых, смягчается основной недостаток метода Ньютона, заключающийся в появлении больших бросков небалансов реактивных мощностей в опорных узлах с фиксированными уровнями напряжений $|\dot{U}|$ при выходе реактивных мощностей на ограничения. Некоторое увеличение шагов метода Ньютона приводит к снижению приращений переменных на шаге и, следовательно, уменьшает броски реактивных мощностей, приближая процесс сходимости метода Ньютона к асимптотическому. По этим соображениям в алгоритме РИТМ принята относительная точность решения СЛУ $\varepsilon = 10^{-2}$.

Выбор оптимального значения α^k в рекуррентном выражении метода Ньютона (5) позволяет значительно улучшить характеристики сходимости алгоритма в расчетах около предельных режимов и при неудачном выбранном начальном приближении. В программе выбор оптимального шага основан на интерполяции функции $W = (F, F)$ в направлении спуска ΔZ^k полиномом четвертой степени. Испытания алгоритма показали, что кроме предотвращения расходящегося

итерационного процесса метода Ньютона рассматриваемый метод позволяет уменьшить время получения решения УУН в случаях, когда в ходе расчета большое число опорных узлов (с заданием информации в виде P и $|U|$) выходит на ограничения по располагаемой реактивной мощности. Испытания алгоритма и программы РИТМ были проведены путем расчетов реальных режимов энергосистем. Некоторые результаты расчетов в сопоставлении с методом Зейделя по программе СЕТЬ приведены в таблице. Проверка в таблице означает отсутствие сходимости. Все расчеты проводились из начального приближения $\delta^0_i = 0$; $U^0_i = U_{i \text{ ном}}$. Сопоставление производилось в равных условиях по точности, начальным приближениям, за-

№ расчета	Число узлов	Число ветвей	Число итераций по методу Ньютона	Суммарное число итераций на решение СЛУ	Время решения, с		Тип ЦВМ
					РИТМ	СЕТЬ	
1	64	124	8	190	32	—	ЕС 1033
2	120	145	6	112	9	109	ЕС 1040
3	148	188	8	274	79	237	ЕС 1033
4	201	265	9	251	105	—	ЕС 1033
5	204	315	13	454	73	98	ЕС 1040
6	344	378	8	278	138	1920	ЕС 1022
7	354	373	9	312	158	3217	ЕС 1022
8	444	620	8	168	151	176	ЕС 1040
9	980	1270	10	521	455	2520	ЕС 1040

данию статических характеристик и т. д. Расчеты 1, 4 и 9 предложены ЦДУ ЕЭС СССР в качестве тестовых. Расчеты 1 и 4 проводились с отрицательными реактивными сопротивлениями в схеме замещения.

Для определения устойчивости алгоритма при расчетах тяжелых режимов электрических систем были произведены последовательные утяжеления режимов (см. четвертую строку таблицы); вычисления проводились также из одной и той же точки начального приближения. Произведено семь утяжелений ступенями по 100 МВт. При дальнейшем утяжелении режима сходимость итерационного процесса методом Ньютона нарушалась после выхода ряда опорных узлов на ограничения по располагаемой реактивной мощности, и решение не было получено. Отметим, что время расчета стационарного режима оказалось практически не зависящим от тяжести режима.

Расчеты показали высокую эффективность предлагаемого алгоритма и программы РИТМ, особенно при вариантных вычислениях, когда возмущающие воздействия на сеть не выводят систему из допустимой области. Для схемы из 998 узлов время расчета одного варианта составляет 2—5 мин на ЦВМ типа ЕС—1040. Малый объем оперативной памяти в этом алгоритме позволил объединить программы РИТМ—1000 и СЕТЬ—1000 в единый диалоговый комплекс КУРС—1000, т. е. осуществить их стыковку не только на уровне использования общей информационной базы, но и на уровне оперативной памяти.

Практика расчетов в ЦДУ ЕЭС СССР режимов больших электрических систем показывает, что встречаются случаи, когда метод Ньютона при расчетах из начального приближения $U^0 = U_{\text{ном}}$, $\delta^0 = 0$ не обеспечивает сходимость вычислительного процесса. Это объясняется наличием большого числа опорных узлов, в которых задаются модули напряжений и допустимые границы изменения реактивных мощностей Q_i ;

а так как приращения ΔQ_i , полученные в результате решения СЛУ, могут приводить к нарушению указанных границ, то реактивные мощности источников фиксируются на граничных значениях. На следующем итерационном шаге вычисленные модули напряжений могут не укладываться в допустимый диапазон. Как известно, в методе Зейделя подобные броски реактивной мощности ΔQ_i сглаживаются, и начальный процесс втягивания в область допустимых режимов проходит асимптотически. Поэтому создание единого комплекса программ, в котором расчеты могут проводиться вначале по методу Зейделя (СЕТЬ), а затем по методу Ньютона (РИТМ), позволило, во-первых, снизить время расчетов режимов в 2—4 раза, иногда и более по сравнению с ранее проводившимися расчетами методом Зейделя по программе СЕТЬ; во-вторых, повысить надежность решения с заданной точностью по небалансам узлов. Промышленная эксплуатация комплекса в течение полутора лет подтверждает эффективность совместной работы двух программ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сравнительный анализ программ расчета на ЦВМ статической устойчивости энергосистемы/ С. А. Савалов и др. — В кн.: Доклады на III Всесоюзном научно-техническом совеща-

нии по устойчивости и надежности энергосистем СССР. — Л.: Энергия, Ленингр. отд.-ние, 1973.

2. Автоматизация управления энергообъединения/ Под ред. С. А. Савалова. — М.: Энергия, 1979.

3. Фазылов Х. Ф. Методы режимных расчетов электрических систем. — Ташкент: Наука, 1964.

4. Крумм Л. А. Применение метода Ньютона — Рафсона для расчета стационарного режима сложных электрических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1965, № 5.

5. Идельчик В. И. Расчеты установившихся режимов электрических систем. — М.: Энергия, 1977.

6. Тинней В., Уолкер И. Прямые решения квазиблочных уравнений цепей оптимально упорядоченным разложением матрицы на треугольные сомножители. — ТИИЭР, 1967, т. 55, № 11.

7. Van Ness J. E. Convergence of iterative load-flow studies. — Power Apparatus and Systems, 1960, № 46.

8. Van Ness J. E., Griffin J. H. Elimination methods for load-flow studies. — Power Apparatus and Systems, 1961, № 54.

9. Бартоломей П. И. Об учете коэффициентов трансформации при расчете режима электрической сети методом уравнений узловых напряжений. — Электричество, 1971, № 10.

10. Бартоломей П. И., Ерохин П. М., Окуловский С. К. Особенности решения линейных уравнений итерационными методами в задачах расчета нормальных и оптимальных режимов энергосистем. — В кн.: Применение математических методов и вычислительной техники в энергосистемах. — Свердловск: Изд. УПИ, 1977.

11. Бартоломей П. И., Виницкий А. Л., Окуловский С. К. Использование специального эквивалентирования электрической системы в итерационном расчете режима. — В кн.: Применение вычислительных средств в теплотехнических и энергетических расчетах. — Свердловск: Изд. УПИ, 1979.

[20.11.81]

УДК 621.316.1.019.34.001.24

Расчет надежности систем электроснабжения

ФОКИН Ю. А., канд. техн. наук, ХАРЧЕНКО А. М., инж.

Московский энергетический институт

Большинство методов, практически применяемых для оценки надежности электрических систем и систем электроснабжения, основаны на так называемом элементарном подходе, т. е. предполагается, что система состоит из самостоятельных в смысле функционирования элементов без количественного учета особенностей режимов работы их по нагрузке и напряжению и влияния этих режимов на надежность системы. Не отрицая необходимости разработки более совершенных методов расчета надежности, которые учитывали бы взаимосвязь режимов работы отдельных элементов электрических систем, следует отметить, что использование существующих методов в промышленном проектировании осуществляется довольно редко. Одной из причин, на наш взгляд, является отсутствие простых и наглядных алгоритмов формирования условий работоспособности, в достаточной степени адекватно отражающих структуру и взаимосвязи функционирования элементов.

Предложения по формированию условий работоспособности, ориентированные на решение задачи — определение характеристик отказов системы прицепочном развитии аварии электрических систем, изложенные, например, в [1] на основе алгебры логики, представляются весьма трудоемкой операцией для проектных расчетов надежности. Методика расчета надежности сложных электрических схем в [2] достаточно подробно отражает логику функционирования их. Однако в [2] задача расчета надежности сложных схем не разделяется на этапы: формирова-

ния условий работоспособности и определения показателей надежности с учетом двух основных видов отказов, характерных для электрических сетей, т. е. отказов типа «обрыв», когда передача электроэнергии по элементу нарушается вследствие отказа самого элемента, и отказов типа «короткое замыкание», когда передача электроэнергии по элементу нарушается лишь вследствие электрической связи его с другим или с другими отказавшими элементами.

В [3] применительно к расчетам на ЦВМ рассматриваются методы формализации получения расчетных схем по надежности с учетом логики функционирования электрической схемы. В настоящей статье изложено дальнейшее развитие этого подхода. Его особенностью является разделение задачи на формализацию процесса получения расчетных схем по надежности в простой и наглядной форме и расчет показателей надежности, причем в качестве исходной информации используется принципиальная электрическая схема. Так как при формализации условий работоспособности возникает необходимость отражения процессов восстановления отказавших элементов, оперативных переключений, а также отказов автоматической коммутационной аппаратуры при локализации аварий, то создается возможность количественно оценить влияние на уровень надежности таких факторов, как организация аварийных ремонтов в системе, оперативность управления переключениями, гибкость схемы, надежность локализации аварийных ситуаций автоматическими коммутационными аппаратами.

Осуществление автоматизированного расчета показателей надежности для проектирования систем электроснабжения произвольной конфигурации, возможно на основе методов структурного анализа [4 и 5]. Расчеты показателей надежности выполняются относительно расчетных узлов потребления мощности (узлов нагрузки) без учета в количественной форме ограничений пропускной способности элементов системы.

Для решения этой задачи можно рассмотреть два способа расчета показателей надежности, с различной степенью точности учитывающих логику функционирования схем систем электроснабжения: уточненный и приближенный.

Уточненный способ формализации процесса составления расчетных схем по надежности. Предположим, что для электрической системы, надежность которой относительно узлов нагрузки необходимо определить, задана схема ее электрических соединений со всеми элементами, влияющими на работоспособность системы. Под элементами электрической системы будем понимать генераторы, трансформаторы, линии электропередач, выключатели, разъединители, отделители и т. д., т. е. части электрической схемы, отличающиеся по конструктивным и функциональным признакам¹. Схема электрических соединений системы состоит из совокупности ветвей и узлов.

В данном случае под узлами схем понимаются физические пункты системы, которые непосредственно связаны не менее чем с тремя направлениями передачи энергии, т. е. обычно это сборные шины или секции сборных шин распределительных устройств, трехобмоточные трансформаторы, пункты ответвлений ВЛ и т. д. Для формализации составления расчетных схем целесообразно представлять узел в виде одного элемента. Совокупности последовательно соединенных элементов, связывающих узлы, образуют ветви. Ветви схемы могут состоять из одного или нескольких элементов. Предположение об одном элементе узла всегда может быть выполнено, так как если узел и состоит из двух физических элементов, то они обязательно соединены между собой, т. е. это соединение можно представить в виде ветви. В частном случае как узел, так и ветвь вообще, может не содержать ни одного физического элемента системы, если в расчетах надежности они считаются абсолютно надежными. Пара узлов в общем случае может быть связана несколькими параллельными ветвями. Подразделение системы на узлы и ветви зависит от поставленной задачи, и однозначные определения, по-видимому, нецелесообразны.

Особенность структуры и взаимосвязи элементов электрических систем таковы, что отказ одного из элементов, даже при взаимной независимости отказов, может лишать работоспособности соединенные с ним элементы, которые сами по себе работоспособны. Таким образом, отказ элемента электрической системы, как правило, не локализуется в нем самом. Рассмотрим эту особенность подробно.

Ветвь, один из элементов которой отказал, теряет свою работоспособность на время восстановления $T_{\text{в}}$

этого элемента. Аналогично теряет работоспособность и узел, если его элемент отказал. Отказ узла приводит к потере работоспособности всех инцидентных ему ветвей, а отказ ветви (ее элемента) может по-разному влиять на работоспособность инцидентных ей узлов. Если предположить, что отказ ветви не влияет на работоспособность граничных ей узлов, то расчетная схема по надежности сложной системы совпадает с электрической схемой системы. В противном случае расчетная схема отличается от электрической схемы и зависит также от того, относительно какого узла нагрузки определяется надежность схемы. Поскольку состояние узла (отказ или рабочее состояние) однозначно определяет состояние инцидентных ему ветвей, то удобно анализировать влияние отказов элементов электрических систем приведением этих отказов к узлам схемы.

Отказ любого из элементов электрической системы приведет к отказу узла i на время восстановления данного элемента $T_{\text{в}}$, если в схеме нет коммутационного аппарата, с помощью которого можно отсоединить отказавший элемент от узла i , или отказавший элемент сам является узлом i . Узел i потеряет работоспособность на время неавтоматических оперативных переключений $T_{\text{п}}$, если между ним и отказавшим элементом отсутствует коммутационный аппарат, который может автоматически разорвать связь между узлом i и отказавшим элементом вследствие действия на него релейной защиты или автоматики, но есть коммутационный аппарат, который может быть отключен оперативным персоналом. Если же между узлом i и отказавшим элементом находится коммутационный аппарат, снабженный релейной защитой или автоматикой, то отказавший элемент будет автоматически отсоединен от узла, а узел i потеряет свою работоспособность лишь в случае отказа коммутационного аппарата. Предположим пока, что такой переход аварии через коммутационный аппарат маловероятен, т. е. не будем его учитывать.

Оформим теперь приведенные рассуждения математически с целью реализации их на ЦВМ. Обозначим через $\mathbf{B}$ матрицу, в i -й строке которой в произвольном порядке записаны все номера элементов электрической системы, которые не отделены от узла с номером i никакими коммутационными аппаратами, т. е. такие элементы, отказ которых приводит к отказу узла i на время их восстановления $T_{\text{в}}$. Аналогично обозначим через $\mathbf{\Pi}$ матрицу, в i -й строке которой в произвольном порядке записаны элементы электрической системы, отделенные от i -го узла коммутационными аппаратами с неавтоматической коммутацией, но не отделенные от этого узла коммутационными аппаратами, снабженными релейной защитой и автоматикой, т. е. элементы, отказ которых приводит к отказу узла i на время $T_{\text{п}}$. На рис. 1 представлен участок электрической схемы системы, а в таблице соответствующие ему элементы матрицы $\mathbf{B}$ и $\mathbf{\Pi}$.

Формирование описанных матриц достаточно просто реализуется на ЦВМ. Для этого поочередно для каждого узла осуществляется анализ элементов, расположенных на всех возможных от него ответвлениях до тех пор, пока на каждом ответвлении не будет встречен коммутационный аппарат, снабженный релейной защитой или автоматикой. При этом производится запись элементов каждого ответвления (ответвлений) в матрицу $\mathbf{B}$, если еще не был пройден ни

¹ Здесь не рассматриваются методы формализации процесса составления расчетных схем по надежности крупных объединенных электрических систем, когда под элементом системы для расчетов надежности в ряде случаев целесообразно понимать целиком электростанцию, подстанцию, отдельные системы и т. д.

Номер строки матрицы узла (схемы)	Содержимое строк матриц		
	В	П	А
1	49, 55, 56, 81	45, 53, 63, 64	41, 37, 33, 29, 82, 2, 50, 46, 57, 65, 58, 66, 71, 72, 79
2	50, 57, 58, 82	46, 65, 66, 53	42, 38, 34, 30, 74, 73, 80, 81, 1, 49, 45, 55, 63, 56, 64
3*			79, 72, 64, 80, 73, 65
4	51, 59, 60, 83	47, 43, 39, 35, 31, 67, 68, 54	27, 20, 7, 17, 12, 25, 29, 28, 26, 24, 22, 75, 76
5	52, 61, 62, 84	48, 44, 40, 36, 32, 69, 70, 54	21, 6, 23, 22, 15, 13, 14, 16, 19, 18, 30, 77, 78
6	14, 15, 16, 18, 19, 21, 23	13, 22, 30, 32	9, 11, 36, 40, 44, 48, 52, 54, 61, 69, 62, 54, 70, 34, 38, 42, 46, 24, 7, 17, 12, 25, 28, 26, 29, 27, 20, 31
7	17, 20, 25, 26, 27, 28, 24	12, 22, 29, 31	8, 10, 33, 37, 41, 45, 35, 39, 43, 47, 51, 4, 59, 67, 60, 68, 83, 54, 23, 6, 13, 14, 15, 16, 19, 21, 32, 18, 30

* — узел 3 — абстрактный узел нагрузки.

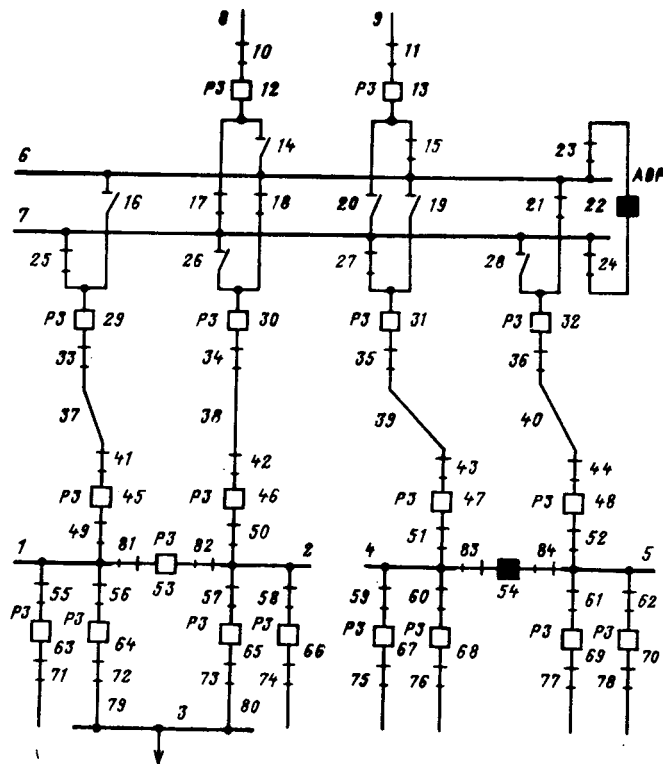


Рис. 1

один коммутационный аппарат с неавтоматической коммутацией, и в матрицу **П** — в противном случае. Например, для ответвления 49, 45 от узла 1 (рис. 1) элемент 49 записывается в 1-ю строку матрицы **В**, а элемент 45 — в 1-ю строку матрицы **П**. Полученные таким способом матрицы **В** и **П** являются исходной информацией для получения расчетных схем по надежности электрической системы.

По графу электрической схемы производится построение минимальных путей методом ветвления. От рассматриваемого узла нагрузки к узлу источников питания формируется первый минимальный путь, содержащий наименьшее число элементов графа схемы. От первого (со стороны источника питания) неиспользованного ответвления полученного пути образуется новый путь, и так до тех пор, пока не будут использованы все ответвления на всех возможных путях. Затем после целенаправленных логических преобразований матрицы минимальных путей, способствующих значительному сокращению времени счета, формируются минимальные сечения. Эти сечения состоят лишь из тех элементов электрической системы, по которым непосредственно передается энергия от источников питания к рассматриваемому узлу нагрузки, т. е. эти сечения отражают отказы типа «обрыв». При отказе элементов любого сечения узел нагрузки теряет питание на время восстановления по крайней мере одного из элементов сечения. Все элементы в таких минимальных сечениях учитываются в расчетах показателей надежности с временем восстановления $T_{\text{в}}$. Назовем эти сечения основными.

Расчеты надежности электрических систем с использованием только основных сечений не могут учесть всех состояний системы, поскольку существует значительное количество элементов, отказ которых может вызвать перерыв питания рассматриваемого узла нагрузки несмотря на то, что передача мощности

к нему через эти элементы не осуществляется (например, элемент 22 на рис. 1 для узла нагрузки 1). На базе основных сечений и информации, заключенной в матрицах **В** и **П** можно построить сечения, отражающие указанные состояния системы. Назовем эти сечения дополнительными, в них будут отражены отказы типа «короткое замыкание».

Из каждого основного сечения, содержащего хотя бы один узел, дополнительные сечения формируются заменой каждого узла на элементы из строк матриц **В** и **П**, соответствующих этому узлу. Например, из основного сечения (8, 6) на рис. 1 относительно узла 1 формируются дополнительные сечения (8, 21), (8, 23), (8, 32), (8, 14), (8, 16) и (8, 19).

При этом необходимо осуществлять ряд проверок. Во-первых, нужно проверить, не являются ли сечения, образованные с помощью матриц **В** и **П**, основными (например, сечение (8, 18) относительно узла 1). Во-вторых, необходимо проверить, не включен ли какой-либо элемент в дополнительное сечение более одного раза. Например, из основного сечения (6, 7) относительно узла 1 может быть образовано дополнительное сечение (22, 22). В таких случаях порядок сечения должен соответственно уменьшаться (в предыдущем примере надо сформировать одноэлементное сечение 22). Описанное формирование дополнительных сечений легко реализуется на ЦВМ. Таким образом, хотя минимальные сечения формируются на основе электрической схемы системы, фактически это происходит на основе расчетной схемы по надежности.

Расчет показателей надежности выполняется на основе сформированных минимальных сечений. Например, вероятность отказа основного сечения (38, 37) относительно узла 1

$$q_{11,37} = \lambda_{11} T_{11} \lambda_{37} T_{37} \quad (1)$$

где λ_i — параметр потока отказа элемента i .

Вероятности отказов дополнительных сечений (8, 32) и (31, 32)

$$q_{8,32} = \lambda_8 \bar{T}_{в8} \lambda_{32} \bar{T}_п; \quad (2)$$

$$q_{31,32} = \lambda_{31} \bar{T}_п \lambda_{32} \bar{T}_п. \quad (3)$$

Описанный метод позволяет учесть и возможность перехода аварии за любое конечное число коммутационных аппаратов. Однако на практике считается, что вероятность перехода аварии более, чем за один коммутационный аппарат, пренебрежимо мала. Тогда достаточно сформировать матрицу A , аналогичную B и Π , в i -й строке которой в произвольном порядке записаны элементы системы, отделенные от узла i одним и не более, чем одним коммутационным аппаратом с релейной защитой. Для рис. 1 матрица A представлена в таблице. С помощью матрицы A из основных сечений формируются дополнительные. Вероятность отказа, например, сечения (8, 36) относительно узла 1

$$q_{8,36} = q_A \lambda_8 \bar{T}_{в8} \lambda_{36} \bar{T}_п,$$

где q_A — вероятность перехода аварии за коммутационный аппарат (в данном случае за 32).

При необходимости учета вероятности перехода аварии за два и более коммутационных аппарата зоны отказов значительно расширяются, хотя вероятности отказов вновь полученных дополнительных сечений (при условии, если защита последующих коммутационных аппаратов резервирует предыдущие) уменьшается. В частности, если учитывается возможность перехода аварии за два автоматических коммутационных аппарата, то аналогично матрице A формируется еще одна матрица A_1 , где в i -й строке записываются элементы системы, отделенные от узла i двумя и не более, чем двумя коммутационными аппаратами, снабженными релейной защитой. С помощью матрицы A_1 также формируются дополнительные сечения, например, сечение (8, 78) относительно узла 1; вероятность отказа его

$$q_{8,78} = q_{A_1} q_{A_2} \lambda_8 \bar{T}_{в8} \lambda_{78} \bar{T}_п,$$

где q_{A_1}, q_{A_2} — вероятность перехода за первый и второй автоматические аппараты.

Рассмотрим ряд особенностей функционирования электрических систем применительно к описанному методу формирования условий работоспособности.

1. Состояние коммутационного аппарата может быть различным (включен, отключен) в нормальном режиме работы системы. Если аппарат включен, то через него возможен переход аварии, и его следует учитывать при анализе во время формирования матрицы A . В противном случае (если на аппарат не воздействует устройство АВР) переход аварии невозможен, и элементы, отделенные от узла i этим аппаратом, не могут влиять на узел i . При наличии устройства АВР на отключенном аппарате вероятность его безотказной работы следует принимать равной произведению соответствующих вероятностей безотказной работы аппарата и АВР и считать возможным переход аварии через него. Если АВР одностороннего действия, то ветвь, содержащая коммутационный аппарат с АВР, задается направленной. Если АВР двухстороннего действия, то направленными задаются ветви, отключаемые при срабатывании АВР.

При расчетах показателей надежности по минимальным сечениям, содержащим коммутационные аппараты с АВР, учитываются два вида отказов. Отказ аппарата в статическом состоянии, ликвидируемый за время $\bar{T}_в$, и отказ АВР или коммутационного аппарата при заявке на срабатывание, ликвидируемый за время $\bar{T}_п$. К этим видам отказа с точки зрения расчета можно привести выделенные в [6] ложные срабатывания и излишние срабатывания коммутационных аппаратов. Ложные отключения аппаратов просто учитываются в виде составляющей отказов в статическом состоянии со временем восстановления, равным $\bar{T}_п$. Ложные включения нормально отключенных коммутационных аппаратов могут быть опасными с точки зрения распространения аварии. Промежуток времени, в течение которого данная авария не отключена защитой, составляет доли секунды или несколько секунд, поэтому вероятность наложения на него ложного включения практически равна нулю. К тому же такие коммутационные аппараты обычно должны включаться устройством АВР при возникновении отказа, т. е. в данном случае ложное срабатывание может предварить требуемое срабатывание аппарата.

Излишние (неселективные) отключения коммутационных аппаратов можно привести к отказам в срабатывании тех аппаратов, вместо которых происходят соответствующие излишние срабатывания. Например, если коммутационный аппарат j находится между аппаратом k и узлом i , и аварийные возмущения, на которые должен реагировать аппарат j , могут вызвать излишние срабатывания аппарата k , то показатели излишних срабатываний аппарата k прибавляются к соответствующим показателям отказов в срабатывании аппарата j относительно узла i . Здесь следует подчеркнуть, что в качестве автоматических аппаратов при формировании i -х строк матриц B , Π и A рассматриваются лишь те аппараты, зона чувствительности защит которых определяется по направлению от узла i . Излишние включения могут происходить лишь у коммутационных аппаратов, вводящих резерв на более высоком уровне, чем это требуется в данной аварийной ситуации. С точки зрения резервирования это не имеет принципиального значения, а другие возможные последствия учитываются в виде отказов в срабатывании соответствующих устройств АВР, коммутационных аппаратов и релейной защиты. Таким образом, отдельный учет излишних включений также не требуется.

2. Наличие устройств АПВ на линиях (или других элементах). При включении элементов в сечения из матрицы A , подсчет показателей надежности следует производить по вероятности возникновения неустойчивых повреждений, поскольку любое повреждение может «перейти» через коммутационный аппарат, осуществляющий АПВ, и стать устойчивым. Ветви, содержащие АПВ, задаются направленными в соответствие с направлением передачи энергии. Зона действия АПВ определяется как множество элементов, расположенных между коммутационным аппаратом с АПВ и последующими коммутационными аппаратами, снабженными релейной защитой. При включении этих элементов в сечения, образованные с использованием матриц B и Π , или в основные сечения, подсчет показателей надежности производится по вероятности возникновения устойчивых отказов. Вероят-

ность отказа коммутационного аппарата, снабженно-го устройством АПВ, при заявке на срабатывание принимается равной произведению вероятности отказа коммутационного аппарата без АПВ на двойную кратность АПВ, так как число срабатываний аппарата с АПВ увеличивается в соответствующее число раз. Аналогично определяются (с учетом кратности АПВ) другие показатели надежности.

3. Осуществление присоединений к секциям шин через развилку разъединителей; например, присоединение линии 37 к системе шин 6, 7. Поскольку в большинстве случаев на секционных выключателях устанавливаются устройства АВР, то наличие разилок разъединителей сказывается только при отказе секций шин, к которым они присоединены, и секционных выключателей, соединяющих эти секции, а отказ, например, линии 8 резервируется АВР без участия разъединителей. При отказе секции 6 линии 38, 40 потеряют работоспособность не на время восстановления, а на время переключения T_{π} . Однако, если этот эффект справедлив для сечения (6, 37), то он несправедлив для сечения (6, 8). Поэтому приближенно наличие разилок разъединителей можно учесть, полагая время восстановления соответствующих секций шин

$$T'_в = \frac{\bar{T}'_в + \bar{T}_{\pi}}{2}, \quad (4)$$

где $T'_в$ — действительное время восстановления секций шин.

Следует отметить, что такого рода операции по определению эквивалентного $\bar{T}_в$ для соединения из развилки разъединителей можно и не выполнять, но тогда значительно увеличивается число путей, по которым затем определяются сечения.

4. Наличие пар элементов системы, имеющих зависимые отказы (например, цепи двухцепной ВЛ на одних опорах). Такие пары целесообразно представлять в виде одного расчетного элемента с эквивалентными показателями надежности.

5. Наличие в схеме абстрактных потребителей. Описываемый метод основывается на реальной схеме электрических соединений системы. Однако иногда узлы нагрузки задаются абстрактно, т. е. они не являются элементами системы, а лишь некоторыми расчетными точками схемы, относительно которых необходимо определить надежность системы (например, узел 3 на рис. 1). В этом случае через такой узел не может произойти переход аварии, например, с линии 79 на линию 80, и узел 3 не потеряет работоспособность при отказе линии 79.

Поэтому при формировании на ЦВМ матриц В, П и А такие узлы нужно учитывать обособленно от секций шин.

Приближенный способ формализации процесса составления расчетных схем по надежности. В этом методе можно приближенно определить показатели надежности узлов, а затем в качестве основы для расчетов использовать электрическую схему сети. При таком подходе вероятность отказа i -го узла схемы

$$q_i = q'_i + \sum_{\{j\}} \lambda_j \bar{T}_{vj} + \sum_{\{k\}} \lambda_k \bar{T}_{\pi} + \sum_{\{l\}} q_A \lambda_l \bar{T}_{\pi}, \quad (5)$$

где q'_i — вероятность отказа элемента системы, являющегося собственно i -м узлом, а $\{j\}$, $\{k\}$ и $\{l\}$ — сово-

купности элементов, записанных в i -й строке матриц В, П и А соответственно.

При относительно небольших значениях q_A последним слагаемым в практических расчетах надежности систем электроснабжения можно пренебречь. Погрешности при приближенном способе составления расчетных схем зависят от конкретных схем систем электроснабжения, но как правило, не превышают 20%.

Расчеты показателей надежности проводятся с учетом вероятностей нахождения элементов в преднамеренном отключении. Для учета невозможности преднамеренного отключения одного из элементов минимального сечения во время аварийного ремонта другого элемента этого же сечения вводится понижающий коэффициент

$$\gamma = \frac{\bar{\tau}_{\pi}}{\bar{\tau}_{\pi} + \bar{T}_в}, \quad (6)$$

где $\bar{\tau}_{\pi}$ — время преднамеренного отключения элемента.

Описанные методы расчета позволяют определить ущерб от перерыва электроснабжения, вычисленного для каждого минимального сечения, т. е. создается возможность учета нелинейной зависимости ущерба от времени перерыва.

Изложенное формирование условий работоспособности сложных электрических схем с выделением отдельно отказов типа «обрыв», количественно отражающихся в совокупности основных сечений, а также отказов типа «короткое замыкание», отражающихся в дополнительных сечениях (использование матриц В, П и А), позволяет дифференцированно выявить вклад в результирующие показатели надежности таких факторов, как продолжительность времени восстановления элементов (организации аварийных ремонтов в системе), времени оперативных переключений (т. е. оперативной гибкости схемы и организации управления в системе), а также ненадежности автоматических коммутационных аппаратов. Это позволяет обоснованно наметить пути повышения надежности схем систем электроснабжения.

Метод оценки показателей надежности систем электроснабжения относительно узлов нагрузки реализован на ЦВМ, позволяет дифференцированно учитывать характерные особенности функционирования систем электроснабжения и обеспечивает полную автоматизацию процесса расчета.

Пример. Для иллюстрации возможности применения первого метода формирования условий работоспособности при расчетах на ЦВМ ниже приведены результаты расчета показателей надежности схемы, представленной на рис. 2, относительно узлов нагрузки 1—13.

Расчеты проводились по программе, реализующей изложенные алгоритмы и написанной на алгоритмическом языке ФОРТРАН-4. Время расчета на ЦВМ ЕС—1022—10 минут.

Номер узла нагрузки	1	2	3	4	5	6	
Параметр потока отказов схемы, 1/год	0,13	0,053	0,13	0,12	0,044	0,12	
Время восстановления, ч	2,4	3,8	2,4	1,9	4	1,9	
Номер узла нагрузки	7	8	9	10	11	12	13
Параметр потока отказов схемы, 1/год	0,049	0,044	0,22	0,22	0,046	0,042	0,068
Время восстановления, ч	3,2	3,6	1,7	1,7	3,4	3,8	3,7

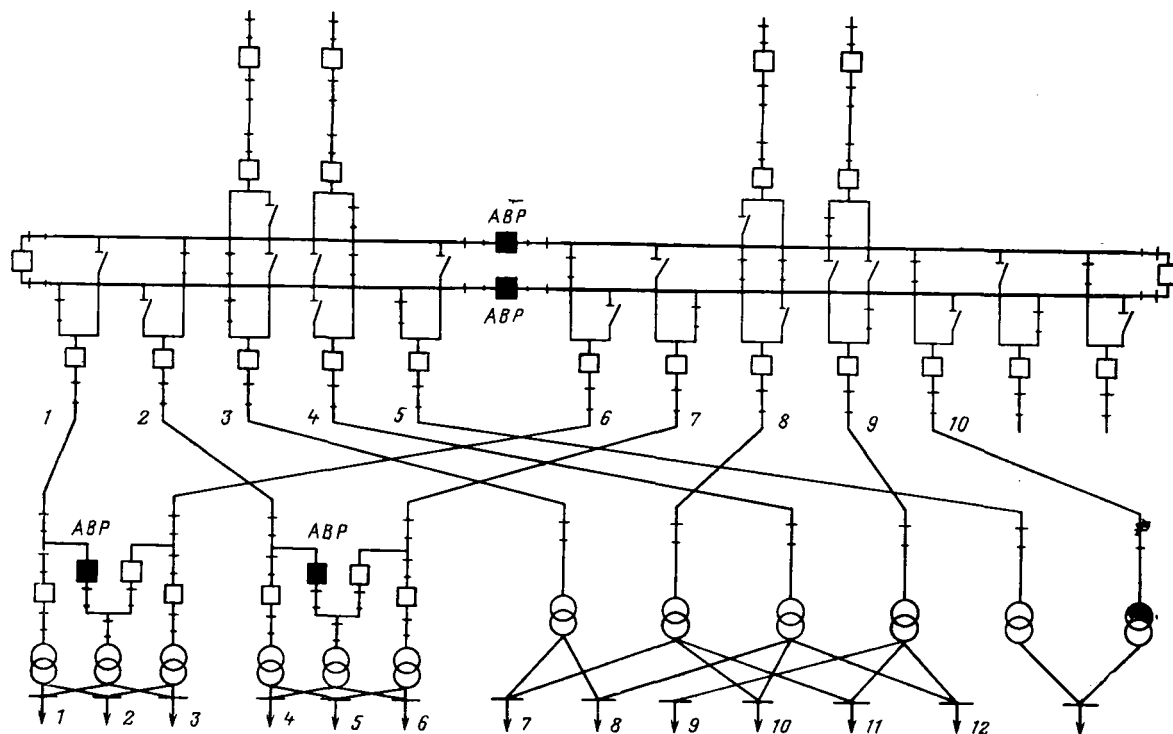


Рис. 2

Исходные данные для расчета: λ — параметр потока отказов, 1/год; T_n — время восстановления, ч; $\bar{t}_n$ — периодичность преднамеренных отключений (ремонт, профилактика и т. д.), год; τ_n — длительность преднамеренных отключений, ч. Для выключателей: $\lambda=0,06$ 1/год (линейных); $\lambda=0,03$ 1/год (прочих); $T_n=19$ ч, $\bar{t}_n=3,5$ года; $\tau_n=200$ ч; для трансформаторов $\lambda=0,01$ 1/год, $T_n=175$ ч (для трансформаторов и подстанций с узлами нагрузки 1—3 $T_n=480$ ч) $\bar{t}_n=5$ лет; $\tau_n=330$ ч; для разъединителей $\lambda=0,008$ 1/год; $T_n=15$ ч; $\bar{t}_n=3$ года; $\tau_n=30$ ч; для секции шин $\lambda=0,01$ 1/год, $T_n=2,2$ ч; $\bar{t}_n=6$ лет; $\tau_n=10$ ч; для линий $\lambda=0,012$ 1/год (на 1 км длины); $T_n=8$ ч; $\bar{t}_n=4,5$ года; $\tau_n=125$ ч.

Длина линий в км в соответствии с нумерацией рис. 2: $l_1=l_6=0,5$; $l_2=l_7=1,37$; $l_3=l_4=l_8=l_9=0,92$; $l_5=l_{10}=0,85$.

Время неавтоматических оперативных переключений $T_n=0,5$ ч. Вероятность перехода аварии через коммутационный аппарат $q_d=0,01$.

Ветви схемы, соединяющие трансформаторы с узлами нагрузки, приняты в расчете абсолютно надежными. Они введены для учета того факта, что уже отказ двух любых трансформаторов на каждой из понижающих подстанций приводит к полному перерыву питания ее потребителей. С этой же целью узел нагрузки трех из четырех понижающих подстанций разделен на

несколько узлов. Вероятность погашения потребителей каждой из указанных подстанций равна сумме вероятностей отказа схемы относительно узлов нагрузки этих подстанций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Китушин В. Г. Определение характеристик отказов системы при цепочечном развитии аварии. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 3.
2. Синьчугов Ф. И. Расчет надежности схем электрических соединений. М.: Энергия, 1971.
3. Фокин Ю. А., Харченко А. М. Метод построения расчетной схемы и расчета показателей надежности сложных систем с большим числом элементов. — Изв. вузов. Энергетика, 1978, № 8.
4. Фокин Ю. А., Чан-динь-Лонг. Структурный анализ и методы оценки надежности сложных схем электроснабжения. — Электричество, 1973, № 5.
5. Фокин Ю. А., Чан-динь-Лонг. Оценка надежности электроснабжения узлов нагрузки сложных схем. — Электричество, 1976, № 8.
6. Надежность систем энергетики. Терминология. М.: Наука, 1980, вып. 95.

[26.06.80]

УДК 621.316.1.014.001.24

Расчет токораспределения в электрической сети

ЛЕЖНЮК П. Д., ЯРНЫХ Л. В., кандидаты техн. наук
Винницкий политехнический институт

По известным составляющим токов в ветвях схемы замещения электрической сети могут быть определены напряжения в ее узлах, мощности в начале и конце каждой ветви, а также потери активной и реактивной мощности, имеющие место при транспорте электроэнергии. Если при этом токи в ветвях определены из условий минимума потерь активной мощности в сети, то рассчитанный таким образом режим будет оптимальным.

Так как на все узловые напряжения и мощности генерирующих узлов обычно накладываются ограничения, то в рассчитанном по известному токораспределению режиме некоторые из них могут быть нарушены. В этом случае требуется соответствующая коррекция исходного оптимального токораспределения, процесс расчета становится итерационным. Итерационным он является и потому, что, как правило, состояние сети по потреблению и генерации опреде-

ляется мощностями в узлах. Переход от мощностей в узлах к задающим значениям токов требует последовательного уточнения последних по напряжениям в узлах предыдущего шага. Таковы характерные черты алгоритма определения оптимального режима электрической сети по исходному токораспределению.

Из комплекса перечисленных вопросов в данной статье рассматривается только один — расчет оптимального токораспределения. Другие вопросы, связанные с рациональным построением алгоритма расчета оптимального режима, обеспечивающего сходимость итерационного процесса и однозначность решения в пределах наложенных на параметры режима ограничений, заслуживают отдельного обсуждения, что целесообразно сделать после решения поставленной здесь задачи.

Рассмотреть расчет и условия оптимального токораспределения в сети отдельным вопросом важно еще и потому, что оно не только применимо в качестве исходного для построения самостоятельного алгоритма оптимизации режима, но и может быть использовано в рамках существующих методов и программ оптимизации режимов электрических сетей, например, как начальное приближение.

Известно [1 и 2], что минимальные потери активной мощности в замкнутом контуре имеют место в том случае, когда и активные, и реактивные мощности или токи распределяются в зависимости от активных сопротивлений участков контура. В данной статье эти результаты обобщаются на случай расчетов режимов сложнотокмкнутых сетей как при отсутствии, так и при наличии ограничений на значения узловых токов.

Задача определения токов, обеспечивающих минимум потерь активной мощности в электрической сети, в общем случае при отсутствии ограничений на задающие токи генерирующих узлов может быть сформулирована следующим образом:

$$\Delta P = \hat{I}_t \mathbf{r} \hat{I}_t \quad (1)$$

при условии

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{M}' \mathbf{I}_a &= \mathbf{J}_a; \\ \mathbf{M}' \mathbf{I}_p &= \mathbf{J}_p; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\hat{I}_t$, $\mathbf{I}^\wedge$ — транспонированный и сопряженный векторы токов в ветвях; $\mathbf{I}_a$, $\mathbf{I}_p$ — векторы активных и реактивных составляющих токов в ветвях; $\mathbf{J}_a$, $\mathbf{J}_p$ — векторы активных и реактивных составляющих узловых токов; $\mathbf{r}$ — диагональная матрица активных сопротивлений ветвей; $\mathbf{M}'$ — первая матрица инцидентности сети, в которой вычеркнуты строки, соответствующие генерирующим узлам (это эквивалентно объединению всех источников питания в один расчетный балансирующий узел).

Заметим, что решение сформулированной задачи оптимизации (1) при условиях (2) позволяет определить не только оптимальные токи в ветвях сети, но и установить оптимальную с позиций минимума потерь активной мощности нагрузки источников питания. Если активная, реактивная или полная нагрузки какого-либо источника питания заданы, то в матрице $\mathbf{M}'$ строка, соответствующая этому узлу, должна присутствовать, а ток должен быть включен в векторы узловых токов с соответствующим знаком. Сказанное относится, в частности, к случаю, когда заданной

является активная нагрузка источника питания, определенная из условий минимума расхода топлива.

Для определения минимума потерь активной мощности и соответствующих ему значений оптимальных токов в ветвях воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа. Функция Лагранжа для (1) с учетом уравнений связи (2)

$$W = \Delta P + [\mu_{at} \mu_{pt}] \begin{bmatrix} \mathbf{M}' \mathbf{I}_a - \mathbf{J}_a \\ \mathbf{M}' \mathbf{I}_p - \mathbf{J}_p \end{bmatrix},$$

где $[\mu_{at} \mu_{pt}]$ — транспонированный вектор неопределенных множителей Лагранжа.

Из условия равенства нулю частных производных W по оптимизируемым переменным, а также множителям Лагранжа получим следующую систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} 2\mathbf{r} & 0 & \mathbf{M}'_t & 0 \\ 0 & 2\mathbf{r} & 0 & \mathbf{M}'_t \\ \mathbf{M}' & 0 & & \\ 0 & \mathbf{M}' & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{a0} \\ \mathbf{I}_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mathbf{J}_a \\ \mathbf{J}_p \end{bmatrix},$$

где оптимальные токи в ветвях и множители Лагранжа:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{a0} \\ \mathbf{I}_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathbf{r} & 0 & \mathbf{M}'_t & 0 \\ 0 & 2\mathbf{r} & 0 & \mathbf{M}'_t \\ \mathbf{M}' & 0 & & \\ 0 & \mathbf{M}' & & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mathbf{J}_a \\ \mathbf{J}_p \end{bmatrix}.$$

Разбив выражение в скобках на блоки, как это показано жирными линиями, и применив к нему формулу Фробениуса, после несложных преобразований получим решение задачи определения оптимальных токов в ветвях в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{a0} \\ \mathbf{I}_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_r & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_r \\ -2\mathbf{r}_{ij} & 0 \\ 0 & -2\mathbf{r}_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_a \\ \mathbf{J}_p \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\mathbf{C}_r = \mathbf{r}^{-1} \mathbf{M}'_t (\mathbf{M}' \mathbf{r}^{-1} \mathbf{M}'_t)^{-1}$ — матрица коэффициентов токораспределения расчетной схемы сети, в которой сопротивления ветвей представлены только их активными составляющими ($\mathbf{r}$ -схема замещения сети); $\mathbf{r}_{ij} = (\mathbf{M}' \mathbf{r}^{-1} \mathbf{M}'_t)^{-1}$ — матрица узловых сопротивлений $\mathbf{r}$ -схемы замещения сети.

Векторы активных и реактивных составляющих оптимальных токов генерирующих узлов

$$\mathbf{J}_{a0} = \mathbf{M}'' \mathbf{I}_{a0},$$

$$\mathbf{J}_{p0} = \mathbf{M}'' \mathbf{I}_{p0},$$

где $\mathbf{M}''$ — матрица, строками которой являются строки матрицы инцидентности, соответствующие генерирующим узлам.

Из полученного решения задачи (1) можно заключить, что минимальные потери активной мощности

в сложной замкнутой сети для случая, когда на узловые токи не наложено никаких ограничений, имеют место тогда, когда активная и реактивная составляющие токов распределяются в ней в зависимости только от активных сопротивлений, т. е. соответственно г-схеме замещения сети. Этот результат согласуется с известными выводами, сделанными в [2] для распределения мощностей в замкнутом контуре. Покажем, что эти же выводы можно распространить и на случай, когда на узловые токи наложены ограничения.

Задача определения токов, обеспечивающих минимум потерь активной мощности в сети, при наличии ограничений на задающие токи генерирующих узлов может быть сформулирована следующим образом:

минимизировать

$$\Delta P = \mathbf{I}_t^T \mathbf{I} \quad (4)$$

при условиях

$$\left. \begin{aligned} M' I_a &= J_a; \\ M' I_p &= J_p; \\ M'' I_a &\leq \bar{J}_a; \\ M'' I_a &\geq \underline{J}_a; \\ M'' I_p &\leq \bar{J}_p; \\ M'' I_p &\geq \underline{J}_p; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $\bar{J}_a, \underline{J}_a$ — верхний и нижний допустимые пределы изменения активной, а $\bar{J}_p, \underline{J}_p$ — реактивной составляющей токов генерирующих узлов.

Отметим, что в практических расчетах третье и четвертое ограничения условий (5), как правило, отсутствуют, так как активные составляющие нагрузки источников питания в данной постановке задачи заданы из других условий. Указанные ограничения введены в математическую модель с целью ее обобщения.

Функция Лагранжа согласно теореме Куна — Таккера для задачи оптимизации (4) при условиях (5)

$$W = \Delta P + [\mu_a \mu_p \mu_r] \begin{bmatrix} M' I_a - J_a \\ M' I_p - J_p \\ M'' I_a - \bar{J}_a \\ M'' I_a - \underline{J}_a \\ M'' I_p - \bar{J}_p \\ M'' I_p - \underline{J}_p \end{bmatrix};$$

$$\mu_r \geq 0; \quad \mu_p \geq 0,$$

где $\mu_r = \begin{bmatrix} \mu_r^a \\ \mu_r^p \end{bmatrix}$, $\mu_p = \begin{bmatrix} \mu_p^a \\ \mu_p^p \end{bmatrix}$ — векторы неопределенных множителей Лагранжа, соответствующие последним четырем ограничениям (5).

Из условия минимума W получим

$$\begin{bmatrix} 2r & 0 & [M'_t M''_t M''_t] & 0 \\ 0 & 2r & 0 & [M'_t M''_t M''_t] \\ \begin{bmatrix} M' \\ M'' \\ M'' \end{bmatrix} & 0 & & \\ 0 & \begin{bmatrix} M' \\ M'' \\ M'' \end{bmatrix} & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_p \\ \mu_a \\ \mu_r^a \\ \mu_p \\ \mu_r^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_a \\ \bar{J}_a \\ \underline{J}_a \\ J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix};$$

$$\mu_r^a \geq 0, \quad \mu_r^p \geq 0,$$

Значения оптимальных токов и множителей Лагранжа в последней системе уравнений определяются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} I_{a0} \\ I_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_r^a \\ \mu_p \\ \mu_r^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2r & 0 & [M'_t M''_t M''_t] & 0 \\ 0 & 2r & 0 & [M'_t M''_t M''_t] \\ \begin{bmatrix} M' \\ M'' \\ M'' \end{bmatrix} & 0 & & \\ 0 & \begin{bmatrix} M' \\ M'' \\ M'' \end{bmatrix} & & \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_a \\ \bar{J}_a \\ \underline{J}_a \\ J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix},$$

$$\mu_r^a \geq 0, \quad \mu_r^p \geq 0.$$

После преобразования получим:

$$\begin{bmatrix} I_{a0} \\ I_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_r^a \\ \mu_p \\ \mu_r^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C'_r & 0 \\ 0 & C'_r \\ -2r'_{ij} & 0 \\ 0 & -2r'_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_a \\ \bar{J}_a \\ \underline{J}_a \\ J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix}, \quad \mu_r^a \geq 0, \quad \mu_r^p \geq 0, \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} C'_r &= r^{-1} [M'_t M''_t M''_t] \left(\begin{bmatrix} M' \\ M'' \\ M'' \end{bmatrix} r^{-1} [M'_t M''_t M''_t] \right)^{-1}; \\ r'_{ij} &= \left(\begin{bmatrix} M' \\ M'' \\ M'' \end{bmatrix} r^{-1} [M'_t M''_t M''_t] \right)^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Выражение (6) является общим решением задачи (4), когда наложены параметрические ограничения в виде неравенств на обе составляющие токов генерирующих узлов. Для частных случаев, когда задача поставлена только с ограничениями по одной из составляющих токов генерирующих узлов (активной или реактивной), решение принимает следующий вид:

при наличии ограничений только на реактивные составляющие токов

$$\begin{bmatrix} I_{a0} \\ I_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_p \\ \mu_r^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_r & 0 \\ 0 & C'_r \\ -2r_{ij} & 0 \\ 0 & -2r'_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_a \\ J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix}, \quad \mu_r^p \geq 0; \quad (6a)$$

при наличии ограничений только на активные составляющие токов

$$\begin{bmatrix} I_{a0} \\ I_{p0} \\ \mu_a \\ \mu_r^a \\ \mu_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C'_r & 0 \\ 0 & C_r \\ -2r'_{ij} & 0 \\ 0 & -2r_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_a \\ \bar{J}_a \\ \underline{J}_a \\ J_p \end{bmatrix}, \quad \mu_r^a \geq 0. \quad (6b)$$

Общее решение (6) задачи (4) при условиях (5) и ее частные решения (6а) и (6б) по своей структуре подобны решению задачи (1) при условиях (2). Здесь также, чтобы обеспечить минимум потерь активной мощности, токи следует распределять пропорционально активным сопротивлениям ветвей. Из выражений (6а) и (6б), в частности, следует, что оптимальное распределение активных и реактивных составляющих токов независимо. Например, наличие ограничений на реактивные токи никак не отражается на том, как должны распределяться активные токи при минимизации ΔP . В любом случае значения их в ветвях сети должны соответствовать распределению по расчетной г-схеме.

Особенностью расчета оптимального токораспределения при наличии ограничений является необходимость определения множителей μ'_a и μ'_p и выявления активных ограничений. Исходя из полученных результатов, построим практический алгоритм определения оптимальных токов в ветвях и генерирующих узлах. Прделаем это на примере распределения реактивных составляющих токов. В силу указанных выше принципов этот алгоритм будет соответствовать и распределению активных токов.

Из выражения (6) следует, что

$$I_{p0} = C'_r \begin{bmatrix} J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix} = r^{-1} [M'_t M''_t M''_t] r'_{ij} \begin{bmatrix} J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix}, \quad (8)$$

а также, что

$$\begin{bmatrix} \mu_p \\ \mu'_p \end{bmatrix} = -2r'_{ij} \begin{bmatrix} J_p \\ \bar{J}_p \\ \underline{J}_p \end{bmatrix}. \quad (9)$$

С учетом (9) получим

$$I_{p0} = -\frac{1}{2} r^{-1} [M'_t M''_t M''_t] \begin{bmatrix} \mu_p \\ \mu'_p \end{bmatrix}, \quad (10)$$

причем $\mu'_p \geq 0$.

По выражению (10) составляется логическая схема расчета I_{p0} . Недостатком этого алгоритма является то, что для получения r'_{ij} требуется обращать матрицу, размеры которой на удвоенное число генерирующих узлов больше размеров матрицы узловых сопротивлений r_{ij} . Характерная особенность алгоритма — при наличии в векторе μ'_p части отрицательных компонент, требуется перестроить исходную модель и повторить расчет. Перестроение математической модели заключается в снятии всех i -й ограничений, соответствующих $\mu'_i < 0$. В выражении (7) при этом следует вычеркнуть в матрицах M'' соответствующие строки, а в M'_t — столбцы.

Построим алгоритм, позволяющий избежать обращения громоздкой матрицы r'_{ij} .

Предварительно заметим, что если i -е ограничение активно, то $\mu'_{pi} > 0$ и в i -м узле в результате фиксируется ток, равный предельному. Таким образом, признаками активности i -го ограничения являются $\mu'_{pi} > 0$ или нарушение условия $J_{pi} \leq J_{pi} \leq \bar{J}_{pi}$. С точки зрения выявления активных ограничений с целью учета влияния их на результаты расчета оба признака эквивалентны.

В алгоритме, составленном по выражению (10), используется первый признак. Покажем, что, используя второй признак, возможно построить более эффективный алгоритм расчета.

Расчет токораспределения и проверка ограничений при этом производится следующим образом. Рассчитывается токораспределение по г-схеме замещения сети без учета ограничений. Полученный при этом ток J_{pi} сравнивается с предельными J_{pi} и $\bar{J}_{pi}$. При нарушении i -го ограничения ток в i -м узле считается равным предельному J_{pi} или $\bar{J}_{pi}$, и расчет повторяется. Полученный при этом небаланс токов, например

$$\Delta J_{pi} = J_{pi} - \bar{J}_{pi},$$

разносится между остальными питающими узлами по г-схеме. Изменение токов в ветвях против предыдущего вызывает увеличение суммарных потерь активной мощности, но при таком подходе оно является наименьшим.

Теперь предположим, что после расчета токораспределения на первом шаге по г-схеме замещения оказались невыполненными условия вида

$$J_{pi} \geq \bar{J}_{pi} \quad (11)$$

в s узлах, образующих множество S , и условия вида

$$J_{pi} \leq J_{pi} \quad (12)$$

в t узлах, образующих множество T .

Следует выбрать стратегию выполнения ограничений, которая бы наиболее эффективно приводила к правильному решению задачи. Очевидно, что устанавливать предельные значения токов одновременно во всех s и t узлах нецелесообразно.

После фиксирования предельных токов в узлах множества T в сети создается небаланс токов

$$\Delta J_{pt} = \sum_{j \in T} (J_{pj} - \bar{J}_{pj}).$$

Зафиксировав предельные токи в узлах множества S , получим небаланс токов

$$\Delta J_{ps} = \sum_{j \in S} (J_{pj} - J_{pj}).$$

Заметим, что согласно установленному выше принципу для достижения минимума потерь активной мощности ΔJ_{pt} следует распределять по расчетной г-схеме между оставшимися $m''-t$, а ΔJ_{ps} — между $m''-s$ узлами, где m'' — число генерирующих узлов, для которых определяются оптимальные нагрузки. Очевидно, что ограничения (11) и (12) должны выполняться поочередно. Порядок выполнения ограничений, т. е. какие из них должны выполняться в первую очередь, не имеет значения. В любом случае необходимые для минимизации условия удовлетворяются. Для определенности в расчетах оптимального токораспределения в сетях при реальных условиях может быть принят следующий порядок: выполняются ограничения (12), и узлы множества T относятся к задающим, затем расчет повторяется. При этом, так как ΔJ_{pt} разносится по всем $m''-t$ узлам, включая и принадлежащие множеству S , то создаются предпосылки для выполнения условий (11), что приводит к дополнительному уменьшению размерности задачи на следующем шаге расчета.

Последний шаг расчета токораспределения по рассмотренному алгоритму совпадает с последним шагом расчета по первому алгоритму. Таким образом, выполнив последнее ограничение, мы приходим к тому же токораспределению, что и в первом случае.

Принципиальным отличием второго алгоритма нахождения оптимального токораспределения, которое и определяет его преимущества перед первым, является то, что расчет начинается при минимальных размерах матрицы g_{ij} , равных $m' \times m'$, и далее от шага к шагу размеры ее увеличиваются до $(m' + q) \times (m' + q)$; здесь m' — число нагрузочных узлов; q — число генерирующих узлов, в которых зафиксированы предельные значения токов. По первому алгоритму, наоборот, расчет начинается при максимально возможных размерах матрицы g_{ij} , равных $(m' + 2m'') \times (m' + 2m'')$, от шага к шагу размеры ее уменьшаются так же до $(m' + q) \times (m' + q)$. Вычислительные преимущества второго алгоритма, как видим, достаточно ощутимы.

Оба алгоритма построены в предположении, что параметры электрической сети, в том числе коэффициенты трансформации трансформаторов, остаются неизменными. Коэффициенты трансформации, отве-

чающие условиям реализации оптимального токораспределения, определяются на втором этапе расчета оптимального режима, где они приводятся в соответствие с ограничениями по напряжению и реактивной мощности, как, например, в [3].

Выводы. 1. Для обеспечения минимума потерь активной мощности в сложносвязанной сети активные реактивные токи в ней должны распределяться в зависимости от активных сопротивлений ее элементов как при отсутствии, так и при наличии ограничений на задающие токи.

2. Расчет оптимального распределения активных и реактивных составляющих токов при ограничениях в виде неравенств на каждую из них может осуществляться раздельно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические системы. Электрические сети/ Под ред. В. А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1971.
2. Холмский В. Г. Расчет и оптимизация режимов электрических сетей. — М.: Высшая школа, 1975.
3. Лисеев М. С., Эль-Саях С. Методика расчета наименее выгоднейшего распределения реактивных мощностей в районных сетях. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 5.

[04.06.81]

УДК 621.311.016.351.001.24



Учет асинхронной нагрузки при расчетах апериодической устойчивости сложных электроэнергетических систем

УШАКОВ Е. И., канд. техн. наук
Иркутск

Расчеты апериодической устойчивости — важный этап в определении статической устойчивости электроэнергетических систем (ЭЭС). Преимущества выделения их в самостоятельную группу хорошо известны [1—5]. Не последнюю роль при этом играет относительная доступность исходной информации и связанная с ней принципиальная возможность выполнения практических расчетов при более строгих исходных предположениях, чем при исследовании устойчивости по полным критериям. Однако в существующих методах расчета указанная возможность используется не полностью, что определяет целесообразность постановки рассматриваемой в статье задачи.

Критерий апериодической устойчивости состоит в требовании совпадения знаков свободного члена a_n и коэффициента a_0 при старшей степени характеристического уравнения линейного приближения, что часто выражают также в виде условия $a_n/a_0 > 0$. Отношение a_n/a_0 зависит от принятой математической модели ЭЭС, а входящие в него коэффициенты еще и от формы записи исходных уравнений этой модели [4]. Последнее обстоятельство может существенным образом отразиться на сравнительной эффективности методов расчета этого критерия.

Для исследования статической устойчивости ЭЭС применяются разнообразные модели; соответственно разными могут быть и получаемые с их помощью условия апериодической устойчивости, справедливость которых полностью определяется исходной моделью. В ряде случаев эти условия могут дополнять друг друга. Этот вопрос не всегда ясно понимается и поэтому требует обсуждения.

Основой применения различных математических моделей для одной и той же реальной ЭЭС является

известный принцип разделения движения на «быстрые» и «медленные», использующий присутствие в ее математическом описании малых параметров [6]. Наличие малых параметров (в виде постоянных времени) позволяет разбить исходную систему уравнений на две (или более) независимые подсистемы, в одной из которых пренебрегается «быстрыми» переходными процессами, а в другой «медленные» координаты фиксируются при их значениях, соответствующих исследуемому положению равновесия (установившемуся режиму). Для суждения об устойчивости исходной системы в общем случае необходимо исследовать характеристические уравнения обоих полученных подсистем, в совокупности определяющих с точностью до малых параметров все корни исходного характеристического уравнения. В этих условиях удобно говорить об апериодической устойчивости системы в целом и по отдельности для каждой из подсистем.

Обычно части расчлененной таким образом исходной системы рассматриваются как независимые модели, отражающие одну какую-либо сторону единых процессов ЭЭС и получающие в этом смысле соответствующую содержательную интерпретацию. Примером является пренебрежение быстротекущими электромагнитными процессами ЭЭС и получающиеся отсюда самостоятельные задачи исследования электромагнитной и электромеханической неустойчивости.

Исследованию последней и посвящена настоящая статья, в которой в качестве исходной рассматривается математическая модель ЭЭС, отражающая «медленные» переходные процессы, связанные с изменением механического движения роторов синхронных машин (СМ) и асинхронных двигателей (АД), а также электромагнитные переходные процессы изменения

токов возбуждения СМ (с учетом системы АРВ), пренебречь которыми нет оснований, поскольку постоянные времени обмоток возбуждения СМ того же порядка, что и постоянные механической инерции их роторов. В рамках этой модели также возможно разделение движений на быстрые и медленные, связанное с предпосылкой малости постоянных механической инерции АД. При этом процесс изменения механического состояния АД предполагается «медленным» движением по сравнению с переходным электромагнитным процессом в статорных цепях СМ и АД и в роторных цепях АД, но «быстрым» по отношению к изменению положения роторов СМ и потокосцеплений их обмоток возбуждения.

Целью статьи является рассмотрение на единой основе методов расчета аperiodической устойчивости для ЭЭС в целом, а также по отдельности для СМ и АД в предположении достаточной малости постоянных механической инерции АД, применительно к указанной исходной модели ЭЭС.

Отметим, что подобная задача впервые рассмотрена П. С. Ждановым [1], но лишь для нерегулируемой ЭЭС при упрощающем предположении равенства нулю постоянных времени обмоток возбуждения СМ. При этом П. С. Жданов исходил из строгого критерия $a_n/a_0 > 0$, дающего необходимые (но недостаточные) условия отрицательности вещественных корней характеристического уравнения. Им же предложено дополнительно использовать знак коэффициента a_{n-1} при первой степени характеристического уравнения, приближенно вычисляемого в виде свободного члена вырожденного характеристического уравнения (при неучете изменений частоты). Критерий $a_{n-1}/a_0 > 0$ в ряде случаев является определяющим для устойчивости ЭЭС. На важность использования этого критерия обращается особое внимание в [2], где показано в общем случае, что с его помощью может быть выявлено наличие у характеристического уравнения четного количества положительных корней (при условии, что эти корни, или хотя бы один из них, сравнительно малы). Критерий $a_n/a_0 > 0$ не позволяет этого сделать. Критерии $a_{n-1}/a_0 > 0$, $a_n/a_0 > 0$ использованы в методах расчета устойчивости регулируемых ЭЭС, разработанных с учетом переходных электромагнитных процессов в обмотках возбуждения и их системах регулирования, но при представлении нагрузок либо постоянными сопротивлениями [3], либо статическими характеристиками по напряжению и частоте [4], т. е. при условии достаточной малости постоянных механической инерции АД. Для расчета устойчивости АД в настоящее время преимущественно используются так называемые практические критерии устойчивости нагрузки, носящие приближенный характер и приспособленные в основном для расчета схем ЭЭС с нагрузкой, сосредоточенной в одном узле. Обоснование этих методов также впервые предложено П. С. Ждановым на основе разработанного им метода расчета устойчивости АД [1].

Следует отметить, что предпосылка малости постоянных механической инерции АД справедлива, по видимому, не всегда. Так, для ряда асинхронных приводов постоянная механической инерции агрегата составляет 4—6 с [7], т. е. имеет тот же порядок, что и постоянные инерции современных генераторов. В этих условиях разработка методики расчета аperiodической устойчивости ЭЭС в целом особенно важна.

Ниже развивается подход, предложенный в [4].

Исходные уравнения. Рассматривается ЭЭС, схема замещения которой содержит m синхронных машин k асинхронных двигателей, N узлов, M связей. К любому из узлов может быть подключена статическая нагрузка.

Наиболее существенное из допущений, принятых в исходной математической модели, состоит в пренебрежении переходными электромагнитными процессами в статорных контурах СМ и АД и в роторных контурах АД. С учетом этого, математическое описание рассматриваемой ЭЭС можно представить в виде [4]:

$$T_J p^2 (\delta + \delta_{UB} e) + M_{эл}^c - M_T^c = 0; \quad (1)$$

$$T_f p E'_q + W(p) \Delta \dot{E} = 0; \quad (2)$$

$$T_a p \omega_a + \dot{M}_{эл}^a - M_T^a = 0; \quad (3)$$

$$\dot{F} - \dot{P}_c + \dot{P}_a = 0; \quad (4)$$

$$\dot{\Phi} - \dot{Q}_a + \dot{Q}_a = 0, \quad (5)$$

где T_J — диагональная $(m \times m)$ -матрица постоянных инерции СМ; δ — m -вектор углов СМ, отсчитанных от вектора напряжения узла B (этот узел выбирается произвольно); δ_{UB} — угол напряжения узла B , отсчитанный от оси, вращающейся с постоянной скоростью ω_0 (ω_0 — частота систем в исследуемом установившемся режиме); e — единичный m -вектор; $\dot{M}_{эл}^c$, M_T^c — векторы соответственно электромагнитных и механических моментов на валах СМ; T_f — диагональная $(m \times m)$ -матрица постоянных времени обмоток возбуждения СМ при разомкнутом статоре; E'_q — m -вектор переходных поперечных э. д. с. СМ; $W(p) = r \times (r+m)$ -матрица, элементы которой определяются выражением

$$W_{ij}(p) = \begin{cases} w_{ij}(p), & j = \overline{1, r}; \\ 1, & j = i + r; \\ 0, & j \neq i + r, j > r; \end{cases} \quad (i = \overline{1, m})$$

$w_{ij}(p)$ — передаточная функция регулятора возбуждения i -й СМ по параметру регулирования $\Delta \Pi_j$; $\Delta \dot{E} = \{\Delta \Pi, E_q\}$; $\Delta \Pi$ — r -вектор параметров регулирования СМ (предполагается, что среди параметров регулирования отсутствует угол δ_{UB} , что на практике всегда имеет место); E_q — m -вектор синхронных э. д. с. СМ; T_a — диагональная $(k \times k)$ -матрица постоянных инерций АД; ω_a — k -вектор скоростей АД; $\dot{M}_{эл}^a$, M_T^a — k -векторы электромагнитных и механических моментов на валах АД; $\dot{F}, \dot{\Phi}, \dot{P}_c, \dot{Q}_c, \dot{P}_a, \dot{Q}_a$ — N -векторы соответственно небалансов активной и реактивной мощности в узлах без учета СМ и АД, активной и реактивной мощности на зажимах СМ и АД при различающихся между собой скоростях СМ, рассматриваемые как некоторое обобщение аналогичных понятий для синусоидальных установившихся режимов.

Обозначим для краткости через $\dot{X}_i$ совокупность $\dot{M}_{эл}^c, \Delta \dot{E}, \dot{M}_{эл}^a, \dot{F}, \dot{P}_c, \dot{P}_a, \dot{\Phi}, \dot{Q}_c, \dot{Q}_a$ соответственно для $i = \overline{1, 9}$.

Вектор-функции $\dot{X}_i$ можно представить в виде:

$$\dot{X}_i = \dot{X}_i(\omega, \delta, \omega_a, E'_q, U, \delta_U, \delta_{UB}, \omega), \quad (6)$$

где $\dot{\omega} = p\dot{\delta} - m$ -вектор; ($U - N$ -вектор модулей напряжений узлов; $\dot{\delta}_U - (N - 1)$ -вектор углов напряжений, отсчитанных от вектора напряжения B , исключая этот узел; $\omega = p\delta_{UB} + \omega_0$.

Конкретный вид зависимостей (6), учитывая приближенный характер описания сети в переходном процессе уравнениями (4) и (5) может определяться различными путями. Эта задача представляет самостоятельный интерес и выходит за рамки данной статьи.

Одним из возможных подходов к решению является принцип наложения э. д. с. СМ в форме, предложенной в [1].

Характеристическое уравнение. Представим $\dot{X}_i$ в виде

$$\dot{X}_i = X_i(\dot{\delta}, \omega_a, E'_q, U, \dot{\delta}_U, \omega) + \Delta X_i(\omega, \dot{\delta}, \omega_a, E'_q, U, \dot{\delta}_U, \delta_{UB}, \omega), \quad (7)$$

где X_i определяется обычными соотношениями установившегося режима при одинаковой скорости всех СМ, равной ω . Учитывая, что при этом условии $\dot{\omega} = (\omega - \omega_0)e$, будем иметь

$$\dot{X}_i\{(\omega - \omega_0)e, \dot{\delta}, \omega_a, E'_q, U, \dot{\delta}_U, \delta_{UB}, \omega\} \equiv X_i(\dot{\delta}, \omega_a, E'_q, U, \delta_U, \omega), \quad (8)$$

поскольку в противном случае не соблюдаются уравнения баланса мощности в установившемся режиме.

Тождество (8) позволяет легко вычислить частные производные от $\dot{X}_i$ по всем переменным, кроме $\dot{\omega}$, необходимые при линеаризации исходной системы, поскольку эти производные берутся при одинаковой скорости всех СМ, определяемой исследуемым установившимся режимом. Что касается частных производных от $\dot{X}_i$ по $\dot{\omega}$, то как будет ясно из дальнейшего, определения их при расчетах аperiodической устойчивости не требуется.

Нетрудно показать [4], что

$$\partial X_i / \partial \omega = \sum_{j=1}^m \partial \dot{X}_i / \partial \omega_j. \quad (9)$$

Учитывая (6) и (8), характеристическое уравнение линейного приближения системы (1) — (5) можно записать в виде

$$L(p) = pD(p) \begin{vmatrix} pT_a + \frac{\Delta M_a}{\partial \omega_a} & p \frac{\partial \Delta M_a}{\partial \omega} & 0 & \frac{\partial \Delta M_a}{\partial U} & 0 & \frac{\partial \Delta M_a}{\partial \omega} \\ 0 & p^2 T_J + p \frac{\partial \Delta M_c}{\partial \omega} + \frac{\partial \Delta M_c}{\partial \delta} & \frac{\partial \Delta M_c}{\partial E'_q} & \frac{\partial \Delta M_c}{\partial U} & \frac{\partial \Delta M_c}{\partial \delta_U} & pT_J e + \frac{\partial \Delta M_c}{\partial \omega} \\ 0 & W(p) \left(p \frac{\partial \Delta E}{\partial \omega} + \frac{\partial \Delta E}{\partial \delta} \right) & pT_f + W(p) \frac{\partial \Delta E}{\partial E'_q} & W(p) \frac{\partial \Delta E}{\partial U} & W(p) \frac{\partial \Delta E}{\partial \delta_U} & W(p) \frac{\partial \Delta E}{\partial \omega} \\ \frac{\partial P_a}{\partial \omega_a} & p \frac{\partial \Delta P}{\partial \omega} - \frac{\partial P_c}{\partial \delta} & - \frac{\partial P_c}{\partial E'_q} & \frac{\partial \Delta P}{\partial U} & \frac{\partial \Delta P}{\partial \delta_U} & \frac{\partial \Delta P}{\partial \omega} \\ \frac{\partial Q_a}{\partial \omega_a} & p \frac{\partial \Delta Q}{\partial \omega} - \frac{\partial Q_c}{\partial \delta} & - \frac{\partial Q_c}{\partial E'_q} & \frac{\partial \Delta Q}{\partial U} & \frac{\partial \Delta Q}{\partial \delta_U} & \frac{\partial \Delta Q}{\partial \omega} \end{vmatrix} = 0, \quad (10)$$

где $D(p) = \prod_1^m D_i(p)$; $D_i(p)$ — полином относительно p ,

равный общему знаменателю i -й строки матрицы $W(p)$ ($i = 1, m$) при условии, что в элементах последней не производилось сокращений числителя и знаменателя; $\Delta P = F + P_a - P_c$; $\Delta Q = \Phi + Q_a - Q_c$.

В выражении (10) учтены конкретные особенности функций X_i : отсутствие явной зависимости $\Delta M_a, P_a, Q_a$ от $E'_q, \dot{\delta}_U$ и $\Delta M_c, P_c, Q_c, F, \Phi$ от ω_a .

Множитель p в правой части (10) свидетельствует о наличии нулевого корня, который может быть отброшен при анализе статической устойчивости [4]. Поэтому в дальнейшем будем считать, что характеристическое уравнение (10) сокращено на множитель p .

Определение коэффициентов a_n и a_0 . Умножив i -ю строку ($i = m + k + 1, \dots, 2m + k$) определителя, стоящего в правой части (10), на $D_i(p)$ и положив затем $p = 0$, получим для свободного члена a_n характеристического уравнения (10) в виде соответствующего определителя, который после исключения первых трех матричных строк и столбцов приводится к виду:

$$a_n = \Delta_a \Delta_c \begin{vmatrix} \frac{\partial F}{\partial U} + \frac{\partial P_a^{ct}}{\partial U} - \frac{\partial P_c^{ct}}{\partial U} & \frac{\partial F}{\partial \delta_U} & \frac{\partial F}{\partial \omega} + \frac{\partial P_a^{ct}}{\partial \omega} - \frac{\partial P_c^{ct}}{\partial \omega} \\ \frac{\partial \Phi}{\partial U} + \frac{\partial Q_a^{ct}}{\partial U} - \frac{\partial Q_c^{ct}}{\partial U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \delta_U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} + \frac{\partial Q_a^{ct}}{\partial \omega} - \frac{\partial Q_c^{ct}}{\partial \omega} \end{vmatrix}, \quad (11)$$

$$\text{где } \Delta_a = \prod_1^k \frac{\partial \Delta M_{ai}}{\partial \omega_{ai}}; \quad \Delta_c = \prod_1^m \left(\frac{\partial P_{ci}}{\partial \delta_i} \frac{\partial \Delta E_i}{\partial E'_q} - \frac{\partial \Delta E_i}{\partial \delta_i} \times \right. \\ \left. \times \frac{\partial P_{ci}}{\partial E'_{qi}} \right) = \prod_1^m \Delta_{ci}, \quad \Delta E_i = \sum_{j=1}^r W_{ij}(0) \Delta \Pi_j + E_{qi}. \text{ Индекс}$$

«ст» означает, что соответствующая производная вычисляется по статическим характеристикам СМ и АД.

Выражение для коэффициента a_0 при старшей степени характеристического уравнения (10) также получим в виде определителя, рассматривая всевозможные произведения элементов определителя (10), взятые по одному в каждой строке и столбце и удерживая только те из них, которые дают наивысшую степень [4]. При этом полагаем, что порядок относительно p числителя передаточной функции $w_{ij}(p)$ не больше порядка знаменателя; последнее всегда имеет место при достаточно строгом представлении регулятора. Упрощая затем полученный определитель аналогично [4], окончательно будем иметь

$$a_0 = K \begin{vmatrix} \frac{\partial F}{\partial U} + \frac{\partial P_a}{\partial U} - \frac{\partial P_c}{\partial U} & \frac{\partial F}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} e \\ \frac{\partial \Phi}{\partial U} + \frac{\partial Q_a}{\partial U} - \frac{\partial Q_c}{\partial U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} e \end{vmatrix}, \quad (12)$$

где $K = \prod_{i=1}^m d_{oi} T_{ii} T_{ji} \prod_{i=1}^k T_{ai}$; d_{oi} — коэффициент при стар-

шей степени полинома $D_i(p)$. При обычном способе задания передаточных функций регуляторов возбуждения d_{oi} определяется произведением всевозможных постоянных времени отдельных звеньев регулятора. Поэтому практически всегда $K > 0$.

Произведение $\Delta_a \Delta_c$ в правой части (11) можно трактовать как свободный член характеристического уравнения, полученного при закреплении модулей и фаз напряжений всех узлов. Нетрудно показать, что условие $\Delta_a \Delta_c > 0$ определяет апериодическую устойчивость «закрепленной» системы.

Формулы для вычисления частных производных от P_c , Q_c , ΔE приведены в [4]¹. Производные $\partial P_{ai}/\partial U_i$, $\partial Q_{ai}/\partial U_i$ вычисляются по формулам:

$$\begin{aligned} \partial P_{ai}/\partial U_i &= 2P_{ai}/U_i; \\ \partial Q_{ai}/\partial U_i &= 2Q_{ai}/U_i, \end{aligned} \quad (13)$$

что равносильно замещению АД постоянной проводимостью.

Пренебрежение влиянием изменений частоты. В этом случае аналогично [4] получим для свободного члена выражение (в обозначениях учтено, что порядок характеристического уравнения понижается на единицу, так как $a_n \equiv 0$):

$$\bar{a}_{n-1} = \Delta_a \Delta_c \begin{vmatrix} \frac{\partial F}{\partial U} + \frac{\partial P_a^{ct}}{\partial U} - \frac{\partial P_c^{ct}}{\partial U} & \frac{\partial F}{\partial \delta_U^*} & T_{je} \\ \frac{\partial \Phi}{\partial U} + \frac{\partial Q_a^{ct}}{\partial U} - \frac{\partial Q_c^{ct}}{\partial U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \delta_U^*} & T_{jc} \end{vmatrix}, \quad (14)$$

где c — вектор, компоненты которого [4]

$$c_i = \begin{cases} \frac{1}{\Delta_{ci}} \left(\frac{\partial Q_{ci}}{\partial \delta_i} \frac{\partial \Delta E_i}{\partial E'_{qi}} - \frac{\partial Q_{ci}}{\partial E'_{qi}} \frac{\partial \Delta E_i}{\partial \delta_i} \right); & i \in N_c; \\ 0, & i \notin N_c; \end{cases} \quad (15)$$

¹ В формулах для $\partial P_{ci}/\partial U_i$, $\partial \Delta E_i/\partial U_i$ в [4] допущены опечатки. Правильные выражения: $\partial P_{ci}/\partial U_i = E_{qi} \sin \theta_i / x_{qi} - U_i A_i \sin 2\theta_i/2$, $\partial \Delta E_i/\partial \omega = \partial E_{qi}/\partial \omega - k_{ti} \partial i_i/\partial \omega - k_{ri} E_{qi}$.

N_c — множество номеров узлов, в которых подключены СМ.

Коэффициент при старшей степени $\bar{a}_0$ сохраняет то же выражение, что и для полного характеристического уравнения с учетом изменений частоты. Следуя [1], свободный член $\bar{a}_{n-1}$ можно трактовать с точностью до некоторых предполагаемых малыми параметрами, как коэффициент при первой степени полного характеристического уравнения. Тогда

$$\bar{a}_0 = a_0; \quad \bar{a}_{n-1} \approx a_{n-1}. \quad (16)$$

Условия устойчивости при достаточно малых постоянных инерции АД. Введем в характеристическом уравнении (10) малый параметр λ , положив $T_a = \lambda \tilde{T}_a$, где элементы матрицы $\tilde{T}_a$ имеют тот же порядок малости, что и элементы матрицы T_j . Предполагая λ достаточно малым, корни уравнения (10) можно определить, расчленив его на два в соответствии с [6].

Положив $\lambda = 0$, получим вырожденное характеристическое уравнение, которое после исключения первых матричных строки и столбца с последующим сокращением на множитель Δ_a приводится к характеристическому уравнению ЭЭС при задании АД статическими характеристиками. Методика расчета апериодической устойчивости для этого случая с учетом и без учета изменений частоты изложена в [4]. Имея в виду, что порядок вырожденного характеристического уравнения, которое с некоторой оговоркой можно рассматривать как характеристическое уравнение для исследования устойчивости СМ, равен $n-k$, обозначим соответствующие его коэффициенты через a_0^{CM} , $a_{n-k-1}^{CM} \approx \bar{a}_{n-k-1}^{CM}$, a_{n-k}^{CM} . Если бы сокращение этого уравнения на множитель Δ_a не производилось, то, очевидно, его свободный член был бы равен свободному члену полного характеристического уравнения. Отсюда сразу следует, что

$$a_n = \Delta_a a_{n-k}^{CM}, \quad \bar{a}_{n-1} = \Delta_a \bar{a}_{n-k-1}^{CM}. \quad (17)$$

Кроме того, с точностью до λ

$$\Delta_a a_0^{CM} \approx a_k. \quad (18)$$

Выражение для определения оставшихся корней полного характеристического уравнения получим из (10) с учетом (9) и подстановки $p = q/\lambda$ [6]:

$$L^{AD}(p) = \begin{vmatrix} pT_a + \frac{\partial \Delta M_a}{\partial \omega_a} & \frac{\partial \Delta M_a}{\partial U} & 0 & 0 \\ \frac{\partial P_a}{\partial \omega_a} & \frac{\partial F}{\partial U} + \frac{\partial P_a}{\partial U} - \frac{\partial P_c}{\partial U} & \frac{\partial F}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} e \\ \frac{\partial Q_a}{\partial \omega_a} & \frac{\partial \Phi}{\partial U} + \frac{\partial Q_a}{\partial U} - \frac{\partial Q_c}{\partial U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} e \end{vmatrix} = \quad (19)$$

Нетрудно видеть, что уравнение (19) определяет устойчивость АД в предположении постоянства поперечных составляющих переходных э. д. с., углов и скоростей СМ. Углы при этом отсчитываются от вектора напряжения узла, выбираемого произвольно.

Это отличается от вывода [1], где вместо постоянства переходных э. д. с. E'_q принято постоянство синхронных э. д. с. E_q (при отсутствии АРВ), и от известных самостоятельных критериев устойчивости АД [5], в которых представление СМ определяется типом установившихся на них АРВ. Такое представление СМ соответствует упрощенному учету АРВ и предпосылке равенства нулю постоянных времени обмоток возбуждения СМ, для чего в настоящее время нет достаточных оснований. В целом вопрос о возможности применения указанных самостоятельных критериев устойчивости АД нуждается в дополнительных исследованиях.

Из уравнения (19) можно видеть, что устойчивость АД не зависит от типа АРВ, применяемого для СМ.

Отметим в связи с этим некоторую условность самостоятельных оценок устойчивости СМ и АД, поскольку с точки зрения общей теории, взятые по отдельности условия устойчивости СМ и АД не гарантируют устойчивости ни СМ, ни АД. Это выражается также, например, в том, что условия устойчивости СМ при задании АД статическими характеристиками справедливы лишь по отношению к тем начальным возмущениям координат, при которых избыточные моменты на валах АД равны нулю. В совокупности условия устойчивости СМ и АД правильно определяют устойчивость ЭЭС в целом, если только постоянные механической инерции АД действительно можно принять за малые параметры. Это следует из того, что характеристические уравнения для СМ и АД не содержат пропусков степеней оператора [6].

На условность самостоятельных оценок устойчивости СМ и АД указывал еще П. С. Жданов [1].

Аналогичные предыдущим рассуждения дают

$$a_k^{AD} = \begin{vmatrix} \frac{\partial F}{\partial U} + \frac{\partial P_a^{CT}}{\partial U} - \frac{\partial P_c}{\partial U} & \frac{\partial F}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} e \\ \frac{\partial \Phi}{\partial U} + \frac{\partial Q_a^{CT}}{\partial U} - \frac{\partial Q_c}{\partial U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} e \end{vmatrix} \Delta_a; \quad (20)$$

$$a_0^{AD} = \begin{vmatrix} \frac{\partial F}{\partial U} + \frac{\partial P_a}{\partial U} - \frac{\partial P_c}{\partial U} & \frac{\partial F}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial P_c}{\partial \delta_U^*} e \\ \frac{\partial \Phi}{\partial U} + \frac{\partial Q_a}{\partial U} - \frac{\partial Q_c}{\partial U} & \frac{\partial \Phi}{\partial \delta_U^*} - \frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} & -\frac{\partial Q_c}{\partial \delta_U^*} e \end{vmatrix} \prod_{i=1}^k T_{ai}, \quad (21)$$

где a_k^{AD} , a_0^{AD} — соответственно свободный член и коэффициент при старшей степени характеристического уравнения (19).

Сравнивая (20) с соответствующим выражением a_0^{CM} [4], получим, с точностью до положительного множителя,

$$a_k^{AD} = a_0^{CM} \Delta_a \approx a_k. \quad (22)$$

На основании (12) и (21) также с точностью до положительного множителя

$$a_0^{AD} = a_0. \quad (23)$$

Таким образом, условие аperiodической устойчивости АД не добавляет ничего нового к совокупности условий аperiodической устойчивости СМ и ЭЭС в целом. Причем коэффициент a_0^{CM} входит в условие аperiodической устойчивости как СМ, так и АД.

Далее для простоты будем применять вместо обозначений a_{n-k}^{CM} , a_{n-k-1}^{CM} обозначения a_n^{CM} , a_{n-1}^{CM} , рассматривая нижний индекс как символ, а не как порядковый номер.

Анализ показывает, что информация, полученная на основе (11), (12), (14)–(16), (20)–(23), исчерпывающим образом используется в необходимых условиях устойчивости в виде требования совпадения знаков четырех коэффициентов

$$\text{sign}(a_0) = \text{sign}(\bar{a}_{n-1}^{CM}) = \text{sign}(a_n^{CM}) = \text{sign}(a_0^{CM}) \quad (24)$$

при обязательном условии

$$\Delta_a > 0. \quad (25)$$

Для вычисления Δ_a требуется знание скоростных характеристик приводных механизмов АД, которые обычно неизвестны. Однако в подавляющем большинстве случаев эти характеристики таковы, что АД устойчивы при закреплении напряжения на их зажимах [1], так что условие (25) заведомо выполняется, и его можно не принимать во внимание.

Если непрерывно утяжелять режим, начиная от устойчивого, то (при $\Delta_a > 0$) изменение знака a_n^{CM} или a_0 свидетельствует о переходе через границу аperiodической устойчивости в пространстве параметров утяжеления.

Если раньше происходит изменение знака одного из коэффициентов $a_{n-1}^{CM} \approx \bar{a}_{n-1}^{CM}$ или a_0^{CM} , причем при $a_{n-1}^{CM} = 0$ $a_n^{CM} \neq 0$, то это означает нарушение условий колебательной устойчивости. Если же a_{n-1}^{CM} и a_n^{CM} обращаются в нуль одновременно, и при последующем утяжелении a_{n-1}^{CM} изменяет, а a_n сохраняет знак, то

это может означать появление у характеристического уравнения четного количества положительных корней [2]. Отметим, что самораскачивание, выявляемое по изменению знака a_{n-1}^{CM} , возникает на сравнительно низкой частоте [1 и 2].

В этом случае, когда постоянные инерции АД нельзя считать малыми, необходимые условия устойчивости записываются в виде:

$$\text{sign}(a_0) = \text{sign}(a_n) = \text{sign}(\bar{a}_{n-1}). \quad (26)$$

Здесь уже условие (25) формально является излишним. Однако учитывая, что практически оно всегда выполняется, и в этом случае можно воспользоваться условиями (24), исключив из них коэффициент a_0^{CM} , который обязан своим появлением допущению о малости постоянных инерции АД. Если это допущение справедливо хотя бы для части АД, то вычисление имеет смысл, но при этом АД, постоянными инерции которых нельзя пренебречь, должны учитываться не по статическим характеристикам, а по формулам (13).

При вычислении a_n^{CM} , a_{n-1}^{CM} , a_0^{CM} нет необходимости выделять в составе нагрузки узла каждый отдельный АД, а достаточно располагать статическими характе-

ристикami нагрузки узла в целом. При вычислении a_0 также не требуется представлять каждый АД отдельно, но необходимо пересчитать статические характеристики всей нагрузки, приняв для АД относительный регулирующий эффект равным 2 (для этого требуется по крайней мере знать состав нагрузки узла). Наоборот просто эта задача решается, когда статическая (не двигательная) часть нагрузки может быть представлена постоянным сопротивлением (что часто встречается на практике). Здесь при вычислении a_0 достаточно принять для всей нагрузки относительный регулирующий эффект равным 2. Следует иметь в виду, что точность определения экспериментальных статических характеристик и особенно регулирующих эффектов нагрузки весьма невелика. Поэтому задаваемые для расчета регулирующие эффекты нагрузки по напряжению и частоте должны проверяться на соответствие структуре нагрузки узла. Это тем более справедливо в отношении типовых характеристик.

В тех случаях, когда статические характеристики нагрузки неизвестны (особенно это относится к проектным и исследовательским расчетам), полезным может оказаться вычисление регулирующих эффектов нагрузки на основе представления ее асинхронной части в виде эквивалентного АД, параметры которого могут быть определены по рекомендациям [9] или [5] (см. приложение).

Таким образом, для применения предлагаемой методики требуется по существу обычная для расчетов апериодической устойчивости исходная информация, но желательно задание статических характеристик нагрузки с уточнением влияния на них АД (во всяком случае — с приближенным указанием их мощности по отношению к общей мощности соответствующих узлов схемы замещения ЭЭС).

Иногда при расчетах статической устойчивости используется упрощенное представление СМ постоянной э. д. с., приложенной за некоторым реактивным сопротивлением, зависящим от типа АРВ. Хотя это допущение легко учитывается изменением способа вычисления регулирующих эффектов СМ [4], оно не имеет в данном случае большого значения, так как не изменяет порядок определителей, с которыми связан основной объем вычислений. К тому же указанное допущение для сложных ЭЭС в настоящее время не имеет строгого обоснования.

Не составляет труда при необходимости учесть дополнительную идеализацию в виде источника бесконечной мощности [4].

При расчетах конкретных ЭЭС для определения предельных по устойчивости режимов может оказаться целесообразным не вычислять все условия (24) на каждом шаге утяжеления, ограничиваясь их полной проверкой лишь, например, в начале и конце утяжеления, основанием чему должен служить предшествующий опыт расчетов аналогичных схем.

В заключение укажем, что несмотря на более полный учет СМ предлагаемая методика применительно к сложным ЭЭС отличается меньшей трудоемкостью, чем методика [1]. Так, например, для расчета апериодической устойчивости ЭЭС в целом в [1] требуется рассчитать два определителя, аналогичных свободному члену и коэффициенту при старшей степени характеристического уравнения, один из которых (свободный член) имеет порядок $2N + m + q$, а порядок другого равен $2N + q$, где m — общее число СМ в схеме заме-

щения ЭЭС, q — число явнополюсных СМ, N — число узлов в расчетной схеме. По рассмотренной выше методике для этого требуется также рассчитать два определителя, но порядок каждого из них равен $2N$. Повышение эффективности расчетов достигается также за счет использования выявленной взаимосвязи между критериями апериодической устойчивости ЭЭС в целом и СМ и АД по отдельности. Подобная взаимосвязь в [1] не рассматривалась; более того, в той форме, в какой изложены соответствующие методы [1], она и не прослеживается или, по крайней мере, не очевидна.

Пример. Электрическая система содержит две станции, связанные длинной линией высокого напряжения (см. рисунок). За базисные мощность и напряжение приняты натуральная мощность и волновое сопротивление линии. Сопротивления линии рассчитаны с учетом распределенности параметров без активных сопротивлений при $\alpha = 0,06$ град/км. Параметры эквивалентного генератора Г-1 соответствуют параметрам турбогенератора ТВВ-500-4, Г-2-ТГВ-500 [5]. На Г-1 и Г-2 установлены АРВ сильного действия. Значения постоянных инерции приведены к базисной мощности.

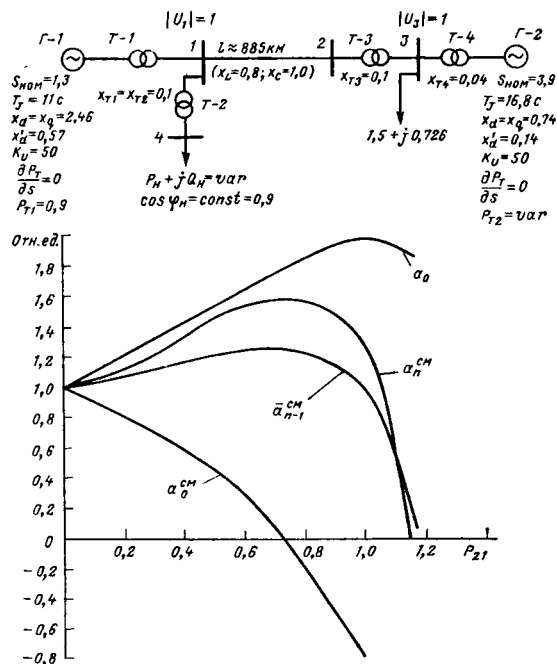
Предполагается, что 80% активной мощности нагрузки узлов 3 и 4 составляют АД и 20% — статическая нагрузка, которая может быть представлена шунтом с постоянной активной проводимостью. Утяжеление режима происходит за счет увеличения нагрузки узла 4 при неизменном ее составе и поддержании в процессе утяжеления неизменных напряжений в узлах 1 и 3. Предполагается также, что в узле 4 поддерживается напряжение, близкое к номинальному, за счет регулирования под нагрузкой коэффициента трансформации трансформатора Т-2. Поэтому при расчетах устойчивости были приняты неизменными регулирующие эффекты нагрузок узлов 3 и 4; $f_{\text{ав}} = 0,4$; $f_{\text{нв}} = 0,8$;

$\varphi_{\text{нв}} = 0,54$; $\varphi_{\text{нв}} = 0,34$ (см. приложение). Принимается предположение пренебрежимой малости постоянных механической инерции АД.

На рисунке графики коэффициентов a_0 , $a_0^{\text{СМ}}$, $a^{\text{СМ}}_{n-1}$, $a_n^{\text{СМ}}$ для большей наглядности отнесены к значениям этих коэффициентов в исходном режиме и построены в функции перетока активной мощности по линии.

Из рисунка видно, что предельный режим определяется переменной знака $a_0^{\text{СМ}}$, происходящей при $P_{21} \approx 0,73$ задолго до возможного изменения знаков других коэффициентов. Таким образом, в данном случае условие пренебрежимой малости постоянных механической инерции АД существенно изменяет расчетный предел устойчивости.

При трактовке полученного результата полезно иметь в виду следующее. При нарушении условий устойчивости за счет изменения знака a_0 или $a_0^{\text{СМ}}$ с равным правом можно говорить как о нарушении условий устойчивости СМ, так и АД, поскольку оба эти коэффициента входят в условие устойчивости и в том, и другом случае. Поэтому лучше говорить о нарушении устойчивости ЭЭС. В то же время судить об устойчивости по изменению знака $a_0^{\text{СМ}}$ правомерно только в том случае, если постоянные механической инерции АД можно принять за малые параметры, тогда как правомерность использования знака a_0 не зависит от этой предпосылки. В рассмотренном примере знак a_0 оказался положительным во всей области изменения параметров утяжеления. Однако отсюда еще не следует, что так будет всегда. Вопрос о возможности изменения знака этого коэффициента нуждается в дополнительных исследованиях. Независимо от этого вычисление a_0 весьма полезно во всех случаях, когда расчеты проводятся, начиная не от заведомо устойчивого режима, поскольку установить какой знак коэффициентов $a^{\text{СМ}}_{n-1}$ и $a_n^{\text{СМ}}$ отвечает устойчивому режиму можно путем сравнения со знаком a_0 . Такая ситуация может иметь место, например, при расчете устойчивости послеаварийных режимов, когда коэффициенты $a^{\text{СМ}}_{n-1}$ и $a_n^{\text{СМ}}$, как показывает опыт рас-



четов, могут иметь одинаковый знак как в устойчивых, так и неустойчивых режимах (если знаки этих коэффициентов противоположны, то система заведомо неустойчива).

Вычисление α_0^{CM} можно рекомендовать и в тех случаях, когда есть сомнение относительно предположения малости постоянных инерции АД. Если при этом расчет покажет нарушение условий устойчивости именно из-за изменения знака α_0^{CM} , следует уточнить допустимость пренебрежения механической инерцией АД.

Выводы. 1. Оценка статической устойчивости СМ и АД по отдельности носит условный характер и допустима лишь при достаточной малости постоянных механической инерции АД. При этой предпосылке условия устойчивости СМ и АД по отдельности необходимы, а в совокупности и достаточны для устойчивости ЭЭС в целом.

2. Условия аperiodической устойчивости по отдельности для СМ и АД и в целом для ЭЭС взаимосвязаны, поэтому независимое проведение соответствующих расчетов нецелесообразно из-за частичного дублирования вычислений. Известные самостоятельные (не зависящие от устойчивости СМ) критерии устойчивости нагрузки требуют дополнительных исследований для рекомендаций по их использованию.

3. Предложенная методика расчета необходимых условий устойчивости в виде совпадения знаков $\alpha_n^{CM}, \alpha_{n-1}^{CM}, \alpha_0^{CM}, \alpha_a, \alpha_{a-1}, \alpha_0$, вычисляемых по единой схеме, позволяет обойтись без самостоятельных расчетов устойчивости АД. При этом, если определяющим для устойчивости является знак α_0^{CM} , необходимо убедиться в допустимости пренебрежения механической инерцией АД.

Приложение. Вычисление регулирующих эффектов нагрузки. Из [1, 5, 7]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial N_a^{CT}}{\partial x} &= \frac{\partial N_a}{\partial x} - \frac{\partial N_a}{\partial s} \left(\frac{\partial P_a}{\partial x} - h_x P_a \right) \left(\frac{\partial M_{aT}}{\partial \omega_a} + \frac{\partial P_a}{\partial s} \right); \\ P_a &= \frac{U^2}{x_k} \frac{\alpha}{\alpha^2 + 1}; \quad Q_a = \frac{U^2}{x_\mu} + \frac{P_a}{\alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (П-1)$$

где

$$N_a = P_a, \quad Q_a; \quad x = U, \quad \omega; \quad h_U = 0; \quad h_\omega = 1; \quad s = (\omega - \omega_a)/\omega;$$

$$\alpha = s_{кр}/s; \quad s_{кр} = R/\omega x_{к0}; \quad x_k = \omega x_{к0},$$

$x_\mu = \omega x_{\mu 0}$ — реактивные сопротивления схемы замещения АД; $\frac{\partial N_a}{\partial U}, \frac{\partial N_a}{\partial \omega}$ берутся при $\omega_a = \text{const}$, нетрудно получить (при $M_{aT} = \text{const}$)

$$\left. \begin{aligned} f_{aU} &= \frac{U}{P_a} \frac{\partial P_a^{CT}}{\partial U} = 0; \quad f_{a\omega} = \frac{\omega}{P_a} \frac{\partial P_a^{CT}}{\partial \omega} = 1; \\ \varphi_{aU} &= \frac{U}{Q_a} \frac{\partial Q_a^{CT}}{\partial U} = 2 - B; \\ \varphi_{a\omega} &= \frac{\omega}{Q_a} \frac{\partial Q_a^{CT}}{\partial \omega} = -1 + B; \\ B &= 4\alpha / [(tg \varphi_a (\alpha^2 - 1)], \quad \varphi_a = \arctg (Q_a/P_a). \end{aligned} \right\} \quad (П-2)$$

При известных параметрах АД значение α находится из уравнения активной мощности АД (с учетом того, что при $S_{баз} = S_{аном} P_a = k_3 \cos \varphi_a^{ном}$; $k_3 = P_a/P_{аном}$ — коэффициент загрузки) в виде:

$$\alpha = \frac{1 + \sqrt{1 - (2k_3 x_k \cos \varphi_a^{ном}/U^2)^2}}{2k_3 \cos \varphi_a^{ном} x_k} U^2. \quad (П-3)$$

Типовые значения параметров $x_{к0}, x_{\mu 0}, k_3, \cos \varphi_a^{ном}$ при замещении асинхронной составляющей крупного узла нагрузки в сети 110—220 кВ одним эквивалентным АД приведены в [5]. Из указанных параметров три независимые; примем в качестве таковых $x_{к0}, k_3$ и $\cos \varphi_a^{ном}$.

Тогда

$$tg \varphi_a = tg \varphi_a^{ном} / k_3 + 1/\alpha - 1/k_3 \alpha_{ном}, \quad (П-4)$$

где $\alpha_{ном}$ определяется из (П-3) при $k_3 = 1, U = 1, \omega = 1$.

Зная состав нагрузки, легко определить регулирующие эффекты нагрузки узла в целом:

$$f_{ix} = f_{cx} - (f_{cx} - f_{ax}) \frac{P_a}{P_n}, \quad \varphi_{ix} = \varphi_{cx} - (\varphi_{cx} - \varphi_{ax}) \frac{Q_a}{Q_n}, \quad (П-5)$$

где f_{cx}, φ_{cx} — регулирующие эффекты статической части нагрузки; $x = U, \omega$.

Для рассматриваемого примера примем в соответствии с рекомендациями [5]: $x_{к0} = 0.34; \cos \varphi_a^{ном} = 0.85; k_3 = 0.7$. При $U = 1, \omega = 1$ из (П-3) и (П-4) получим $\alpha = 4.73; tg \varphi_a = 0.64; \cos \varphi_a = 0.84$. Это дает $\varphi_{aU} = 0.625; \varphi_{a\omega} = 0.375$. Поскольку $\cos \varphi_a < \cos \varphi_n = 0.9$, примем, что на шинах нагрузки включена батарея статических конденсаторов, для которых $\varphi_{cU} = 2, \varphi_{c\omega} = 1$.

С учетом этого на основании (П-5) окончательно

$$f_{nU} = 0.4; \quad f_{n\omega} = 0.8; \quad \varphi_{nU} = 0.54; \quad \varphi_{n\omega} = 0.34.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жданов П. С. О статической устойчивости сложных электрических систем. — Труды ВЭИ, 1940, вып. 40.
2. Цукерник Л. В. Проблема анализа статической устойчивости энергосистем на современном этапе их развития. — Техническая электродинамика, 1980, № 6.
3. Цукерник Л. В., Коробчук К. В. Расчет с помощью ЦВМ предела статической устойчивости (при отсутствии самораскачивания) сложной энергосистемы. — В кн.: Доклады на II Всесоюз. научн.-технич. совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. — М.: Энергия, 1969.
4. Ушаков Е. И. Расчет аperiodической устойчивости сложных электрических систем с учетом статических характеристик нагрузок. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 4.
5. Методические указания по определению устойчивости энергосистем. Части I и II. — М.: Изд. Союзтехэнерго, 1979.
6. Картвелишвили Н. А., Галактионов Ю. И. Идеализация сложных динамических систем. — М.: Наука, 1976.
7. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. — М.: ГЭИ.
8. Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е., Хачатрян Э. А. Устойчивость нагрузки электрических систем. — М.: Энергоиндуст, 1981. [19.12.81]

Об учете характеристик нагрузок и методике расчета статической устойчивости энергосистем

ЦУКЕРНИК Л. В., доктор техн. наук
Киев

Учету характеристик нагрузки в расчетах статической устойчивости электроэнергетической системы (ЭЭС) было уделено большое внимание в работе П. С. Жданова [1]. С принципиальной стороны учитывалось, что в общем случае характеристики комплексной нагрузки в узле сети ЭЭС являются динамическими. Практически, в анализе и примерных расчетах в [1] учитывалась механическая инерция асинхронных двигателей (АД), остальная часть нагрузки предполагалась статической или учитывалась регулирующими эффектами по статическим характеристикам. Естественно, предполагалось также, что если сравнительно мощной составляющей нагрузки узла сети являются синхронные двигатели, то они могут быть учтены аналогично синхронным генераторам дифференциальными уравнениями, т. е. динамическими характеристиками.

В [1] отмечалось также, что постоянная механической инерции асинхронных двигателей обычно значительно меньше, чем постоянная инерции генераторов, что в какой-то мере соответствовало типовым параметрам машин 30-х годов. Кроме того, в [1] на численном примере (две генераторные станции без АРВ и один узел нагрузки) было получено, что при принятых расчетных условиях постоянная инерции АД почти не влияет на предел статической устойчивости указанной системы. Хотя затем методика расчета статической устойчивости с учетом АД была распространена и на сложные ЭЭС и АРВ синхронных машин [2], до последнего времени, даже при широком использовании ЦВМ, расчеты критериев статической устойчивости производятся большей частью при представлении нагрузки постоянной активно-индуктивной проводимостью, или, главным образом, в исследовательских расчетах, при учете ее регулирующих эффектов по напряжению и в редких случаях — по частоте.

Специфика асинхронной нагрузки и вообще динамические характеристики суммарной нагрузки в отношении статической устойчивости ЭЭС обычно не учитываются, что не обосновано хотя бы примерными расчетами для современных ЭЭС. Поэтому представляет несомненный интерес предыдущая статья Е. И. Ушакова, развивающая с учетом АРВ и дополняющая методику [1] с усовершенствованием алгоритма расчета аperiodической устойчивости и реализацией его в программе для ЦВМ. Весьма важно, что в этой статье приведены также результаты достаточно полного примерного расчета более сложной системы чем в [1], и для более типичных в настоящее время параметров машин и расчетных условий утяжеления режима ЭЭС. Результаты расчета в принципиальном отношении отличаются от [1], показывая, что постоянная механической инерции асинхронных двигателей $T_{\text{ЛД}}$ оказывает существенное влияние на предел статической устойчивости системы, если она не пренебрежимо мала по сравнению с постоянными инерциями синхронных машин (СМ) $T_{\text{ГСМ}}$ (и постоянными времени $T'_{\text{дСМ}}$, характеризующими результирующий электромагнитный переходный процесс в контуре возбуждения СМ). Так, расчет показал, что при

$T_{\text{ЛД}} \rightarrow 0$ предел аperiodической (вернее, квазиаperiodической, что будет пояснено далее) устойчивости достигается при перетоке активной мощности (в относительных единицах) по линии, связывающей энергосистемы (эквивалентные генераторы), $P_{21\text{пр}} \approx 0,73$, а при отказе от предпосылки $T_{\text{ЛД}} \rightarrow 0$: $P_{21\text{пр}} \approx 1,15$. Разница весьма велика.

В предыдущей статье несколько условно говорится, что «предпосылка малости постоянных механической инерции АД справедлива, по-видимому, не всегда». Представляется, что с достаточной определенностью можно рекомендовать не пользоваться предпосылкой пренебрежимо малых значений $T_{\text{ЛД}}$ агрегатов «АД+привод», тем более, что их нужно сравнивать не только с $T_{\text{ГСМ}}$, но и с $T'_{\text{дСМ}} < T_{\text{дОСМ}}$ (в $T'_{\text{дСМ}}$ учитывается влияние замкнутой цепи статоров СМ). При этом для расчета аperiodической устойчивости согласно [1 и 2] конкретных значений $T_{\text{ЛД}}$ и других параметров АД задавать не требуется, кроме значений их активной и реактивной мощности. Последние нужны для расчета частных производных по напряжению соответствующих узлов сети ЭЭС при определении коэффициента a_0 старшего члена характеристического уравнения (х. у.) системы.

Сохраняя обозначения a_0 , $a_0^{\text{СМ}}$, $\bar{a}_{n-1}$, a_n , принятые в статье Е. И. Ушакова, отметим также следующее.

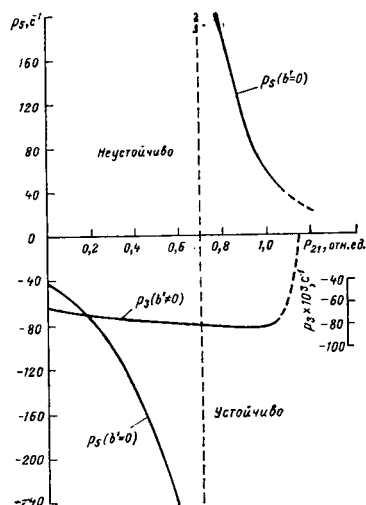
Полученный в примерном расчете предел устойчивости $P_{21} \approx 0,73$ (при $T_{\text{ЛД}} \rightarrow 0$) соответствует изменению знака $a_0^{\text{СМ}}$ в критерии устойчивости $a_n/a_0^{\text{СМ}} > 0$ (учитывается вариация частоты) или в критерии $\bar{a}_{n-1}/a_0^{\text{СМ}} > 0$ (без учета вариации частоты). Такой же результат получен при дублировании расчета по программе СТАТУС-1, разработанной в ИЭД АН УССР на основе методики [2]. Совпадение результатов расчетов по независимо разработанным программам, реализующим к тому же различные алгоритмы (при близости исходных методик расчета является хорошей апробацией программ в отношении расчетов подобной сложности и подтверждает надежность полученных результатов).

Однако необходимо подробнее рассмотреть характер нарушения устойчивости, определяемый возможной при предпосылках [1 и 2] переменной знака коэффициента a_0 вообще, а по статье Е. И. Ушакова — и коэффициента $a_0^{\text{СМ}}$, если в процессе утяжеления исходного устойчивого режима ЭЭС знак a_n и $\bar{a}_{n-1}$ не изменяется. В общем случае это означает, что в предпосылках методики расчета устойчивости, основанной на теории Ляпунова, заведомо предполагается, что свободные малые движения (колебания) системы можно разделить на сравнительно медленные и сравнительно быстрые. При этом устойчивость быстрых движений может или не анализироваться в заданной постановке задачи, или анализироваться отдельно (характеристические уравнения называются в этом случае «вырожденными» для медленных и «дополнительными» — для быстрых). Так, общей предпосылкой в [1 и 2] и предыдущей статье можно считать пренебрежение быстрыми свободными движениями в элементах электрической сети ЭЭС, связывающей синхронные и асинхронные машины. Это оправдано

сравнительно малой инерционностью изменения потокоцеплений обмоток статоров машин и токов в индуктивно-емкостных цепях линий, статической нагрузки и других элементов сети ЭЭС переменного тока (по сравнению с инерционностью изменения потокоцеплений в контурах возбуждения синхронных машин и изменения механической скорости вращения машин, характеризуемого изменениями углов э. д. с. и скольжений относительно оси вращающейся с синхронной скоростью исходного стационарного, фактического квазистационарного режима ЭЭС¹).

Такая предпосылка в указанных статьях приводит к существенному понижению порядка х. у. системы, оно становится «вырожденным». Коэффициент a_0 при старшем члене его имеет структуру, при которой он может изменять свой знак независимо от изменения знака a_n и a_{n-1} в отличие от коэффициента A_0 при старшем члене «полного» х. у. (получаемого при сравнительно полном учете быстрых и медленных движений без разделения), который не может изменять свой знак независимо от знака A_n и A_{n-1} (A и N — коэффициенты и порядок «полного» х. у.). Это при учете переходных процессов в сети ЭЭС показано в [3]. Если при разделении движений порядок «полного» х. у. понижается до $n=N-m$ «вырожденного», то с точностью до малого параметра, характеризующего влияние быстрых движений на устойчивость медленных движений, $a_0 \approx A_m$. В свободные члены х. у. в общем случае постоянные инерции и времени не входят, поэтому они равны для «вырожденного» и «полного» х. у.: $a_n = A_n$. Если не иметь в виду случай четного количества действительных корней х. у., то при $A_n > 0$ критерий $A_n/A_m > 0$ при $A_m < 0$ будет означать нарушение колебательной, а не апериодической устойчивости полной модели. Для модели с пониженным порядком х. у. критерий $a_n/a_0 > 0$ при $a_0 < 0$ также будет соответствовать (с точностью до малого параметра) нарушению колебательной устойчивости полной модели, хотя для «вырожденной» модели $a_n/a_0 > 0$ является необходимым, но недостаточным критерием апериодической устойчивости. Математические модели ЭЭС неизбежно идеализируются. Поэтому, если относить оценку устойчивости к реальной ЭЭС, то критерий $A_n/A_0 > 0$ и $a_n/a_0 > 0$, подобно критериям $A_{n-1}/A_0 > 0$ и $a_{n-1}/a_0 > 0$, целесообразно рассматривать как критерий квазиапериодической устойчивости.

Вместе с тем, при $a_0 \rightarrow 0$ в соответствующем х. у., по крайней мере, один действительный ко-



¹ Здесь понятие о квазистационарности режима реальной ЭЭС связывается с анализом по Ляпунову устойчивости невозмущенного стационарного движения. В некоторых публикациях понятие квазистационарности связывается с более или менее полным учетом вариации частоты ЭЭС в уравнениях ее возмущенного (по Ляпунову) движения.

рень $P_{Redl} \rightarrow \infty$, а в области отрицательных значений a_0 , мало отличающихся от нуля, в х. у. появляется конечный, но большой действительный положительный корень. Это будет означать нарушение устойчивости быстрого движения, и следовало бы сделать оценку границы области, в которой будет оно иметь такой же порядок скорости развития нарушения устойчивости, как те быстрые движения, которыми считали возможным пренебречь (или устойчивость которых должна быть оценена по дополнительному х. у.).

В связи с этим, как показано в [4], если применяется АРВ, в закон регулирования которого входят первая и вторая производные по времени режимных параметров СМ (АРВ сильного действия), то при учете в контуре АРВ постоянной времени возбудителя T_b , в коэффициент a_0 входит коэффициент регулирования по второй производной. Анализ показывает, что при правильном выборе знака этого коэффициента изменения знака a_0 до изменения его у a_n или a_{n-1} практически произойти не может. Это подтверждено расчетами по программе СТАТУС—2 ИЭД АН УССР, в которой реализовано приближенное определение корней х. у. ЭЭС при учете вариации частоты². Так, для примера из статьи Е. И. Ушакова, представляя нагрузки их статическими характеристиками, получено следующее.

Приняв для простоты $T_b = 0$, получим х. у. пятого порядка для системы (его можно рассматривать как «вырожденное» при $T_b \rightarrow 0$) при учете вариации частоты по [1]. Колебательная устойчивость обеспечивается в этом случае введением в АРВ генераторов лишь первой производной отклонения их напряжения, и в выражение для a_0 входят соответствующие коэффициенты регулирования b' . Если $b' = 0$, то самораскачивание возникает уже в исходном режиме ЭЭС: при $P_{21} = 0$ пара комплексных корней равна $0,0729 \pm j5,35$, при $P_{21} = 1,05$ она равна $0,83 \pm j2,76$ (частота колебаний монотонно изменяется (от 0,85 до 0,44 Гц)). Два отрицательных действительных корня p_3 и p_4 соответственно изменяются от $-0,0672$ до $-0,0759$ и от $-7,39$ до $-10,8$. Но третий действительный корень p_5 уже при $P_{21} = 0$ имеет большое значение ($p_5 = -46,3$) и при утяжелении режима ЭЭС изменяется так, как показано на рисунке. Из рисунка видно, что при $P_{21} \approx 0,7$ он переходит от $-\infty$ к $+\infty$, что соответствует рассмотренному выше нарушению критерия устойчивости $a_n/a_0 > 0$ при $a_n > 0$ и $a_0 = 0$ или в обозначениях Е. И. Ушакова $a_5 > 0$, $a_0^{CM} = 0$. Однако этими весьма быстрыми свободными движениями, характеризуемыми большими значениями корня p , следует в оценке устойчивости пренебречь согласно сделанным предпосылкам. Так, в частности, заведомо не учитываются подобные быстрые свободные движения, связанные с электромагнитными переходными процессами в электрической сети ЭЭС и в цепях статора СМ.

Расчеты по программе СТАТУС—2 были продолжены при введении в АРВ генераторов производной по отклонению напряжения. Если для первого генератора принять $b' = -30$, а для второго $b' = -40$ отн. ед., самораскачивание не возникает вплоть до режима $P_{21} \approx 0,85$, а предел апериодической устойчивости близок к $P_{21pr} \approx 1,15$ и определяется наименьшим дейст-

² Расчеты по программам СТАТУС-1 и СТАТУС-2 производил И. С. Недзельский.

вительным корнем p_3 х. у. Действительный корень p_5 , который при $b'=0$ переходил в окрестности $P_{21}=0,7$ от $-\infty$ к $+\infty$ в рассматриваемом случае монотонно изменяется в пределах от $-1,4$ до $-1,8$. Корень p_4 изменяется в пределах от $-1,2$ до $-1,25$.

Таким образом, АРВ сильного действия может исключить возможность перемены знака a_0 (или $a_{0\text{СМ}}$ в описанном расчете) раньше, чем произойдет изменение знака a_n или a_{n-1} .

Следует отметить, что по Е. И. Ушакову, значение a_0 от коэффициентов регулирования АРВ не зависит. Это обусловлено предпосылкой, что «порядок относительно p числителя передаточной функции $W_{ij}(p)$ не больше порядка знаменателя, что всегда имеет место при достаточно строгом представлении регулятора».

Строгое представление АРВ сильного действия предполагает учет сравнительно малых постоянных времени некоторых звеньев АРВ (например, постоянных времени дифференциаторов). Влияние этих звеньев АРВ с малой инерционностью может проявиться в виде автоколебаний сравнительно высокой частоты в контурах АРВ, но на устойчивость ЭЭС практически не влияет. Такой режим наблюдался при испытаниях АРВ сильного действия на динамических моделях и при натурных испытаниях. Наладка АРВ предусматривает исключение возможности такого рода неустойчивости электромагнитного состояния АРВ. Поэтому при учете АРВ сильного действия в расчетах статической устойчивости ЭЭС представляется допустимым в ряде случаев представлять его одним апериодическим звеном с обобщенной постоянной времени T_b , которая, как показали исследования [4] и последующие испытания, должна иметь порядок десятых долей секунды (в противном случае эффективность АРВ сильного действия существенно снижается).

Вернемся к вопросу об учете характеристик нагрузки в расчетах статической устойчивости ЭЭС. Необходимо обратить внимание на то, что в настоящее время в составе двигательной нагрузки появляется все больше мощных синхронных двигателей (например, многоагрегатные установки газокompрессорных станций газопроводов выполняются как с асинхронными, так и с синхронными двигателями. В достаточно близкой перспективе появятся новые мощные гидроаккумулирующие станции, синхронные машины которых на протяжении нескольких часов будут работать в двигательном режиме. Хотя это будет происходить в периоды снижения остальной нагрузки по суточным графикам соответствующих ЭЭС, статическая устойчивость ЭЭС для этих режимов в ряде случаев должна проверяться расчетами, так как по смыслу выравнивания суточного графика работы ЭЭС вообще и с помощью ГАЭС в частности выравнивание графика должно происходить на уровне, близком к максимальной нагрузке ЭЭС.

В настоящее время расчеты устойчивости ЭЭС, при учете в явном виде синхронных двигателей обычно не производятся. Между тем, есть основания полагать, что мощные синхронные двигатели (СД) снижают статическую устойчивость ЭЭС. Так, для обсуждаемого примера ЭЭС с двумя узлами нагрузки при замене АД на СД такой же мощности без АРВ или с упрощенным учетом АРВ пропорционального действия ($E'=\text{const}$) были выполнены расчеты по программе СТАТУС—2. Выше было указано, что

устойчивость по самораскачиванию сохранялась вплоть до $P_{21}=0,85$. После замены АД на СД (при тех же параметрах АРВ сильного действия генераторов) все режимы ЭЭС, начиная с $P_{21}=0$, оказались неустойчивыми по самораскачиванию, как при постоянстве механического момента привода или при квадратичной зависимости его от скорости, так и при постоянстве мощности привода. До последнего времени в обширной литературе, относящейся к устойчивости нагрузки, рассматривались, главным образом, ее влияние на динамическую устойчивость ЭЭС и электромеханические переходные процессы в узлах нагрузки [5].

Значительное внимание уделено в [5 и 6] со ссылками на ряд других публикаций, упрощенному расчету статической апериодической устойчивости нагрузки, в особенности — асинхронной. Целесообразность таких самостоятельных расчетов (и совершенствования их методики) в ряде случаев не должна вызывать сомнений. Математическое описание процессов в нагрузке и исходная информация для расчетов в этих случаях являются более полными (наряду с упрощенным представлением питающей ЭЭС), чем обобщенные характеристики нагрузки, приводимой, например, к узлам системообразующей сети ЭЭС при анализе статической устойчивости системы в целом.

Хорошо известны аварийные ситуации, возникающие и в современных ЭЭС, связанные с лавиной напряжения и «опрокидыванием» мощных асинхронных двигателей, питающихся от подстанций, присоединенных к ЭЭС сравнительно длинными линиями, например, 110 кВ (в частности, многие упомянутые уже газокompрессорные станции, являющиеся ответственными потребителями электроэнергии, а также ряд насосных станций питаются по такой схеме). В связи с возрастанием удельного веса в некоторых сосредоточенных нагрузках ЭЭС мощных синхронных двигателей (обычно с АРВ пропорционального действия) своевременно поставить вопрос о выполнении не только упомянутых выше упрощенных расчетов устойчивости таких узлов нагрузки, но и расчетов колебательной устойчивости. Результаты этих расчетов могут повлиять на выбор типа электродвигателей мощных многоагрегатных установок, проектирование которых выполняется в настоящее время и будет расширяться в дальнейшем. Сравнение технических характеристик СД и АД с принципиальной стороны не вызывает сомнений в преимуществах АД с точки зрения колебательной устойчивости ЭЭС и стабильности режима электроснабжения в сетевых районах с мощной двигательной нагрузкой. Это подтверждается приведением расчета, а также [8].

В последней, хотя рассмотрена простая схема ЭЭС (генератор — узел нагрузки — линия — шины бесконечной мощности) и нагрузка в виде АД сравнивается лишь с нагрузкой в виде $z=\text{const}$, но определенно выявлено положительное демпфирующее влияние АД, и, что также существенно, результаты расчетов сравниваются с натурным экспериментом.

В настоящее время весьма важно, чтобы расчеты колебательной устойчивости ЭЭС, которые имели преимущественно научно-исследовательский характер, получили необходимое практическое применение (при проектировании развития ЭЭС, для оптимизации АРВ СМ и их наладки, а в ряде случаев и при планировании режимов ЭЭС и анализе аварийных и после-

аварийных ситуаций). Необходимые вычислительные средства для этого в соответствующих электроэнергетических организациях имеются, совершенствуется математическое программирование для обеспечения этих расчетов, но требуется частично изменить и дополнить [6], подготовив специальные методические указания. В них могут быть отражены и изложенные соображения об учете характеристик нагрузки.

В связи с общими методическими вопросами необходимо сделать замечание, относящееся к использованию принципа разделения свободных движений динамических систем на медленные и быстрые. Введем дополнительную классификацию движений, разделив их на «очень медленные» и «медленные», «быстрые» и «очень быстрые». Задачу анализа статической устойчивости ЭЭС принято, например, связывать с электромеханическими переходными процессами, являющимися по введенной классификации «медленными». К «очень медленным» относятся процессы в тепло- и гидромеханической части электроэнергетических установок, соответствующие переменные в их математическом описании закрепляются в проверяемом на устойчивость режиме ЭЭС и, пренебрегая ими, можно получить условно «полное» х. у. системы.

Электромеханические переходные процессы связаны с механической инерцией вращающихся роторов электромеханических агрегатов и механизмов и электромагнитной инерцией контуров постоянного (или выпрямленного) тока. Постоянные инерции этих процессов на порядок или более отличаются от постоянных инерций тепло- и гидромеханических переходных процессов, поэтому разделение на «медленные» и «очень медленные» движения в ЭЭС (и в большинстве динамических систем) является достаточно очевидным и бесспорным. Но разделить движения на «быстрые» и «очень быстрые» значительно труднее. Если без количественной оценки возможности такого разделения формируется условно «полное» х. у., в кото-

ром учтена заведомо лишь часть быстрых движений, то разделение «полного» х. у. на вырожденное и дополнительное может привести к существенным ошибкам в оценке устойчивости по дополнительному х. у. Оценка же устойчивости «медленных» движений по вырожденному уравнению будет достаточно правильной, но, практически, из-за неполного учета «быстрых» движений может быть даже менее точной по сравнению с тем, если бы сразу пренебречь (при формировании х. у.) всеми быстрыми движениями. Это замечание соответствует результатам экспериментальных расчетов статической устойчивости ЭЭС, в которых сравнивался учет упрощенных и полных уравнений Парка—Горева, причем упрощение заключалось в пренебрежении только трансформаторной э. д. с., только э. д. с. скольжения, или той и другой вместе [7].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жданов П. С. О статической устойчивости сложных электрических систем. — Сб. трудов ВЭИ, 1940, вып. 40.
2. Цукерник Л. В. Анализ матрицы коэффициентов уравнений возмущенного движения сложной энергетической системы и определение порядка характеристического уравнения. — Труды ИЭД АН УССР, 1959, вып. 16.
3. Ушаков Е. И. К анализу статической устойчивости сложных электрических систем с учетом переходных процессов в сети. Известия АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 4.
4. Лебедев С. А. Исследование искусственной устойчивости. — Сб. трудов ВЭИ, 1940, вып. 40.
5. Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е., Хачатрян Э. А. Устойчивость нагрузки электрических систем. — М.: Энергоиздат, 1981.
6. Методические указания по определению устойчивости энергосистем. Части I и II. — М.: Изд. Союзтехэнерго, 1979.
7. Веников В. А., Карасев Е. Д., Строев В. А. Об упрощенном анализе переходных процессов в электрических системах при малых возмущениях. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 6.
8. Veda R., Takata S. Effects of induction machine load on power system. «IEEE Power Eng. Soc. Text. Pap. Summer Meet., Minneapolis, Minn., 1980, vol. 1», New York, 1980, 530/1—530/8. [17.02.82]

УДК 621.316.925.2.018.3

Гармонический баланс в релейных системах с учетом высших гармоник

ЛЬВОВ Е. Л., доктор техн. наук
Москва

В [1] приведен пример релейной автоколебательной системы, где гармонический баланс, проводимый без учета высших гармоник, дает отрицательный результат относительно возможности существования автоколебаний. В [2] предложен способ приближенного учета высших гармоник в системах с аналитическими нелинейностями. Благодаря особенностям релейной характеристики возможно получить точные условия существования автоколебаний. Упомянутые особенности связаны с зависимостью спектрального состава выходного сигнала релейного элемента при периодическом входном воздействии только от взаимного расположения моментов переключения и простыми соотношениями, выражающими моменты переключения через входной сигнал.

Ограничимся рассмотрением только простых автоколебаний, каждая полуволна которых на выходе релейного элемента образуется одним прямоугольным импульсом. Будем различать случаи двухпозиционно-

го (рис. 1,а) и трехпозиционного (рис. 1,б) реле с гистерезисными характеристиками.

Двухпозиционное реле. Первая гармоника периодического входного сигнала и выходной сигнал реле как функции от $\tau = \omega t$ указаны на рис. 2. Переключение реле с уровня выходного сигнала $-\eta_s$ на уровень $+\eta_s$ происходит в момент $\tau = \tau_1$, когда соблюдаются условия [1]:

$$\tau = \tau_c; \left(\frac{d\sigma}{d\tau} \right)_{\tau=\tau_1-0} = \tau_{\tau 1} > 0. \quad (1)$$

Выходной сигнал реле $\eta(t)$, представляющий собой сдвинутый по фазе меандр, может быть представлен в виде комплексного гармонического ряда с нечетными индексами гармоник:

$$\eta(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \eta_k e^{jk\tau}, \quad (2)$$

где

$$\eta_k = \frac{2\eta_s}{j\pi k} e^{-jk\tau}, \quad (3)$$

а символ * указывает, что k принимает лишь нечетные значения.

В аналогичной (2) форме может быть представлен и входной сигнал релейного элемента:

$$\sigma(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sigma_k e^{jk\tau}. \quad (4)$$

Зададимся произвольным значением τ_1 в пределах $0 < \tau_1 < \pi$ и определим коэффициенты σ_k ($k \neq \pm 1$) из условия баланса высших гармоник в замкнутой системе:

$$\sigma_k = W_k \theta_k = -W_k \eta_k. \quad (5)$$

После подстановки (3) в (5) получаем

$$\sigma_k = -\frac{2\eta_s}{j\pi} \frac{W_k}{k} e^{-jk\tau_1}. \quad (6)$$

Выделим в составе (4) первую гармонику:

$$\begin{aligned} \sigma(\tau) &= \sigma_1 e^{j\tau} + \sigma_{-1} e^{-j\tau} + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sigma_k e^{jk\tau} = \\ &= \sigma_{1m} \sin \tau + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sigma_k e^{jk\tau}. \end{aligned} \quad (7)$$

Символ 1 указывает, что сумма не содержит гармоник с индексами ± 1 .

Амплитуда первой гармоники σ_{1m} связана с коэффициентами гармоник комплексного ряда соотношением

$$\sigma_{1m} = 2j\sigma_1 = -2j\sigma_{-1}. \quad (8)$$

Амплитуду первой гармоники σ_{1m} , соответствующую заданному τ_1 , определим из первого условия переключения (1). Подставляя в (7) $\tau = \tau_1$, и, учитывая (1) и (6), получаем

$$\sigma_{1m} \sin \tau_1 = \sigma_c + \frac{2\eta_s}{j\pi} S_1, \quad (9)$$

где

$$S_1 = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sigma_k \frac{W_k}{k}. \quad (10)$$

Коэффициент передачи нелинейного элемента по первой гармонике с учетом (3) при $k=1$ и (8)

$$\left. \begin{aligned} W_{n1} &= \frac{\eta_1}{\sigma_1} = \frac{4\eta_s}{\pi\sigma_{1m}} e^{-j\tau_1}, \\ -W_{n1}^{-1} &= -\frac{\pi\sigma_{1m}}{4\eta_s} e^{j\tau_1}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Коэффициент передачи W_{n1} является функцией τ_1 и ω . Возможность существования автоколебаний устанавливается по пересечению годографов W_1 и $-W_{n1}^{-1}$ в соответствии с уравнением баланса $W_1 = -W_{n1}^{-1}$. Следует принимать во внимание только те точки пересечения, где соблюдается второе условие переключения (1).

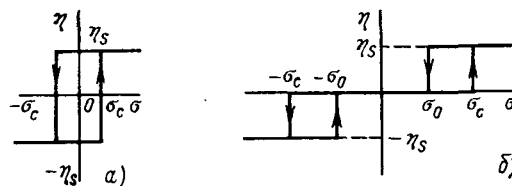


Рис. 1. Характеристики двухпозиционного (а) и трехпозиционного (б) реле

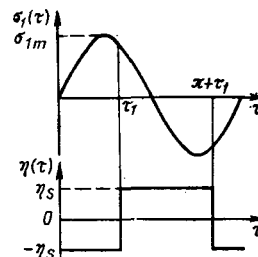


Рис. 2. Сигналы в системе с двухпозиционным реле

Дифференцируя (4), находим значение производной в момент τ_1 :

$$\dot{\sigma}(\tau_1) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} jk\sigma_k e^{jk\tau_1}. \quad (12)$$

Уравнение (6) в точке пересечения годографов будет справедливо и для первой гармоники. После подстановки (6) в (12) получаем

$$\dot{\sigma}(\tau_1) = -\frac{2\eta_s}{\pi} S_2, \quad (13)$$

где

$$S_2 = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W_k. \quad (14)$$

Уравнение (13) будет определять производную в момент τ_1 лишь в случае, когда $\dot{\sigma}(t)$ не имеет разрыва в точке τ_1 , что будет обеспечено, если $W(s)$ представляет собой рациональную алгебраическую дробь, порядок полинома числителя которой по меньшей мере на два меньше порядка полинома знаменателя. Если разность порядков полиномов составляет единицу, то в момент τ_1 производная будет иметь разрыв первого рода и уравнение (13) будет определять среднеарифметическое от значений производной по обе стороны разрыва:

$$-\frac{2\eta_s}{\pi} S_2 = \frac{1}{2} (\dot{\sigma}_{\tau_1+} + \dot{\sigma}_{\tau_1-}). \quad (15)$$

Разрыв производной является начальной реакцией звена с передаточной функцией $sW(s)$ на скачкообразный входной сигнал $-2\eta_s/\omega$ или звена с передаточной функцией $W(s)$ на δ -функцию с площадью $-2\eta_s/\omega$. Следовательно,

$$\dot{\sigma}_{\tau_1-} - \dot{\sigma}_{\tau_1+} = -\frac{2\eta_s}{\omega} g(0), \quad (16)$$

где $g(0)$ — начальное значение импульсной характеристики линейного звена.

Из (15) и (16) находим значение производной в момент $\tau = \tau_1 - 0$:

$$\dot{\sigma}_{\tau_1-} = \eta_s \left[\frac{g(0)}{\omega} - \frac{2}{\pi} S_2 \right], \quad (17)$$

Согласно (1) и (17) второе условие переключения принимает вид

$$\frac{g(0)}{\omega} - \frac{2}{\pi} S_2 > 0. \quad (18)$$

Входящие в условия переключения (9) и (18) суммы S_1 и S_2 можно выразить через импульсные передаточные функции соответствующих звеньев (см. приложение). После подстановки (П-13) в (9) и (П-8) в (18) получаем:

$$\sigma_{1m} \sin \tau_1 = \tau_c + 2\eta_s \left[W_n^*(j\pi) + \frac{1}{j\pi} (W_{-1} - W_1) - \frac{h(0)}{2} \right]; \quad (19)$$

$$g(0) - W^*(j\pi) > 0. \quad (20)$$

Импульсные передаточные функции $W_n^*(j\pi)$ и $W^*(j\pi)$ согласно (П-25) и (П-24) могут быть выражены через параметры передаточной функции линейного звена.

Для построения семейства годографов $-W_{n1}^{-1}(\omega, \sigma_{1m})$ задаются значениями ω и τ_1 , по формулам (9), (10) или (19) вычисляют σ_{1m} и по формуле (11) находят $-W_{n1}^{-1}$. При значениях ω и τ_1 , удовлетворяющих уравнению баланса, по формулам (14), (18) или (20) проверяют соблюдение второго условия переключения (1).

б). Трехпозиционное реле. Выходной сигнал трехпозиционного реле при периодическом входном воздействии представляет собой последовательность разнополярных прямоугольных импульсов с амплитудой η_s и длительностью $\vartheta < \pi$ (рис. 3). Выходной и входной сигналы трехпозиционного реле будут выражаться рядами (2), (4) и (7). Останется справедливым и уравнение баланса высших гармоник (5). Отличие от случая двухпозиционного реле будет заключаться в коэффициентах гармоник η_k и условиях переключения реле.

Коэффициенты гармоник выходного сигнала трехпозиционного реле определяются выражением

$$\eta_k = \frac{\eta_s}{j\pi k} e^{-jk\tau_c} (1 - e^{-jk\vartheta}). \quad (21)$$

Условия переключения в момент срабатывания реле $\tau = \tau_c$ имеют вид

$$\sigma = \sigma_c; \quad \dot{\sigma}_{\tau_c} > 0, \quad (22)$$

а в момент отпускания реле $\tau = \tau_c + \vartheta$

$$\sigma = \sigma_0; \quad \sigma_{\tau_c + \vartheta} < 0. \quad (23)$$

Согласно (5) и (21) коэффициенты высших гармоник входного сигнала определяются уравнением

$$\sigma_k = -\frac{\eta_s}{j\pi} \frac{W_k}{k} e^{-jk\tau_c} (1 - e^{-jk\vartheta}). \quad (24)$$

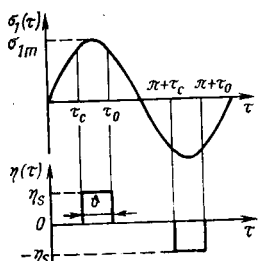


Рис. 3. Сигналы в системе с трехпозиционным реле

Из (7) и (22)–(24) находятся условия переключений. Первые условия имеют вид

$$\sigma_{1m} \sin \tau_c = \sigma_c + \frac{\eta_s}{j\pi} (S_1 - S_3^{(-)}); \quad (25)$$

$$\sigma_{1m} \sin (\tau_c + \vartheta) = \sigma_0 + \frac{\eta_s}{j\pi} (S_3^{(+)} - S_1), \quad (26)$$

где

$$S_3^{(\pm)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W_k}{k} e^{\pm jk\vartheta}, \quad (27)$$

а S_1 определяется рядом (10).

Из (25) и (26) получаем:

$$\operatorname{ctg} \tau_c = \frac{1}{\sin \vartheta} \left[\frac{\sigma_0 + \frac{\eta_s}{j\pi} (S_3^{(+)} - S_1)}{\sigma_c + \frac{\eta_s}{j\pi} (S_1 - S_3^{(-)})} - \cos \vartheta \right]. \quad (28)$$

Коэффициент передачи нелинейного элемента по первой гармонике согласно (21) при $k=1$ и (8)

$$W_{n1} = \frac{\eta_1}{\sigma_1} = \frac{2\eta_s}{\pi \sigma_{1m}} e^{-j\tau_c} (1 - e^{-j\vartheta}), \quad (29)$$

$$-W_{n1}^{-1} = -\frac{\pi \sigma_{1m}}{2\eta_s} \frac{e^{j\tau_c}}{1 - e^{-j\vartheta}}.$$

Дифференцированием (4) по τ с последующей подстановкой σ_k из (24) и учетом разрывов производной находим выражения $\dot{\sigma}_{\tau_c}$ и $\dot{\sigma}_{\tau_c + \vartheta}$, необходимые для оценки вторых условий переключения (22) и (23):

$$\dot{\sigma}_{\tau_c} = \eta_s \left[\frac{g(0)}{\omega} - \frac{1}{\pi} (S_2 - S_4^{(-)}) \right]; \quad (30)$$

$$\dot{\sigma}_{\tau_c + \vartheta} = \eta_s \left[-\frac{g(0)}{\omega} + \frac{1}{\pi} (S_2 - S_4^{(+)}) \right], \quad (31)$$

где

$$S_4^{(\pm)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W_k e^{\pm jk\vartheta}, \quad (32)$$

а S_2 выражается рядом (14).

Согласно (22), (23), (30) и (31) вторые условия переключения принимают вид:

$$\frac{g(0)}{2\omega} - \frac{1}{\pi} (S_2 - S_4^{(-)}) > 0; \quad (33)$$

$$-\frac{g(0)}{2\omega} + \frac{1}{\pi} (S_2 - S_4^{(+)}) < 0. \quad (34)$$

Выразим сумму через импульсные передаточные функции. После подстановки (П-13), (П-15) в (25), (28) и (П-8), (П-10) в (33) и (34) получаем:

$$\operatorname{ctg} \tau_c = \frac{1}{\sin \vartheta} \left\{ \frac{\frac{\sigma_0}{\eta_s} + W_n^* \left(j\pi, \frac{\vartheta}{\pi} \right) - W_n^*(j\pi) + \frac{h(0)}{2} + \frac{1}{j\pi} [W_1(1 - e^{j\vartheta}) - W_{-1}(1 - e^{-j\vartheta})]}{\frac{\sigma_c}{\eta_s} - W_n^* \left(j\pi, -\frac{\vartheta}{\pi} \right) + W_n^*(j\pi) - \frac{h(0)}{2} - \frac{1}{j\pi} [W_1(1 - e^{-j\vartheta}) - W_{-1}(1 - e^{j\vartheta})]} - \cos \vartheta \right\}; \quad (35)$$

$$\sigma_{1m} \sin \tau_c = \sigma_c + \eta_s \left\{ W_n^*(j\pi) - W_n^* \left(j\pi, -\frac{\theta}{\pi} \right) - \frac{h(0)}{2} - \frac{1}{j\pi} [W_1(1 - e^{-j\theta}) - W_{-1}(1 - e^{j\theta})] \right\}; \quad (36)$$

$$g(0) + W^* \left(j\pi, -\frac{\theta}{\pi} \right) - W^*(j\pi) > 0; \quad (37)$$

$$g(0) + W^* \left(j\pi, \frac{\theta}{\pi} \right) - W^*(j\pi) > 0. \quad (38)$$

Однопараметрическое семейство годографов $-W_{-1}^{-1}$ вычисляются в следующем порядке: при фиксированном параметре ω задаются последовательностью значения $0 < \theta < \pi$ и определяют τ_c из (35), σ_{1m} из (36) и $-W_{-1}^{-1}$ из (29). При значениях ω и θ , удовлетворяющих уравнению баланса, проверяют соблюдение условий переключения (37) и (38).

Пример. Система с гистерезисным двухпозиционным реле. Пусть линейное звено имеет передаточную функцию

$$W(s) = \frac{K}{Ts + 1}. \quad (39)$$

Такая система исследована в [1]. Комплексная передаточная функция линейного звена на частоте первой гармоники

$$W_1 = W(j\omega) = P + jQ, \quad (40)$$

где

$$P = \frac{K}{(\omega T)^2 + 1}; \quad Q = -\frac{K\omega T}{(\omega T)^2 + 1}. \quad (41)$$

Отрицательный инверсный коэффициент передачи релейного элемента по первой гармонике выражается формулой (11):

$$-W_{-1}^{-1} = R + jS, \quad (42)$$

где

$$R = -\frac{\pi\sigma_{1m}}{4\eta_s} \cos \tau_1; \quad S = -\frac{\pi\sigma_{1m}}{4\eta_s} \sin \tau_1. \quad (43)$$

Для звена с передаточной функцией (39) согласно (П-12) $h(0)=0$ и уравнение (19) принимает вид

$$\sigma_{1m} \sin \tau_1 = A, \quad (44)$$

где

$$A = \sigma_c + 2\eta_s \left[W_n^*(j\pi) + \frac{1}{j\pi} (W_{-1} - W_1) \right]. \quad (45)$$

Полином знаменателя передаточной функции (39) имеет один корень $s_1 = -1/T$, а $W(0) = K$. Согласно (П-25) и (П-21)

$$W_n^*(j\pi) = \frac{K}{2} - \frac{K}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T}}} = -\frac{K}{2} \operatorname{th} \frac{\pi}{2\omega T}. \quad (46)$$

После подстановки (40), (41) и (46) в (45) получаем:

$$A = \sigma_c + K\eta_s \left[\frac{4}{\pi} \frac{\omega T}{(\omega T)^2 + 1} - \operatorname{th} \frac{\pi}{2\omega T} \right]. \quad (47)$$

Из (44) следует:

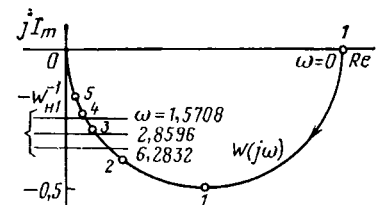
$$\sin \tau_1 = \frac{A}{\sigma_{1m}}; \quad \cos \tau_1 = \pm \frac{1}{\sigma_{1m}} \sqrt{\sigma_{1m}^2 - A^2}, \quad (48)$$

где верхнему знаку соответствует расположение τ_1 в первом квадранте, а нижнему — во втором.

После подстановки (48) в (43) получаем выражения вещественной и мнимой частей отрицательного инверсного коэффициента передачи релейного элемента:

$$\left. \begin{aligned} R &= \mp \frac{\pi}{4\eta_s} \sqrt{\sigma_{1m}^2 - A^2}; \\ S &= -\frac{\pi}{4\eta_s} A. \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

Рис. 4. Годографы релейной системы



При фиксированной частоте $A = \text{const}$ и $S = \text{const}$, а R зависит от σ_{1m} . Семейство годографов $-W_{-1}^{-1}$, параметром которого является частота ω , представляет собой совокупность горизонтальных линий. Годографом $W(j\omega)$ является полуокружность, расположенная в четвертом квадранте. Пересечение годографов $W(j\omega)$ и $-W_{-1}^{-1}$ возможно только в случае, когда $S < 0$ и $R > 0$, что может иметь место, если $A > 0$, а τ_1 лежит во втором квадранте и в выражении для R учитывается нижний знак.

На рис. 4 построена амплитудно-фазовая характеристика линейного звена и семейство годографов $-W_{-1}^{-1}$ при значениях параметров системы $K=1$, $T=1$ с; $\sigma_0=0.5$ В и $\eta_s=1$ В. Гармонический баланс наблюдается при $\omega=2.8596$ с⁻¹ и $\sigma_{1m}=0.4203$.

При синусоидальном сигнале на входе релейного элемента первое условие переключения определяется уравнением

$$\sigma_{1m} \sin \tau_1 = \sigma_c, \quad (50)$$

а угол τ_1 лежит в первом квадранте.

Уравнение (50) отличается от (44) тем, что вместо функции A его правую часть составляет σ_c . Вещественная и мнимая части отрицательного инверсного коэффициента передачи релейного элемента при гармонической линеаризации без учета высших гармоник будут определяться формулами (49) при замене в них A на σ_c и удержании верхнего знака в выражении для R :

$$R^{(1)} = -\frac{\pi}{4\eta_s} \sqrt{\sigma_{1m}^2 - \sigma_c^2}; \quad S^{(1)} = -\frac{\pi\sigma_c}{4\eta_s}. \quad (51)$$

Так как $R^{(1)} < 0$, годографы $-W_{-1}^{-1}$ и $W(j\omega)$ не пересекаются, что было отмечено в [1].

В точке баланса необходима проверка второго условия переключения (20). Согласно (39) и (П-6) $g(0) = \frac{K}{T}$. Из (П-25) и (П-21) следует

$$W^*(j\pi) = \frac{K}{T} \frac{1}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T}}}, \quad (52)$$

и условие (20) принимает вид

$$\frac{K}{T} - \frac{K}{T} \frac{1}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T}}} = \frac{K}{T} \frac{e^{-\frac{\pi}{\omega T}}}{1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T}}} > 0. \quad (53)$$

Неравенство (53) соблюдается при всех значениях ω .

Для рассматриваемой системы с линейным звеном первого порядка представляется возможным разрешить уравнения гармонического баланса

$$Q=S; \quad P=R \quad (54)$$

относительно ω и σ_{1m} . После подстановки (41) и (49) в (54) получаем:

$$\frac{K\omega T}{(\omega T)^2 + 1} = \frac{\pi}{4\eta_s} A; \quad (55)$$

$$\frac{K}{(\omega T)^2 + 1} = \frac{\pi}{4\eta_s} \sqrt{\sigma_{1m}^2 - A^2}. \quad (56)$$

После замены A в (55) выражением (47) получаем уравнение, определяющее частоту первой гармоники автоколебаний:

$$\frac{\sigma_c}{K\eta_s} = \operatorname{th} \frac{\pi}{2\omega T}, \quad (57)$$

которое совпадает с точным решением, приведенным в [1].

Уравнение (57) разрешается относительно ω

$$\omega = \frac{\pi}{T} \frac{1}{1 + \frac{\sigma_c}{K\eta_s} \operatorname{th} \frac{\pi}{2\omega T}} \quad (58)$$

при

$$\frac{\sigma_c}{K\eta_s} < 1.$$

Из уравнений (55) и (56) определяется σ_{1m} :

$$\sigma_{1m} = A \frac{V(\omega T)^2 + 1}{\omega T}, \quad (59)$$

где A выражается формулой (47).Значения ω и σ_{1m} , определенные по формулам (58) и (59), совпадают с приведенными выше величинами, полученными из гармонического баланса.

Приложение. Выразим суммы

$$S_1 = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W_k}{k} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{W[j(2m+1)\omega]}{2m+1} - W_1 + W_{-1}; \quad (П-1)$$

$$S_2 = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W_k = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W[j(2m+1)\omega]; \quad (П-2)$$

$$S_3^{(\pm)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{W_k}{k} e^{\pm jk\theta} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{W[j(2m+1)\omega]}{2m+1} e^{\pm j(2m+1)\theta} - W_1 e^{\pm j\theta} + W_{-1} e^{\mp j\theta}; \quad (П-3)$$

$$S_4^{(\pm)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W_k e^{\pm jk\theta} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W[j(2m+1)\omega] e^{\pm j(2m+1)\theta} \quad (П-4)$$

через импульсные передаточные функции разомкнутой системы с мгновенным импульсным элементом и линейным звеном. Будем полагать, что коэффициент усиления импульсного элемента $K_{\text{и}}=1$.1. Линейное звено имеет передаточную функцию $W(s)$.

Несмещенная импульсная передаточная функция [3]

$$W^*(q) = \frac{g(0)}{2} + \frac{1}{T_{\text{и}}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W\left(\frac{q+j2\pi m}{T_{\text{и}}}\right), \quad (П-5)$$

где $T_{\text{и}}$ — период чередования импульсов; $q = T_{\text{и}}s$ — независимая переменная области изображений дискретного преобразования Лапласа; $g(0)$ — начальное значение импульсной характеристики линейного звена;

$$g(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} sW(s). \quad (П-6)$$

Подставляя в (П-5)

$$T_{\text{и}} = \frac{\pi}{\omega}, \quad q = j\pi \quad (П-7)$$

и учитывая (П-2), находим

$$S_2 = \frac{\pi}{\omega} \left[W^*(j\pi) - \frac{g(0)}{2} \right]. \quad (П-8)$$

Импульсная передаточная функция для выходного сигнала, смещенного на интервал $\varepsilon = \pm \frac{\theta}{\pi}$ [3]

$$W^*\left(q, \pm \frac{\theta}{\pi}\right) = \frac{1}{T_{\text{и}}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W\left(\frac{q+j2\pi m}{T_{\text{и}}}\right) e^{\pm (q+j2\pi m) \frac{\theta}{\pi}}. \quad (П-9)$$

После подстановки (П-7) в (П-9) согласно (П-4)

$$S_4^{(\pm)} = \frac{\pi}{\omega} W^*\left(j\pi, \pm \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (П-10)$$

2. Линейное звено имеет передаточную функцию $W_{\text{н}}(s) = \frac{1}{s} W(s)$.

Несмещенная импульсная передаточная функция [3]

$$W_{\text{н}}^*(q) = \frac{h(0)}{2} + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W\left(\frac{q+j2\pi m}{T_{\text{и}}}\right) \frac{1}{q+j2\pi m}, \quad (П-11)$$

где $h(0)$ — начальное значение переходной характеристики звена с передаточной функцией $W(s)$;

$$h(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} W(s). \quad (П-12)$$

Подставляя (П-7) в (П-11) и учитывая (П-1), находим:

$$S_1 = j\pi \left[W_{\text{н}}^*(j\pi) - \frac{h(0)}{2} \right] + W_{-1} - W_1. \quad (П-13)$$

Импульсная передаточная функция для выходного сигнала, смещенного на интервал $\varepsilon = \pm \frac{\theta}{\pi}$ [3],

$$W_{\text{н}}^*\left(q, \pm \frac{\theta}{\pi}\right) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} W\left(\frac{q+j2\pi m}{T_{\text{и}}}\right) \frac{1}{q+j2\pi m} e^{\pm (q+j2\pi m) \frac{\theta}{\pi}}. \quad (П-14)$$

Из (П-7), (П-14) и (П-3) находим

$$S_3^{(\pm)} = j\pi W_{\text{н}}^*\left(j\pi, \pm \frac{\theta}{\pi}\right) + W_{-1} e^{\mp j\theta} - W_1 e^{\pm j\theta}. \quad (П-15)$$

Если передаточная функция линейного звена является рациональной алгебраической дробью

$$W(s) = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad (П-16)$$

где $A(s)$ — полином степени l , то входящие в (П-8), (П-10), (П-13) и (П-15) импульсные передаточные функции могут быть выражены в виде конечных сумм [3]. Будем полагать, что корни $A(s)=0$, $s_1, \dots, s_l$ простые и среди них нет $s_i=0$. Тогда

$$W^*(q) = \sum_{k=1}^l g_k \frac{e^q}{e^q - e^{s_k T_{\text{и}}}}; \quad (П-17)$$

$$W_{\text{н}}^*(q) = W(0) \frac{e^q}{e^q - 1} + \sum_{k=1}^l g_{\text{нк}} \frac{e^q}{e^q - e^{s_k T_{\text{и}}}}; \quad (П-18)$$

$$W_{\text{н}}^*\left(q, \frac{\theta}{\pi}\right) = \sum_{k=1}^l g_k \frac{e^q}{e^q - e^{s_k T_{\text{и}}}} e^{s_k T_{\text{и}} \frac{\theta}{\pi}}; \quad (П-19)$$

$$W_{\text{н}}^*\left(q, \frac{\theta}{\pi}\right) = W(0) \frac{e^q}{e^q - 1} + \sum_{k=1}^l g_{\text{нк}} \frac{e^q}{e^q - e^{s_k T_{\text{и}}}} e^{s_k T_{\text{и}} \frac{\theta}{\pi}}, \quad (П-20)$$

где

$$g_k = [W(s)(s - s_k)]_{s=s_k}; \quad g_{\text{нк}} = \left[\frac{W(s)(s - s_k)}{s} \right]_{s=s_k}. \quad (П-21)$$

Импульсные передаточные функции при отрицательном смещении $-\theta/\pi$ получаются при умножении правых частей (П-19) и (П-20) на e^{-q} , что соответствует смещению решетчатых функций на один период влево и замене θ/π на $1-\theta/\pi$, так как смещение внутри периода должно отсчитываться от начала периода:

$$W^*\left(q, -\frac{\theta}{\pi}\right) = \sum_{k=1}^l g_k \frac{1}{e^q - e^{s_k T_{\text{и}}}} e^{s_k T_{\text{и}} \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right)}; \quad (П-22)$$

$$W_{\text{н}}^*\left(q, -\frac{\theta}{\pi}\right) = W(0) \frac{1}{e^q - 1} + \sum_{k=1}^l g_{\text{нк}} \frac{1}{e^q - e^{s_k T_{\text{и}}}} e^{s_k T_{\text{и}} \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right)}. \quad (П-23)$$

После подстановки (П-7) в (П-17)—(П-20) и (П-22), (П-23) получаем:

$$W^*(j\pi) = \sum_{k=1}^l \frac{g_k}{1 + e^{s_k \frac{\pi}{\omega}}}; \quad (\text{П-24})$$

$$W^*_{\text{н}}(j\pi) = \frac{1}{2} W(0) + \sum_{k=1}^l \frac{g_{nk}}{1 + e^{s_k \frac{\pi}{\omega}}}; \quad (\text{П-25})$$

$$W^*\left(j\pi, \frac{\theta}{\pi}\right) = \sum_{k=1}^l \frac{g_k}{1 + e^{s_k \frac{\pi}{\omega}}} e^{s_k \frac{\theta}{\omega}}; \quad (\text{П-26})$$

$$W^*\left(j\pi, -\frac{\theta}{\pi}\right) = -\sum_{k=1}^l \frac{g_k}{1 + e^{s_k \frac{\pi}{\omega}}} e^{s_k \frac{\pi - \theta}{\omega}}; \quad (\text{П-27})$$

$$W^*\left(j\pi, \frac{\theta}{\pi}\right) = \frac{1}{2} W(0) + \sum_{k=1}^l \frac{g_{nk}}{1 + e^{s_k \frac{\pi}{\omega}}} e^{s_k \frac{\theta}{\omega}}; \quad (\text{П-28})$$

$$W^*_{\text{н}}\left(j\pi, -\frac{\theta}{\pi}\right) = -\frac{1}{2} W(0) - \sum_{k=1}^l \frac{g_{nk}}{1 + e^{s_k \frac{\pi}{\omega}}} e^{s_k \frac{\pi - \theta}{\omega}}. \quad (\text{П-29})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. — М.: Наука, 1974.
2. Львов Е. Л. Гармонический баланс с учетом произвольного числа высших нечетных гармоник. — Электричество, 1982, № 2.
3. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.

[30.07.81]

УДК 621.316.925.45

Дистанционная защита и одностороннее определение места повреждения

АРЖАННИКОВ Е. А., канд. техн. наук

Иваново

Традиционные принципы выполнения дистанционной защиты предполагают использование реле с определенной характеристикой в плоскости $Z = U/I$. Критерием срабатывания является попадание сопротивления на зажимах реле Z_p внутрь этой характеристики. Известно крайне неблагоприятное влияние на функционирование таких защит переходного сопротивления в месте короткого замыкания $R^п$, особенно на линиях с двусторонним питанием.

Ниже рассматриваются теоретические возможности как можно более полного исключения влияния переходного сопротивления для целей как дистанционной защиты, так и ОМП. Исследование проводится для простейшего случая — линия с двусторонним питанием без обходных связей (рис. 1) в пренебрежении поперечной проводимостью. Кроме того, принят ряд допущений: переходное сопротивление линейно и чисто активно; отсутствуют апериодические и высшие гармонические составляющие в токах и напряжениях; точно известны параметры линии и систем в схеме нулевой последовательности (для устройств, работающих при замыканиях на землю) или в схеме обратной последовательности (для устройств, работающих при двухфазных замыканиях).

Рассмотрим возможности расчета сопротивлений до места однофазного замыкания.

Известно, что при замыкании через переходное сопротивление на линии рис. 1 выражения для напряжения фазы $\dot{U}_\phi$ и сопротивления на зажимах устройства Z_p имеют вид:

$$\dot{U}_\phi = (\dot{I}_\phi + K\dot{I}_0) Z_{\text{лк}} + 3R^п \dot{I}_{0\text{к}}; \quad (1)$$

$$Z_p = \frac{\dot{U}_\phi}{\dot{I}_\phi + K\dot{I}_0} = Z_{\text{лк}} + \frac{3R^п \dot{I}_{0\text{к}}}{\dot{I}_\phi + K\dot{I}_0} = Z_{\text{лк}} + \Delta Z, \quad (2)$$

где $\dot{I}_\phi$ и $\dot{I}_0$ — токи фазы и нулевой последовательности в месте установки устройства; $\dot{I}_{0\text{к}}$ — ток нулевой последовательности в переходном сопротивлении; $K = \frac{Z_{0\text{л}} - Z_{1\text{л}}}{Z_{1\text{л}}}$ — коэффициент компенсации; $Z_{1\text{л}}$ и $Z_{0\text{л}}$ — со-

противления прямой и нулевой последовательностей линии.

Из выражения (2) следует, что вектор ΔZ образует с горизонталью угол

$$\arg \frac{\dot{I}_{0\text{к}}}{\dot{I}_\phi + K\dot{I}_0} = \alpha - \beta,$$

где

$$\alpha = \arg \frac{\dot{I}_0}{\dot{I}_\phi + K\dot{I}_0}; \quad \beta = \arg \frac{\dot{I}_0}{\dot{I}_{0\text{к}}}. \quad (3), (4)$$

При известных углах α и β определение $Z_{\text{лк}}$ возможно графически, если при замыкании фиксировать активную и реактивную составляющие Z_p — величины R и X . Построение показано на рис. 2: через конец вектора $Z_p = R + jX$ проводится прямая под углом $\alpha - \beta$ к горизонтали. Пересечение прямой с осью сопротивления линии дает значение $Z_{\text{лк}}$. Решением треугольника находим аналитическую формулу для определения реактивного сопротивления прямой последовательности до места замыкания:

$$X_{\text{лк}} = \frac{X - R \operatorname{tg}(\alpha - \beta)}{\operatorname{tg} \varphi_{\text{л}} - \operatorname{tg}(\alpha - \beta)} \operatorname{tg} \varphi_{\text{л}}, \quad (5)$$

где $\varphi_{\text{л}}$ — угол сопротивления линии в схеме прямой последовательности ($\operatorname{tg} \varphi_{\text{л}} = X_{\text{л}}/R_{\text{л}}$).

Формула (5) позволила бы полностью исключить влияние переходного сопротивления при любых углах между э. д. с. эквивалентных систем; но в нее входят два угла (α и β), лишь один из которых может быть фиксирован во время замыкания на данном конце линии — угол α (фиксация β невозможна).

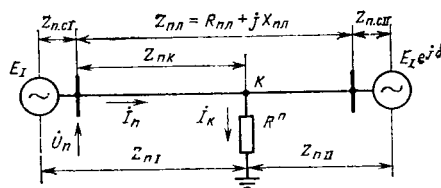


Рис. 1. Расчетная схема

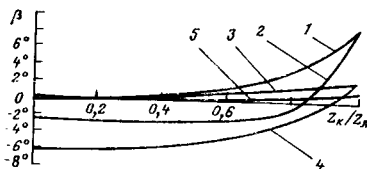
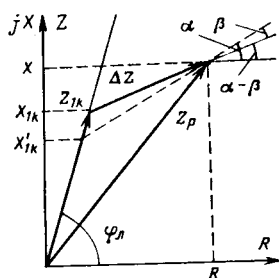


Рис. 2. Графическое определение реактивного сопротивления места замыкания

Рис. 3. Зависимость угла β от места замыкания:

$Z_{0л} = 35e^{j78^\circ}$; 1 — $Z_{0сI} = j1$; $Z_{0сII} = j10$; 2 — $Z_{0сI} = j10$; $Z_{0сII} = j1$; 3 — $Z_{0сI} = -j10$; $Z_{0сII} = j100$; 4 — $Z_{0сI} = j100$; $Z_{0сII} = j10$; 5 — $Z_{0сI} = j100$

Угол β возникает из-за неравенства углов сопротивлений линии и систем в схеме нулевой последовательности. Сопротивления систем в схеме нулевой последовательности обычно почти индуктивны, так как определяются в основном сопротивлениями трансформаторов подстанций. Сопротивления линий имеют значительную активную составляющую из-за активных сопротивлений фазных проводов и земли. Из схемы нулевой последовательности передачи рис. 1 можно найти зависимость между токами в месте замера и в точке замыкания:

$$\frac{I_0}{I_{0к}} = \frac{Z_{0II}}{Z_{0I} + Z_{0II}},$$

откуда

$$\beta = \arctg \frac{X_{0сII} + X_{0л} - X_{0к}}{R_{0сII} + R_{0л} - R_{0к}} - \arctg \frac{X_{0сI} + X_{0л} + X_{0сII}}{R_{0сI} + R_{0л} + R_{0сII}}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что β зависит от места замыкания и от параметров схемы нулевой последовательности, как показано на рис. 3. При расчете графиков рис. 3 принято, что системы индуктивны, а сопротивление линии имеет угол 78° (отметим, что в случае применения проводов малого радиуса и наличия стальных тросов угол сопротивления линии может быть еще меньше, а значения угла β больше).

Из выражения (6) и рис. 3 видно, что угол β невелик (не более 15°), изменяется при перемещении места замыкания вдоль линии, меняет свой знак вблизи шин системы, имеющей меньшее сопротивление в схеме нулевой последовательности. Учитывая это, можно при некоторых условиях пренебречь углом β . Подставив $\beta=0$ в выражение (5), получим

$$X'_{лк} = \frac{X - R \operatorname{tg} \alpha}{X_{л'} - R_{л'} - \operatorname{tg} \alpha} \frac{X_{л'}}{R_{л'}}. \quad (7)$$

Такому подсчету соответствует на рис. 2 определение $X'_{лк}$ как реактивного сопротивления точки пересечения оси сопротивления линии с прямой, проведенной через конец вектора Z_p под углом α к горизонтالي.

Докажем, что к аналогичному результату приводит известный из [1] способ определения расстояния до места замыкания путем замера отношения мгновенного значения напряжения поврежденной фазы u_ϕ

к мгновенному значению полного падения напряжения на одном километре этой фазы Δu_ϕ в момент перехода через нуль тока нулевой последовательности. При синусоидальных величинах формула определения расстояния l имеет вид:

$$l = \frac{u_\phi|_{i_0=0}}{\Delta u_\phi|_{i_0=0}}, \quad (8)$$

где

$$u_\phi = U \sin(\varphi_U + \omega t);$$

$$i_0 = I_0 \sin(\varphi_0 + \omega t);$$

$$i = i_\phi + Ki_0 = I \sin(\varphi_I + \omega t);$$

$$\Delta u = iZ = I|Z_{yd}| \sin(\varphi_I + \varphi_Z + \omega t).$$

Здесь $|Z_{yd}|e^{j\varphi_Z} = R_{л}/l_{л} + jX_{л}/l_{л}$ — удельное сопротивление линии в схеме прямой последовательности.

Преобразуем выражение (8), так чтобы оно стало явной функцией от составляющих сопротивления $Z_p = R + jX$:

$$l = \frac{u_\phi|_{i_0=0}}{\Delta u|_{i_0=0}} = \frac{U \sin(\varphi_U - \varphi_0)}{I|Z_{yd}| \sin(\varphi_Z + \varphi_I - \varphi_0)} = \frac{X - R \operatorname{tg}(\varphi_0 - \varphi_I)}{\operatorname{tg} \varphi_Z - \operatorname{tg}(\varphi_0 - \varphi_I)} \frac{\operatorname{tg} \varphi_Z}{X_{yd}},$$

или

$$lX_{yd} = \frac{X - R \operatorname{tg}(\varphi_0 - \varphi_I)}{\operatorname{tg} \varphi_Z - \operatorname{tg}(\varphi_0 - \varphi_I)} \operatorname{tg} \varphi_Z.$$

Учитывая, что $\varphi_0 - \varphi_I = \alpha$, а $\varphi_Z = \varphi_{л}$, и сравнивая полученный результат с уравнением (7), заключаем, что определение l путем деления мгновенных значений $u_\phi/\Delta u_\phi$ при $i_0=0$ абсолютно идентично по результатам решению уравнения (7); сами же уравнения (7) и (8) идентичны, хотя реализация процессов вычислений по ним (вычислительные алгоритмы) различны. Даже датчики токов и напряжений могут быть построены на различных принципах — уравнение (8) требует датчиков мгновенных значений, уравнение (7) допускает возможность использования датчиков «интегральных» значений.

Оба уравнения дают ошибку из-за неучета угла β . Ошибка в определении реактивного сопротивления зависит от угла β , ΔZ и от угла между вектором ΔZ и осью сопротивления линии. Можно предложить весьма простой графический анализ точности расчетов по (7) и (8). Для пояснения на рис. 4 рассматривается замыкание в точке $Z_{лк}$. Ставится задача: определить, при каких значениях ΔZ ошибка в расчете реактивного сопротивления по (7) или (8) не превосходит ΔX . Для этого найдены точки M и N , сопротивления которых $X_{лк} + \Delta X$ и $X_{лк} - \Delta X$.

Согласно графическому построению рис. 2 для любого ΔZ реактивное сопротивление $X'_{лк}$ определяется как сопротивление точки пересечения прямой, проведенной через конец вектора ΔZ под углом β к этому вектору, с осью сопротивления линии. Такое построение проведено на рис. 4 для векторов $\Delta Z'$ и $\Delta Z''$, соответствующих расчетной ошибке ΔX . Из рисунка можно заключить, что граничной линией, соответствующей ошибке в $-\Delta X$ является окружность 2 как геометрическое место вершин одинаковых углов β , опирающихся на один и тот же отрезок $NZ_{лк}$.

Точно так же окружность 3 является граничной линией, соответствующей ошибке $+\Delta X$. Следовательно, ошибка расчета по (7) или (8) не превосходит $\pm\Delta X$, если конец вектора ΔZ попадает внутрь окружностей 2 или 3.

Весьма важной граничной линией является прямая 1. Всем точкам правее прямой 1 соответствует уменьшенный замер реактивного сопротивления. Всем точкам левее прямой 1 соответствует увеличенный замер. Если сопротивление Z_p попало на прямую 1, подсчет по (7) и (8) невозможен, поскольку знаменатель формул (7) и (8) на этой прямой обращается в нуль.

Отметим, что рис. 4 для наглядности утрирован: угол β мал, поэтому окружности 2 и 3 имеют большие размеры, чем показано на чертеже.

На рис. 4 нанесены также дуги 5 и 4, отражающие типичную картину изменения сопротивления Z_p с ростом переходного сопротивления R^n . Дуга 4 соответствует приемному концу передачи ($\delta > 0$), дуга 5 — передающему концу ($\delta < 0$). Ясно, что с ростом R^n ошибка замера на приемном конце вначале отрицательна и возрастает до $-\infty$ при переходе конца вектора Z_p к точке 6. Затем ошибка становится положительной и уменьшается по величине по мере отхода вектора Z_p от точки 6. На передающем конце ошибка отрицательна и не достигает большого значения. Все построение на рис. 4 соответствует случаю, когда точке Z_{1k} соответствует угол $\beta > 0$, что всегда бывает вблизи конца линии.

Правильность графического анализа может быть подтверждена приведенными на рис. 5 результатами расчетов ошибки измерения при замыканиях в промежуточных точках линии при различных сопротивлениях систем и при различных углах между э. д. с.

Проведенный анализ заставляет весьма осторожно определить область применения устройств, основанных на расчете реактивного сопротивления по (7) или (8). Например, из вариантов, рассмотренных на рис. 5, погрешность ниже 10% при замыканиях в конце ВЛ имеют лишь устройства, установленные на передающем конце линии при большом сопротивлении нулевой последовательности на приемном конце ($Z_{0cII} = 100 \text{ Ом}$).

Между тем, в [2] предлагается применение рассмотренного принципа для защиты линии. Это реле защиты от замыканий на землю, основанное на сравнении знаков компенсированного фазного напряжения $U'_\phi = U_\phi - (I_\phi + KI_0)Z_y$ и полного падения напряжения в линии $\Delta U_\phi = (I_\phi + KI_0)Z_y$ в момент перехода тока нулевой последовательности через нулевое значение.

Функция срабатывания (несрабатывания) реле f зависит от знака отношения мгновенных значений U'_ϕ и ΔU_ϕ :

$$f = \text{sign} \frac{u - iZ_y}{iZ_y} \Big|_{i=0}.$$

Здесь под i подразумевается величина $i_\phi + KI_0$, под Z_y — сопротивление уставки. Преобразование данного выражения [аналогично тому, как это сделано для (8)] приводит к результату:

$$f = \text{sign} [X'_{1k} - X_y],$$

где X_y — реактивное сопротивление уставки; X'_{1k} — расчетное сопротивление по (7).

Рис. 4. Графический анализ точности ОМП в предположении $\beta = 0$

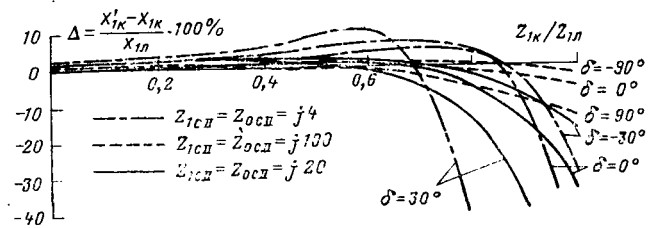
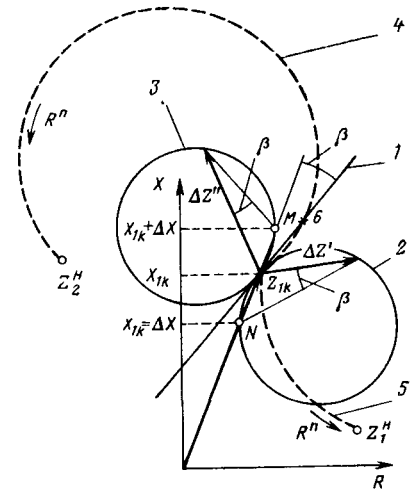


Рис. 5. Погрешность замера реактанса от пренебрежения углом β :

$$Z_{0cI} = Z_{0cII} = j20; Z_{1n} = 9,15 + j28; Z_{0n} = 19,6 + j98; R^n = 30$$

Работа рассматриваемого реле, таким образом, основана на сравнении сопротивления, полученного при решении уравнения (7), с реактивным сопротивлением уставки. Из предыдущего изложения ясно, что реле имеет существенные недостатки. В частности, при замыканиях в конце линии оно имеет характеристику, ограниченную прямой 1 и окружностью 2 (рис. 4), если принять, что $Z_{1k} = Z_{1n}$, $NO = Z_y$, а угол $\beta = \beta_n$ (под β_n понимаем значение угла β при замыкании в конце линии). Реле срабатывает на замыкание на шинах противоположного конца линии, если сопротивление Z_p попадет в область справа от прямой 1 и вне окружности 2. Из рис. 4 и 5 ясно, что возможность применения реле весьма сомнительна.

Таким образом, несовпадение по фазе токов в переходном сопротивлении и в месте замера (наличие угла β) весьма неблагоприятно и для защиты, и для ОМП на основе расчета реактивного сопротивления до места повреждения. Рассмотрим возможности улучшения функционирования устройств защиты и ОМП.

Задача улучшения функционирования защиты не может быть решена для всех точек линии, поскольку углы β в каждой точке разные. Однако можно настроить защиту на компенсацию угла β в одной точке, целесообразнее всего в конце линии, когда $\beta = \beta_n$. Тогда при замыканиях на шинах противоположного конца линии у защиты всегда будет обеспечен точный замер, независимый от переходного сопротивления и токов нагрузочного режима. При замыканиях в других точках $\beta \neq \beta_n$, в результате чего появится погрешность расчета. Она определит вид характеристики защиты.

На необходимость настройки (поворота) характеристики реле для компенсации влияния угла β ранее указывалось Энергосетьпроектом; целесообразность поворота именно на угол β_L была обоснована в работах МЭИ.

Практическая реализация настройки на заданный угол может быть выполнена несколькими способами.

Если ЦВМ оперирует с «интегральными» значениями, ей можно поручить решение уравнения (5) с подстановкой $\beta = \beta_L$. Затем результат $X_{1к}^{(\beta=\beta_L)}$ следует сравнить с X_y и принять решение о выдаче сигнала на отключение при условии $X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$. Но лучше заложить в алгоритм более совершенное условие

$$0 < X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y.$$

Если ЦВМ оперирует с мгновенными значениями, следует заложить в алгоритм определение отношения $\frac{U_\phi}{\Delta U_\phi}$ в момент перехода через нуль тока $I_0 e^{-j\beta_L}$. Затем результат следует сравнить с заранее принятой длиной зоны.

Наконец, при реализации защиты с помощью релейного устройства следует сравнивать полярности $\dot{U}'_\phi$ и $\Delta \dot{U}_\phi$ в момент прохождения через нуль тока $I_0 e^{-j\beta_L}$. Условие срабатывания при этом $X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$. Для выполнения реле с более совершенным условием $0 < X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$ следует объединить сравнение полярностей $\dot{U}'_\phi$ и $\Delta \dot{U}_\phi$ со сравнением полярностей $\dot{U}_\phi$ и $\Delta \dot{U}_\phi$.

Характеристика защиты с условием срабатывания $0 < X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$ показана на рис. 6: характеристика защиты с условием $X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$ — на рис. 7. На каждом из рисунков нанесены характеристики для двух точек замыкания: точки $Z'_{1к}$, лежащей в зоне защиты (сплошные линии), и точки $Z''_{1к}$, лежащей вне зоны (пунктирные линии). Как и в случае рис. 4, граничными линиями характеристик служат окружности, являющиеся геометрическим местом вершин вписан-

ного угла $\beta_L - \beta$, опирающегося на особые точки, определяемые условиями срабатывания ($0, Z_{1к}$ и Z_y) на рис. 6 или $-\infty, Z_{1к}$ и Z_y на рис. 7). Штриховкой на рисунках отмечены области, при попадании в которые конца вектора Z_p произойдет срабатывание защиты.

Сам способ построения характеристик показывает, что для каждой точки замыкания характеристика имеет свои размеры. Но она не зависит от R^n и от составляющих нагрузочного режима, т. е. вполне пригодна для анализа функционирования защиты.

При приближении замыкания к точке конца линии разность углов $\beta_L - \beta$ стремится к нулю, и характеристика полностью исчезает. Опасность представляют такие изменения сопротивлений систем, при которых при замыканиях в конце линии угол β принимает значение $\beta'_L < \beta_L$. Тогда при замыканиях в точке $Z_{1л}$ будет существовать характеристика, подобная пунктирной характеристике рис. 6 или 7 и соответствующая углу $\beta_L - \beta'_L$. Однако следует предполагать, что вероятность срабатывания на такой характеристике незначительна и во всяком случае много меньше, чем при полном пренебрежении углом β .

В отличие от защиты устройство ОМП должно обеспечивать точность расчета при замыканиях по всей длине, поэтому в данном случае нецелесообразна настройка на одну величину β . Однако ОМП не требует большого быстродействия, поэтому допускает более сложные вычисления.

Для уточнения сопротивления до места повреждения следует при известных сопротивлениях систем в схеме нулевой последовательности произвести совместное решение уравнений (5) и (6) относительно $X_{1к}$. Решение приводит к квадратному уравнению:

$$aX_{1к}^2 + bX_{1к} + c = 0, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} a &= \frac{R_{1л}}{X_{1л}} \left[\frac{X_{0л}}{R_{1л}} - \frac{R_{0л}}{X_{1л}} + \left(\frac{X_{0л}}{X_{1л}} + \frac{R_{0л}}{R_{1л}} \right) / \operatorname{tg}(\alpha + u) \right]; \\ b &= \frac{R_{1л}}{X_{1л}} \left[R_{0cII} + R_{0л} + R \frac{R_{0л}}{R_{1л}} - X \frac{X_{0л}}{R_{1л}} - \right. \\ &\quad \left. - (X_{0cII} + X_{0л}) \frac{X_{1л}}{R_{1л}} - (X_{0cII} + X_{0л} + R \frac{X_{0л}}{R_{1л}} + \right. \\ &\quad \left. + X \frac{R_{0л}}{R_{1л}} + (R_{0л} + R_{0cII}) \frac{X_{1л}}{R_{1л}} \right) / \operatorname{tg}(\alpha + u) \right]; \\ c &= X(X_{0cII} + X_{0л}) - R(R_{0л} + R_{0cII}) + \\ &\quad + [R(X_{0cII} + X_{0л}) + X(R_{0л} + R_{0cII})] / \operatorname{tg}(\alpha + u); \\ u &= \operatorname{arctg} \frac{X_{0cI} + X_{0л} + X_{0cII}}{R_{0cI} + R_{0л} + R_{0cII}}. \end{aligned}$$

Один из корней уравнения (9) дает индуктивное сопротивление прямой последовательности до места замыкания. Полученные формулы слишком сложны для ручного расчета, но легко реализуются при использовании ЦВМ.

Расчетные формулы предполагают точное знание параметров схемы нулевой последовательности. При одностороннем ОМП можно контролировать параметры схемы на своем конце линии, но остается возможность погрешности от изменения схемы системы противоположного конца. Однако проведенные нами кон-

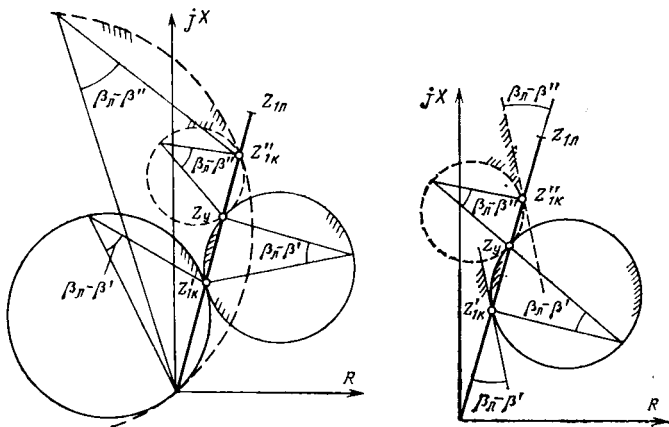


Рис. 6. Характеристика защиты, срабатывающей при $0 < X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$

Рис. 7. Характеристика защиты, срабатывающей при $X_{1к}^{(\beta=\beta_L)} < X_y$

кретные расчеты показывают, что метод довольно мало критичен к принятому при расчете сопротивлению системы противоположного конца. Так, при подстановке в (9) величин $R_{0сП}$ и $X_{0сП}$ в пределах от (0,5 до 2) действительных значений, погрешность результатов вычислений не превышает 8%.

Если ЦВМ использует информацию о мгновенных значениях токов и напряжений, то также возможно уточнение определения расстояния до места замыкания. Для этого необходимо решить совместное уравнение (6) и несколько откорректированное уравнение (8). Решение дано в [3].

Перейдем к рассмотрению возможностей расчета сопротивления до места замыкания между двумя фазами (например BC). Прежде всего отметим, что перечисленные в начале статьи допущения (в частности, линейность переходного сопротивления и определенность схемы обратной последовательности) при рассмотрении междуфазных замыканий являются спорными. Однако первоначальное рассмотрение должно базироваться именно на них.

В [1] при междуфазных замыканиях предлагается использовать замер отношения

$$l = \frac{u|_{i=0}}{\Delta u|_{i=0}}, \quad (10)$$

где $u = u_B - u_C$ — мгновенное значение междуфазного напряжения; $\Delta u = (i_B - i_C) Z_{уд}$; $i = i_B - i_C$, т. е. замер происходит в момент прохождения через нуль разности токов поврежденных фаз в месте установки устройства. Если принять

$$\begin{aligned} u &= U \sin(\varphi_U + \omega t), \\ i &= I \sin(\varphi_I + \omega t), \\ \Delta u &= I |Z_{уд}| \sin(\varphi_I + \varphi_Z + \omega t) \end{aligned}$$

и произвести преобразования, то окажется, что $l = X/X_{уд}$, т. е. $lX_{уд} = X''_{1к} = X$.

Следовательно, метод [1] для междуфазных замыканий эквивалентен замеру реактивного сопротивления до места замыкания, что на линиях с двусторонним питанием дает весьма малую точность.

Для улучшения защиты и ОМП следует в месте установки устройства получить информацию о фазе тока I_k в переходном сопротивлении. Такую информацию предлагается получать из тока обратной последовательности. Из общеизвестных соотношений для точки двухфазного замыкания имеем:

$$I_k = I_{к2В} - I_{к2С} = \sqrt{3} I_{к2А} e^{j90^\circ}.$$

При использовании тока обратной последовательности для ОМП и защиты можно использовать все возможности, рассмотренные выше. В частности, расстояние до места замыкания можно определять по формуле (5), если в ней:

$$\begin{aligned} R &= \operatorname{Re} \left(\frac{\dot{U}_{BC}}{I_B - I_C} \right); \quad X = \operatorname{Im} \left(\frac{\dot{U}_{BC}}{I_B - I_C} \right); \\ \alpha &= \arg \frac{I_{2В} - I_{2С}}{I_B - I_C} = 90^\circ + \arg \frac{I_{2А}}{I_B - I_C}; \\ \beta &= \arg \frac{I_{2А}}{I_{2кА}}. \end{aligned}$$

Упрощенное вычисление $X'_{1к}$ возможно по (7) в случае использования «интегральных» электрических параметров или по (8) в случае использования

мгновенных значений электрических величин. При этом (8) должна быть преобразована к виду:

$$l = \frac{u_B - u_C}{(i_B - i_C) Z_{уд}} \Big|_{i_{2В} - i_{2С} = 0}. \quad (11)$$

В таком случае остаются погрешности от неучета угла β в схеме обратной последовательности. Для уменьшения погрешностей можно:

для целей защиты использовать решение уравнения (5) в предположении $\beta = \beta_L$;

для целей защиты использовать решение уравнения (11) в момент перехода через нуль величины $(I_{2В} - I_{2С}) e^{-j\beta_L}$;

выполнять ОМП на основе решения уравнения (9), но при подсчете входящих в уравнение величин a , b , c , u вместо сопротивлений схемы нулевой последовательности производить подстановку соответствующих сопротивлений схемы обратной последовательности;

выполнять ОМП на основе замера мгновенных значений электрических величин с последующим расчетом способом [3] для случая замыкания на землю.

Сложнее обстоит дело с такими видами замыканий, как двухфазное на землю и трехфазное.

При замыкании двух фаз на землю по всем способам, рассмотренным для однофазного замыкания, устраняется влияние общего переходного сопротивления, если фазные переходные сопротивления равны нулю. Если равно нулю только одно из фазных переходных сопротивлений, фиксация сопротивления фазы — земля позволяет подсчитать точное значение $X_{1к}$ по крайней мере для одной из поврежденных фаз.

При трехфазных замыканиях через переходное сопротивление способы, рассмотренные в данной статье, неприменимы.

Реализация всех рассмотренных способов требует выбора особой фазы при замыканиях. Однако предполагается, что при внедрении ЦВМ будут разработаны единые алгоритмы защиты — ОМП, которые будут включать и выбор особой фазы.

Выводы. 1. На основе расчета реактивного сопротивления до места короткого замыкания можно осуществлять и дистанционную защиту линии, и одностороннее определение места повреждения. Соответствующие устройства могут использовать для работы «интегральные» или мгновенные значения токов и напряжений. На работу устройств весьма неблагоприятное влияние оказывает сдвиг по фазе между током в переходном сопротивлении и симметричными составляющими тока в месте замера. Для частичного устранения этого влияния можно в устройствах защиты производить настройку на сдвиг фаз, существующий при замыкании в конце линии. В устройствах ОМП можно уточнять расчетное реактивное сопротивление на основе известных параметров передачи в схеме нулевой или обратной последовательности.

2. Для защиты и ОМП при двухфазных замыканиях необходимая информация о токе в переходном сопротивлении может быть получена из токов обратной последовательности в месте замера.

3. Для анализа некоторых устройств защиты и ОМП, работающих на основе определения отношения мгновенных значений электрических величин в момент перехода тока через нуль, можно эффективно использовать метод построения характеристик в плоскости сопротивления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. № 321027 (СССР). Способ определения места повреждения на линии электропередачи/ М. Суйард, М. Фонте-ни. — Оpubл. в Б. И., 1971, № 34.

2. Мутон Л., Суйард М. Быстродействующие статические реле сопротивления. — В кн.: Современная релейная защита. — М.: Энергия, 1970.

3. Аржанников Е. А. Об одностороннем определении места повреждения линии на основе замера мгновенных значений токов и напряжений. — «Изв. вузов. Энергетика», 1980, № 8. [23.09.81]

УДК 621.316.925.2.019.3.001.24

О расчетной оценке надежности релейной защиты

БАВИН Н. В., инж.
Москва

В настоящее время получили распространение расчетные оценки надежности, позволяющие контролировать разработки новых устройств релейной защиты (РЗ). Весьма актуальным является также использование расчетов надежности для оценки целесообразности различных способов построения систем устройств РЗ. Однако показатели надежности и методы их определения, разработанные для отдельных устройств, в ряде случаев малоприменимы для систем.

В статье предлагаются критерий надежности систем РЗ и метод определения показателей.

Системой является совокупность устройств, защищающих какой-либо один элемент электроэнергетической системы (ЭЭС); при этом устройства, осуществляющие дальнейшее резервирование, принадлежат нескольким системам РЗ. Последнее обстоятельство является причиной того, что из возможных видов отказов функционирования только отказы срабатывания системы РЗ могут возникать при неисправности резервных устройств, установленных на смежных элементах ЭЭС. Излишние и ложные отключения рассматриваемого элемента, а также отключения с выдержкой времени смежных элементов, большей частью происходят при неисправностях оборудования, относящегося к защищаемому элементу.

Рассмотрение вопроса о критериях надежности систем РЗ следует начать с формулирования понятия ее выходного эффекта. В качестве исходного положения принимается неделимость выходного эффекта ЭЭС по видам оборудования. Вместе с другими видами оборудования РЗ вырабатывает единый выходной эффект, характеризующий функцию ЭЭС, состоящую в удовлетворении потребностей общества в электроэнергии. При такой постановке вопроса наиболее целесообразно применение критерия неэффективности функционирования РЗ, характеризующего потери выходного эффекта ЭЭС, возникающие в процессе функционирования системы РЗ. Они могут быть представлены в виде суммы потерь от каждого вида отказов функционирования:

$$\Delta\Phi = \Delta\Phi_{o.c} n_{o.c} + \Delta\Phi_{и.с} n_{и.с} + \Delta\Phi'_{o.c} (n'_{o.c} - n_{o.c}) + \Delta\Phi_{л.с} (n_{л.с} + n_{к.з} - n'_{o.c}),$$

где $\Delta\Phi_{o.c}$, $\Delta\Phi_{и.с}$, $\Delta\Phi'_{o.c}$, $\Delta\Phi_{л.с}$ — потери выходного эффекта ЭЭС при одном отказе срабатывания системы РЗ, излишнем срабатывании устройств, установленных на защищаемом элементе, отказе срабатывания устройств, предназначенных для отключения защищаемого элемента, ложном срабатывании тех же

устройств соответственно; $n_{o.c}$, $n_{и.с}$, $n'_{o.c}$, $n_{л.с}$, $n_{к.з}$ — среднее число соответственно отказов срабатывания системы РЗ, излишних отключений защищаемого элемента, отказов срабатывания устройств, предназначенных для отключения защищаемого элемента, ложных отключений защищаемого элемента, коротких замыканий на защищаемом элементе ($n'_{o.c} - n_{o.c}$), ($n_{л.с} + n_{к.з} - n'_{o.c}$) — среднее число случаев соответственно эффективной работы устройств, осуществляющих дальнейшее резервирование защищаемого элемента, ложных отключений и эффективно (без выдержки времени) отключенных коротких замыканий.

Определение величин $\Delta\Phi_{o.c}$, $\Delta\Phi_{и.с}$, $\Delta\Phi'_{o.c}$, $\Delta\Phi_{л.с}$ вызывает в настоящее время значительные затруднения, поэтому за показатели неэффективности функционирования целесообразно принимать средние числа (далее они названы средними параметрами потоков) различного вида отказов функционирования систем РЗ:

$$n_{o.c}, n_{и.с}, (n'_{o.c} - n_{o.c}), (n_{л.с} + n_{к.з} - n'_{o.c}).$$

Принятые показатели могут применяться как для оценки функционирования по результатам эксплуатации за какой-либо прошедший промежуток времени, так и для прогнозирования.

Целесообразно разделять показатели надежности и технического несовершенства, что впервые было отмечено в [1]. Изложенное ниже относится к определению показателей надежности.

Наилучшее представление функционирования РЗ разработано в [1] в виде совокупностей потоков событий. Под потоком понимается бесконечная совокупность событий, возникающих последовательно во времени. Выделено два вида потоков — возникновения неисправностей и восстановления. Поток восстановления — это совокупность событий, приводящих к ликвидации неисправностей. Таковыми являются различного вида проверки, а также требования функционирования.

Так как из-за ординарности потоков требований и отказов функционирования их интенсивности¹ равны параметрам, то для определения среднего за период времени T числа (параметра потока) отказов функционирования одного вида (часто за исключением ложных отключений) может быть применено из-

¹ Интенсивностью потока событий называют число событий в единицу времени.

вестное выражение:

$$n_{o.ф} = \frac{1}{T} \int_0^T \omega_{т.ф}(t) q(t) dt, \quad (1)$$

где $\omega_{т.ф}(t)$ — параметр потока требований функционирования; $q(t)$ — вероятность того, что в момент времени t произойдет один отказ функционирования при условии, что неисправность устройства уже существует (коэффициент неготовности в момент времени t).

Средний параметр потока ложных отключений чаще всего определяется при помощи известных из [1] выражений:

$$n_{л.с} = \frac{1}{T} \int_0^T \omega_{л.с}(t) dt; \quad \omega_{л.с}(t) = \sum_{i=1}^{i=n} \omega_{л.сi}(t),$$

где $\omega_{л.с}(t)$ — параметр потока ложных отключений; $\omega_{л.сi}(t)$ — параметр потока ложных срабатываний i -го устройства; n — число устройств, вызывающих ложные отключения.

Параметр потока требований функционирования обычно задается зависимостью от момента времени t в виде ступенчатого графика. На его участке $(t_i - t_{i+1})$, когда $\omega_{т.ф}(t) = \text{const}$, параметр потока отказов функционирования в соответствии с (1):

$$n_{o.ф} = \omega_{т.ф}(t_i) \int_{t_i}^{t_{i+1}} q(t) dt.$$

Параметр потока отказов функционирования за период T :

$$n_{o.ф}^{(T)} = \sum_{i=0}^{i=L} \omega_{т.ф}(t_i) \int_{t_i}^{t_{i+1}} q(t) dt, \quad (2)$$

где L — число ступеней на графике $\omega_{т.ф}(t)$ за время T .

Величину $n_{o.ф}^{(T)}$ выражают через средний за период T коэффициент неготовности $q_{ср}$:

$$n_{o.ф}^{(T)} = T q_{ср} \sum_{i=0}^{i=L} \omega_{т.ф}(t_i); \quad (3)$$

$$q_{ср} = \frac{\sum_{i=0}^{i=L} \omega_{т.ф}(t_i) \int_{t_i}^{t_{i+1}} q(t) dt}{\sum_{i=0}^{i=L} \omega_{т.ф}(t_i) (t_{i+1} - t_i)}. \quad (4)$$

Возможны случаи, когда параметр потока требований функционирования не зависит от времени, тогда

$$q_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T q(t) dt \quad (5)$$

или

$$q_{ср} = \frac{\Delta(t_1, t)}{t_1 - t}, \quad (6)$$

т. е. средний за время $(t_1 - t)$ коэффициент неготовности равен отношению среднего времени пребывания устройства в неисправном состоянии к времени, в течение которого проводились наблюдения. В этом случае

$$n_{o.ф}^{(T)} = T \omega_{т.ф} q_{ср}. \quad (7)$$

С помощью предложенного метода была проведена серия сравнительных расчетов коэффициентов неготовности по выражению (4) с учетом конкретной (довольно сильной) зависимости $\omega_{т.ф}(t)$ и по (5) без ее учета. Эти расчеты позволяют сделать вывод о том, что результаты, полученные по (4) и (5) достаточно близки и в конкретных расчетах можно не учитывать зависимость $\omega_{т.ф}$ от времени.

Метод определения коэффициентов неготовности представляет собой основу метода определения показателей надежности.

Определение средних коэффициентов неготовности известными методами расчетов надежности устройств РЗ встречает ряд затруднений, например, учет взаимных зависимостей функционирования устройств, большое число возможных состояний рассматриваемых систем.

Взаимные зависимости функционирования элементов являются следствием зависимостей между потоками событий, составляющих модель функционирования. Эта модель состоит из двух видов потоков событий: потоков возникновения неисправностей и потоков восстановления. Последние обычно делятся на два потока: требований функционирования и периодических проверок.

Распространены следующие зависимости:

между потоками восстановлений, принадлежащих различным устройствам;

между потоками возникновения неисправностей и восстановлений различных устройств (борьба отказов).

Двумя крайними случаями первой зависимости являются полная независимость и одновременность восстановления неисправных устройств.

Влияние зависимостей на коэффициент неготовности, характеризующий одновременное пребывание двух устройств в состоянии неисправности, показано на рисунке.

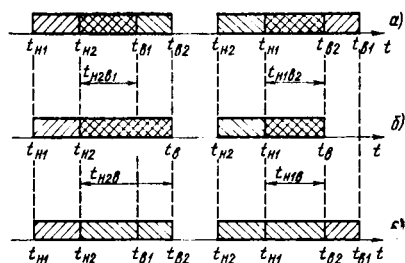
Процессы функционирования устройств, реализации которых изображены на рисунке характерны тем, что потоки восстановления одинаковы (имеют один и тот же параметр). Одинаковы также потоки, события которых обозначены на осях времени как $t_{п1}$, одинаковы потоки из событий $t_{п2}$.

Из (6) можно сделать вывод, что безусловные коэффициенты неготовности каждого из устройств одинаковы для случаев, изображенных на рисунке, а и б. На рисунке коэффициент неготовности одного из устройств остается неизменным, другой уменьшается (время пребывания в состоянии неисправности последнего устройства уменьшается на время совместного пребывания устройств в этом состоянии).

При сравнении случая независимости восстановления рисунка а со случаем зависимости рисунок б, при равенстве прочих условий, оказывается, что время пребывания устройств в состоянии совместной неисправности больше во втором случае.

Принимая во внимание (6), можно сделать вывод, что коэффициент неготовности, характеризующий совместное пребывание устройств в состоянии неисправности при существовании рассмотренной зависимости больше, чем при ее отсутствии. Рассматривая зависимость, может быть учтена при помощи коэффициента $k > 1$ при коэффициенте неготовности, полученном для случая отсутствия зависимости.

Как показывает исследование конкретных случаев



Характерные реализации наложения во времени неисправностей двух устройств:

а — при независимости потоков восстановлений; б — одновременности восстановления из состояния неисправности; в — при замене неисправности одного устройства неисправностью другого («борьба отказов»); t_{H1} , t_{H2} — моменты времени возникновения неисправностей соответственно первого и второго устройств; t_{B1} , t_{B2} — моменты времени выявления неисправностей и восстановления устройств при существовании для них разных потоков восстановлений; t_B — момент времени восстановления, принадлежащий одному для обоих устройств потоку восстановлений; t_{H2B1} , t_{H1B2} , t_{H2B2} , t_{H1B1} — промежутки времени пребывания устройств в состоянии совместной неисправности

зависимости этот коэффициент (при функционировании двух устройств) может иметь максимальное значение $k_{\max}=2$. Выражение для его определения может быть получено исходя из (6):

Коэффициент неготовности для случая независимости:

$$q_n = \frac{1}{T} n_n M[\tau_n] = \frac{1}{T} n_n \frac{1}{\mu_n},$$

для случая существования зависимости:

$$q_3 = \frac{1}{T} n_3 M[\tau_3] = \frac{1}{T} n_3 \frac{1}{\mu_3},$$

где $M[\tau_n]$, $M[\tau_3]$ — средние продолжительности разового пребывания обоих устройств в состоянии совместной неисправности для случаев независимости и существования зависимости соответственно; n_n , n_3 — средние числа (средние параметры потоков) событий возникновения неисправностей в перечисленных выше случаях.

Можно показать, что

$$n_n - n_3 < n_n \left(\frac{\omega_2}{\mu_1} + \frac{\omega_1}{\mu_2} \right),$$

где ω_1 , ω_2 — параметры потоков возникновения неисправностей устройств с номерами 1 и 2; μ_1 , μ_2 — параметры потоков восстановлений этих же устройств.

Так как в РЗ и устройствах противоаварийной автоматики (ПА) $\mu \gg \omega$, то можно считать

$$n_n \approx n_3, \text{ тогда } k = \frac{q_3}{q_n} = \frac{\mu_n}{\mu_3}.$$

Таким образом, коэффициент неготовности, характеризующий пребывание двух устройств в состоянии совместной неисправности

$$q_{(1,2)} = \frac{\mu_n}{\mu_3} q_1 q_2 < 2q_1 q_2. \quad (8)$$

Предлагаемый метод расчета состоит из двух основных частей: вычисление коэффициентов неготовности совокупностей, нерезервированных устройств и вычисление коэффициентов неготовности резервированных соединений устройств. Ниже приводится рассмотрение указанных частей.

1. Пусть имеется n нерезервирующих друг друга устройств. Они имеют коэффициенты неготовности:

$q_1, q_2, \dots, q_i, \dots, q_n$. Коэффициент неготовности совокупности указанных устройств может быть определен по известному выражению (например, [2]):

$$q = \sum_{i=1}^{i=n} q_i - \sum_{i,j} q_{(i,j)} + \sum_{i,j,k} q_{(i,j,k)} - \dots \\ \dots + (-1)^{n-1} q_{(1,2,\dots,n)},$$

где $\sum_{i,j} q_{(i,j)}$ — сумма коэффициентов неготовности, ха-

рактеризующих пребывание всех устройств попарно в состоянии совместной неисправности; $\sum_{i,j,k} q_{(i,j,k)}$ —

сумма коэффициентов неготовности, характеризующих пребывание всех устройств по три в состоянии совместной неисправности; $q_{(1,2,\dots,n)}$ — коэффициент неготовности, характеризующий пребывание всех рассматриваемых устройств в состоянии совместной неисправности.

Если определять коэффициент неготовности как

$$q = \sum_{i=1}^{i=n} q_i, \quad (9)$$

то погрешность можно оценить при помощи неравенства Бонферрони [2]: $\Delta < \sum_{i,j} q_{(i,j)}$. С учетом (8) получаем

$$\Delta < \sum_{i,j} 2q_i q_j < \left(\sum_{i=1}^{i=n} q_i \right)^2.$$

Таким образом, относительная погрешность выражения (9)

$$100\% \Delta / \sum_{i=1}^{i=n} q_i < 100 \sum_{i=1}^{i=n} q_i. \quad (10)$$

Реальные значения этой относительной погрешности, исходя из общего уровня надежности аппаратуры РЗ и ПА, обычно меньше 1%.

Погрешность, возникающая при пренебрежении «борьбой отказов» может быть оценена способом, аналогичным приведенному ранее. Эта зависимость функционирования охватывает не все устройства, в то время как соотношение (10) обусловлено всеми устройствами, входящими в рассматриваемую совокупность. Последнее обстоятельство дает основание считать что оценка (10) (значительно завышенная) достаточно хорошо оценивает общую погрешность (9), учитывающую все рассмотренные виды зависимостей и приближений.

Следует отметить, что выражение (10) получено для $t \rightarrow \infty$. Расчеты, проведенные для промежутка времени между проверками применительно к условиям работы РЗ и ПА, показали, что соотношения (10) достаточно хорошо характеризует погрешность и в этом случае.

Коэффициенты неготовности в момент времени t для нерезервированных устройств целесообразно вычислять, используя решение дифференциальных уравнений Колмогорова:

$$q_y = q_\phi + (q_n - q_\phi) e^{-(\omega + \mu)t}, \quad (11)$$

где $q_\phi = \frac{\omega}{\omega + \mu}$ — финальное значение (при $t \rightarrow \infty$) коэф-

коэффициента неготовности устройства; ω — параметр потока возникновения неисправностей; μ — параметр потока случайных восстановлений; q_n — начальное значение (при $t=0$) коэффициента неготовности.

Средний за период между проверками коэффициент неготовности может быть записан следующим образом:

$$q_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T q_y(t) dt = q_{\phi} + (q_n - q_{\phi}) f[T(\omega + \mu)], \quad (12)$$

где

$$f[T(\omega + \mu)] = \frac{1 - e^{-(\omega + \mu)T}}{T(\omega + \mu)}.$$

II. Вычисление коэффициентов неготовности резервированных соединений может производиться приведенными ниже тремя способами.

1. Представление коэффициента неготовности резервированного соединения полученного с учетом существенных зависимостей функционирования элементов в виде $q_{\Sigma} = kq_n$, где q_n — коэффициент неготовности резервированного соединения, полученный при условии отсутствия зависимостей; k — коэффициент, учитывающий существующие зависимости.

Вывод расчетных выражений сводится к определению коэффициента k [например, (8)]. Рассматриваемый способ позволяет достаточно просто получить расчетные выражения при $t \rightarrow \infty$. Вывод выражений для интервалов времени между проверками вызывает значительные затруднения.

2. Эквивалентирование графов состояний. Решая уравнения Колмогорова при $t \rightarrow \infty$, составленные для графа состояний, отражающего процесс функционирования, методом Крамера, получим коэффициент неготовности в виде отношения двух определителей, которое может быть преобразовано следующим образом:

$$q = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + \Delta'} = \frac{\omega}{\omega + \mu},$$

где $\Delta_1 = \omega$ получается из определителя системы уравнений Δ заменой последнего столбца столбцом свободных членов; $\Delta' = \mu$ — из определителя Δ заменой члена в правом нижнем углу на 0.

Структура полученного выражения не отличается от структуры выражения для коэффициента неготовности процесса с двумя состояниями, в котором параметр потока возникновения неисправностей $\omega = \Delta_1$ и параметр потока восстановлений $\mu = \Delta'$. Такое эквивалентирование применимо только к стационарным процессам (при $t \rightarrow \infty$).

3. Этот способ представляет наилучшие возможности для учета в расчетах коэффициента неготовности различных особенностей функционирования систем РЗ.

Рассматриваемый способ расчета основан на несколько отличной интерпретации понятия «коэффициент неготовности». Он может быть определен как отношение средней продолжительности пребывания устройства в состоянии неисправности к промежутку времени, в течение которого проводились наблюдения. Коэффициент неготовности в момент времени t может быть представлен аналогично (6) в виде:

$$q(t) = \lim_{t_1 \rightarrow t} \frac{\Delta(t_1, t)}{t_1 - t},$$

Изложение третьего способа целесообразно начать со схемы дублирования двух элементов, коэффициент неготовности которой может быть представлен как сумма средних относительных продолжительностей пребывания процесса функционирования дублированного соединения в состоянии полной неисправности, возникающих при возникновении первоначальных неисправностей первого устройства и второго устройства соответственно:

$$q^{(2)}_{cp} = q_{1cp}\omega_2\tau_2^{(q)} + q_{2cp}\omega_1\tau_1^{(q)},$$

где q_{1cp} , q_{2cp} — средние коэффициенты неготовности первого и второго устройства, вычисленные в предположении отсутствия зависимости функционирования; ω_1 , ω_2 — параметры потоков возникновения неисправностей устройств; $\tau_1^{(q)}$, $\tau_2^{(q)}$ — средние относительные продолжительности пребывания процесса функционирования дублированного соединения в состоянии полной неисправности: 1 — если последним отказало первое устройство; 2 — если последним отказало второе устройство; $q_{1cp}\omega_2$, $q_{2cp}\omega_1$ — средние числа (параметры потоков) событий возникновения полных неисправностей схемы в случае возникновения последними неисправностей второго и первого устройства соответственно; $q_{1cp}\omega_2\tau_2^{(q)}$ — составляющая среднего коэффициента неготовности, вычисленная для условия возникновения неисправности второго устройства после неисправности первого; $q_{2cp}\omega_1\tau_1^{(q)}$ — то же при возникновении неисправности первого устройства после неисправности второго.

Согласно приведенному выше определению коэффициента неготовности, значения $\omega_1\tau_1^{(q)}$ и $\omega_2\tau_2^{(q)}$ приблизительно равны коэффициентам неготовности q'_{1cp} первого и q'_{2cp} второго устройств, соответственно вычисленным при условии, что их параметры потоков восстановления равны параметру потока восстановления дублированного соединения при условии его полной неисправности.

Приведенное выражение для коэффициента неготовности дублированного соединения является приближенным. Представление в виде суммы произведений коэффициентов неготовностей делает его более точным. Таким образом,

$$q'_{cp} = q_{1cp}q'_{2cp} + q_{2cp}q'_{1cp}.$$

Используя изложенный подход, можно записать выражение для коэффициента неготовности резервированного соединения n различных устройств в виде функции коэффициентов неготовности совокупности резервированных соединений $(n-1)$ устройства.

$$q^{(n)} = q_1^{(n-1)} q'_1 + q_2^{(n-1)} q'_2 + \dots + q_i^{(n-1)} q'_i + \dots + q_n^{(n-1)} q'_n,$$

где $q^{(n)}$ — коэффициент неготовности n резервирующих друг друга устройств; $q_i^{(n-1)}$ — коэффициент неготовности $(n-1)$ резервирующих друг друга устройств, в котором отсутствует устройство с номером i ; q'_i — коэффициент неготовности i -го устройства, вычисленный при условии, что в i -м устройстве неисправность возникла в последнюю очередь.

Полученные выражения полностью пригодны при отсутствии периодических проверок. При их наличии, когда процесс нестационарен, приведенные выражения пригодны только для очень малых по сравнению

с периодом между проверками T промежутков времени ΔT , в течение которых нестационарностью процесса можно пренебречь. Очевидно, что при $\Delta T \rightarrow 0$:

$$q^{(2)}(t) = q_1(t) q'_2(t) + q_2(t) q'_1(t);$$

$$q^{(n)}(t) = q_1^{(n-1)}(t) q'_1(t) + q_2^{(n-1)}(t) q'_2(t) + \dots$$

$$\dots + q_i^{(n-1)}(t) q'_i(t) + \dots + q_n^{(n-1)}(t) q'_n(t),$$

где коэффициенты неготовности отдельных устройств получены из выражения (7).

Таким образом, коэффициенты неготовности (в момент времени t) резервированных соединений элементов выражаются через суммы произведений аналогичных коэффициентов неготовности отдельных элементов. Число коэффициентов неготовности в каждом произведении равно числу элементов в резервированном соединении.

Средние коэффициенты неготовности резервированных соединений устройств в соответствии с (5):

$$q_{\text{ср}}^{(2)} = \frac{1}{T} \int_0^T q^{(2)}(t) dt; \quad q_{\text{ср}}^{(n)} = \frac{1}{T} \int_0^T q^{(n)}(t) dt.$$

Интегрирование произведений выражений, составленных по (7), дает следующий результат (записанный с помощью $f[x] = 1 - e^{-x}/x$):

$$\frac{1}{T} \int_0^T q_1(t) q_2(t) dt = q_{\Phi 1} q_{\Phi 2} + q_{\Phi 2} (q_{\Phi 1} - q_{\Phi 1}) f[T(\omega_1 + \mu_1)] +$$

$$+ q_{\Phi 1} (q_{\Phi 2} - q_{\Phi 2}) f[T(\omega_2 + \mu_2)] + (q_{\Phi 1} - q_{\Phi 1}) \times$$

$$\times (q_{\Phi 2} - q_{\Phi 2}) f[T(\omega_1 + \mu_1 + \omega_2 + \mu_2)].$$

Если все $q_n = 0$, то

$$\frac{1}{T} \int_0^T q_1(t) q_2(t) dt = q_{\Phi 1} q_{\Phi 2} (1 - f[T(\omega_1 + \mu_1)] -$$

$$- f[T(\omega_2 + \mu_2)] + f[T(\omega_1 + \mu_1 + \omega_2 + \mu_2)]);$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T q_1(t) \dots q_n(t) dt = \left(1 - \sum_{i=1}^{i=n} f[T(\omega_i + \mu_i)] + \right.$$

$$+ \sum_{i=1}^{i=n} f[T(\omega_i + \mu_i + \omega_j + \mu_j)] -$$

$$\dots + \sum_{i=1}^{i=n} f[T(\omega_i + \mu_i + \omega_j + \mu_j + \omega_k + \mu_k)] + \dots$$

$$\dots + (-1)^n f \left[T \sum_{i=1}^{i=n} (\omega_i + \mu_i) \right] \prod_{i=1}^{i=n} q_{\Phi i}. \quad (13)$$

С помощью приведенных выражений и таблицы значений функции, $f[x]$ может быть получен средний коэффициент неготовности резервированных соединений устройств любой кратности резервирования с учетом периодичности проверок.

В качестве примера можно привести общее выражение для коэффициента неготовности схемы дублирования элементов (при условии $q_{\Phi 1} = q_{\Phi 2} = 0$):

$$q_{\text{ср}}^{(2)} = q_{\Phi 1} q'_{\Phi 2} \{ 1 - f[T(\omega_1 + \mu_1)] - f[T(\omega_2 + \mu'_2)] +$$

$$+ f[T(\omega_1 + \mu_1 + \omega_2 + \mu'_2)] \} + q_{\Phi 2} q'_{\Phi 1} \{ 1 -$$

$$- f[T(\omega_1 + \mu'_1)] - f[T(\omega_2 + \mu_2)] +$$

$$+ f[T(\omega_1 + \mu'_1 + \omega_2 + \mu_2)] \}.$$

Изложенные способы вывода расчетных выражений вносят некоторые погрешности. Проведенные исследования показали, что они практически не влияют на результаты расчетов показателей надежности.

При расчете коэффициентов неготовности, мажоритарные схемы целесообразно рассматривать как совокупность схем прямого резервирования, тогда их коэффициент неготовности можно представить в виде суммы S_m^n коэффициентов неготовности схем прямого резервирования, имеющих кратности резервирования m (мажорирования из n по m элементов).

Предлагаемый в статье способ расчета коэффициентов неготовности позволяет учесть большее число существенных особенностей функционирования.

Следует отметить, что предлагаемые в статье способы расчета коэффициентов неготовности резервированных соединений элементов в сходных условиях дают одинаковые расчетные выражения. Это обстоятельство еще раз подтверждает правильность концепций, лежащих в их основе.

В частности произведена сравнительная оценка надежности отключения к. з. на ВЛ 110 кВ средней протяженности при применении следующих систем устройств.

Система ближнего резервирования с двумя устройствами РЗ:

I. Устройства присоединены к одному комплекту сердечников трансформаторов тока (ТТ).

II. Устройства присоединены к разным сердечникам ТТ.

Система дальнего резервирования, осуществляемая устройствами со ступенчатой характеристикой выдержки времени.

Расчеты выполнены в вариантах с установкой УРОВ на подстанциях и его отсутствием. Рассмотрены следующие варианты исполнения устройств РЗ:

III. В виде отдельных частей, одна из которых осуществляет защиту линии, на которой она установлена, другая предназначена для резервирования РЗ смежных элементов сети;

IV. В виде одного устройства, все элементы которого осуществляют как защиту линии, так и резервирования устройств смежных элементов сети;

V. В виде устройства, состоящего из общей части, предназначенной для выполнения всех функций, а также из двух индивидуальных частей для функций основной и резервной ступеней в отдельности.

Варианты III и V рассмотрены для случая присоединения обеих частей каждого вида защит (от к. з. на землю и от многофазных к. з.) к одному комплекту сердечников ТТ. Вариант A рассмотрен также для случая присоединения к одному сердечнику ТТ основной части одного вида и резервной части другого вида защит.

В расчетах учтены все устройства, неисправности которых могут способствовать неотключению к. з. с одного из концов линии, а именно: устройства РЗ, ТТ трансформаторы напряжения ТН, совокупности выключателей и устройств резервирования отказов выключателей (В+УРОВ), постоянного оперативного тока (ОТ).

Показатели надежности рассматриваемых систем устройств получены суммированием параметров потоков отказов срабатывания системы РЗ от замыканий на землю и системы РЗ от многофазных к. з. Эти параметры потоков получены в виде произведений средних за период между проверками коэффициентов неготовностей и параметров потоков соответствующих к. з. Средние коэффициенты неготовности нерезервированных элементов получены по (12), для резервированных — по (13).

В процессе выполнения расчетов выявились некоторые трудности при определении коэффициентов неготовности, характеризующих пути возникновения неисправностей с участием элементов, имеющих различные периоды между проверками. В описываемых расчетах элементами с существенно отличающимся от остальных периодом между проверками являются ТТ. Приведенный в статье метод вывода выражений для коэффициентов неготовности позволил решить эти задачи. Получены выражения для различных видов путей возникновения неисправности. В качестве примера приведено выражение для коэффициента негo-

товности $q_{1,2}$ при возникновении неисправности сначала первого элемента, затем второго.

При $T_1 = nT_2$, где T_1 и T_2 — периоды между проверками соответствующих элементов, n — целое число:

$$q_{1,2} = q_{\Phi 1} q_{\Phi 2} \left\{ 1 - f[T_2(\omega_2 + \mu_2)] - (f[T_2(\omega_1 + \mu_1)] - \right. \\ \left. - f[T_2(\omega_1 + \mu_1 + \omega_2 + \mu_2)]) \frac{\sum_{i=1}^{i=n} e^{-(\omega_1 + \mu_1) t_i}}{n} \right\},$$

где $t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_n$ — моменты времени, соответствующие проверкам второго элемента в течение интервала времени T_1 ;

$$q_{\Phi 1} = \frac{\omega_1}{\omega_1 + \mu_1}, \quad q_{\Phi 2} = \frac{\omega_2}{\omega_2 + \mu_2}.$$

Метод расчета позволил учесть изменения параметров потоков требований срабатывания резервных ступеней, происходящие при возникновении неисправности основных.

Результаты расчетов позволяют сделать ряд выводов, наиболее существенными из которых являются:

1. Варианты II, III, IV и V (при наличии УРОВ на подстанциях) имеют практически одинаковую надежность отключения к. з.

2. Предыдущий вывод дает основание считать, что вариант II обладает наибольшей (в значительном числе случаев) эффек-

тивностью функционирования. Это объясняется очевидным превосходством технического совершенствования варианта II над III, IV, V. В остальных случаях эффективность функционирования этих вариантов примерно одинакова.

3. Вывод, сделанный в п. 1 применительно к дальнейшему резервированию, дает основание считать, что усовершенствования ступенчатых защит, связанные с разделением всех цепей основных и резервных ступеней, практически не улучшают надежность отключения к. з.

Рассмотренный новый метод в настоящее время широко применяется для расчетов надежности при проектировании систем ПА, а также использовался для отдельных расчетов РЗ. Простота и достаточно высокая точность этого метода создают перспективы для его дальнейшего внедрения в практику проектирования и эксплуатации систем РЗ и ПА. Он использован при составлении типовой методики расчета устройств РЗ, выпущенной институтом «Энергосеть-проект».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов Э. П. О критериях надежности. — Электричество, 1973, № 5.
2. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Т. 1. — М.: Мир, 1967.

[12.01.82]



УДК 621.314.6.001.57

Моделирование каскадно-мостовых вентильных преобразователей

БРОДЯН Г. Л., инж.

Истра

При исследовании электромагнитных переходных процессов в электрической системе с передачей постоянного тока (ППТ) учет характеристик вентильных преобразователей (ВП) совместно с устройствами управления и регулирования наиболее полно осуществляется на физических моделях ППТ, содержащих каскадно-мостовые ВП и натурные устройства управления и регулирования. Однако при физическом моделировании требуются значительные затраты сил и средств, что не всегда доступно исследователю. В связи с вышеизложенным актуальна задача построения математических моделей, приближающихся по своим характеристикам к физическим моделям ППТ и пригодным для исследования и отработки натурных устройств управления и регулирования.

При построении таких моделей главной является задача моделирования каскадно-мостовых ВП преобразовательных подстанций ППТ. К настоящему времени разработаны различные методы моделирования ВП, позволяющие моделировать сложные вентильные устройства. В [1] предложена методика моделирования ВП, основанная на использовании метода переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в ВП. В соответствии с этой методикой ВП моделируется на специализированном вычислительном комплексе, в состав которого входит серийная АВМ и специализированный логический блок, управляющий этой АВМ. Методика позволяет с достаточной точностью моделировать сложные ВП в любых режимах, с различными нагрузками и источниками энергии. Недостатками этой методики являются, по нашему мне-

нию, необходимость применения специализированных устройств, с помощью которых реализуются переключающие функции, и необходимость изменения структуры модели при переходе к исследованию аварийных режимов ВП.

Применение гибридных (аналого-цифровых) вычислительных машин (ГВМ) открывает возможность моделирования весьма сложных вентильных устройств при различных уровнях идеализации управляемых вентилей, образующих эти устройства. Вычислительные комплексы на основе ГВМ позволяют автоматизировать процесс проектирования ВП и их систем управления [2]. Развитие этого направления связано, однако, с разработкой сложных и дорогостоящих вычислительных комплексов и решением сложных задач по их программированию.

Метод моделирования ВП с помощью физических аналогов (маломощных вентилей) [3] позволяет моделировать многомостовые вентильные системы без применения специализированных устройств, исследовать любые режимы работы ВП без изменения структуры модели и обеспечивает возможность совместной работы модели и натурных устройств управления и регулирования. Несмотря на присущие этому методу моделирования достоинства, он не получил широкого распространения, по-видимому, вследствие неподобия силовых и маломощных вентилей.

Как известно, маломощные аналоги неподобны силовым вентилям и имеют сравнительно большое прямое падение напряжения, что обуславливает существенную погрешность при моделировании ВП. Принци-

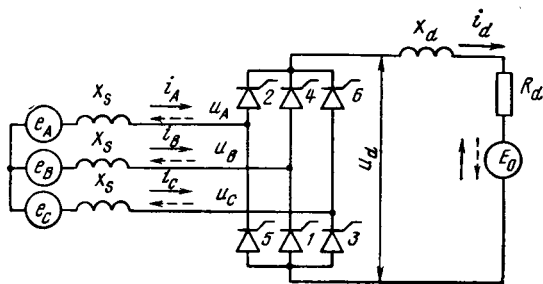


Рис. 1. Расчетная схема вентильного преобразователя:

e_A, e_B, e_C — э. д. с. трехфазного источника питания; X_s — реактансы рассеяния трансформатора; X_d, R_d — индуктивное и активное сопротивления цепи выпрямленного тока; E_0 — э. д. с. в цепи выпрямленного тока; штриховые стрелки показывают направление э. д. с. и токов в инверторном режиме работы ВП.

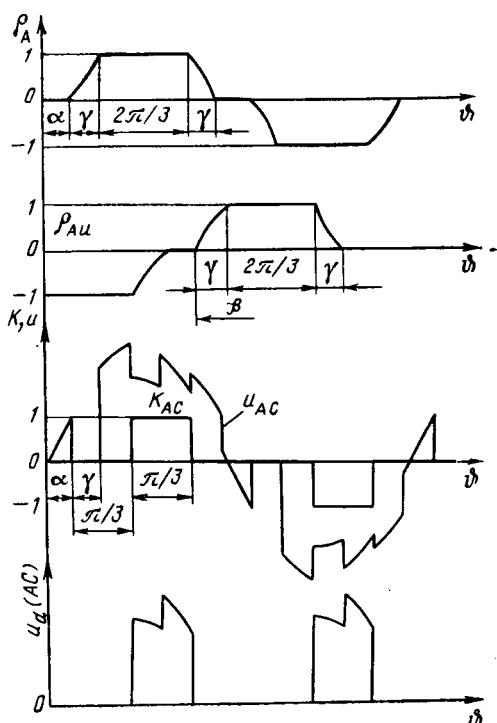


Рис. 2. Кривые коммутационных функций по току и напряжению и составляющей выпрямленного напряжения

пиально этот недостаток может быть устранен путем введения в цепи модели э. д. с., компенсирующих прямые падения напряжения на вентильях. Известные способы компенсации путем введения компенсирующих э. д. с. представляются или трудноосуществимыми [4] применительно к моделированию ВП, или не позволяют корректно решить задачу компенсации [5] вследствие нелинейности и разброса вольт-амперных характеристик вентилей.

В настоящей статье предлагается метод моделирования ВП с применением физических аналогов, который практически устраняет недостаток, обусловленный неподобием силовых и маломощных вентилей, и рассматривается разработанная на основе этого метода модель каскадно-мостового ВП. Предложенный метод основан на математическом описании электромагнитных процессов в ВП с помощью коммутационных функций. Под коммутационными функциями понимаются кусочно-непрерывные функции, связывающие мгновенные значения токов и напряжений на входе и выходе ВП [6 и 7].

При допущении об идеальности силовых вентилей электромагнитные процессы в цепях мощного ВП, расчетная схема которого изображена на рис. 1, описываются следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= e_A - X_s \frac{di_A}{d\vartheta}; \\ u_B &= e_B - X_s \frac{di_B}{d\vartheta}; \\ u_C &= e_C - X_s \frac{di_C}{d\vartheta}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$u_d - E_0 = R_d i_d + X_d \frac{di_d}{d\vartheta}; \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_d \rho_A; \\ i_B &= i_d \rho_B; \\ i_C &= i_d \rho_C; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$u_d = u_{AC} K_{AC} + u_{BA} K_{BA} + u_{CB} K_{CB}, \quad (4)$$

где $\vartheta = \omega t$, u_{AC} , u_{BA} , u_{CB} — линейные напряжения входных цепей ВП; ρ_A , ρ_B , ρ_C и K_{AC} , K_{BA} , K_{CB} — коммутационные функции соответственно по току и напряжению.

Для стационарного выпрямительного (инверторного) режима работы ВП с углом управления $\alpha(\beta)$ и углом коммутации $\gamma \leq 60^\circ$ функция $\rho_A(\rho_{Au})$ имеет вид, показанный на рис. 2. Функции $\rho_B(\rho_{Bu})$, $\rho_C(\rho_{Cu})$ совпадают по форме с $\rho_A(\rho_{Au})$ и сдвинуты по отношению к $\rho_A(\rho_{Au})$ соответственно на $2\pi/3$ и $4\pi/3$. Полагая, что на коммутационных интервалах коммутационные функции по току точно отражают связи между входными выходными токами ВП.

Определим коммутационные функции K_{AC} , K_{BA} , K_{CB} . Рассматривая работу ВП, легко установить, что выходное напряжение u_d формируется в результате поочередного подключения к выходной цепи ВП линейных напряжений, действующих во входных цепях ВП. Например, составляющая выходного напряжения, обусловленная подключением к выходной цепи линейного напряжения u_{AC} ,

$$u_{d(AC)} = u_{AC} K_{AC}. \quad (5)$$

Для стационарного выпрямительного режима работы ВП функция K_{AC} имеет вид, изображенный на рис. 2, где показана также составляющая выпрямленного напряжения $u_{d(AC)}$. Составляющие выпрямленного напряжения, обусловленные подключением к выходной цепи ВП напряжений u_{BA} и u_{CB} , определяются аналогично с помощью функций K_{BA} и K_{CB} , которые совпадают по форме с функцией K_{AC} и сдвинуты по отношению к ней соответственно на $2\pi/3$ и $4\pi/3$. Коммутационные функции по напряжению для инверторного режима работы ВП имеют такой же вид и характеризуются углами управления β .

Нетрудно показать, что с помощью коммутационных функций по току и напряжению указанного вида могут быть описаны любые режимы работы ВП, в том числе аварийные, причем вид уравнений (3), (4) остается неизменным для любого режима, а входящие в эти уравнения коммутационные функции определенным образом изменяются при изменении режима работы ВП. В данной статье рассматриваются только

нормальные выпрямительные режимы работы ВП, для которых угол коммутаций $\gamma \leq 60^\circ$.

При допущении об идеальности силовых вентилей система уравнений (1)–(4) точно характеризует электромагнитные процессы в цепях ВП, изображенного на рис. 1. Аналитическое решение системы уравнений (1)–(4) затруднено из-за сложности определения коммутационных функций, которые зависят от режимных параметров ВП, однако эта система уравнений может быть решена методом аналогового математического моделирования.

Предложенный метод моделирования заключается в решении системы уравнений (1)–(4) средствами аналоговой вычислительной техники, причем уравнения (3), (4) реализуются при моделировании отдельно с помощью двух статических преобразователей, один из которых выполнен на управляемых ключах, а другой на маломощных тиристорах.

На рис. 3 изображена модель каскадно-мостового ВП, разработанная на основе предложенного метода моделирования (преобразователи $P2$, $P4$ и связанные с ними цепи переменного тока модели показаны упрощенно в виде однолинейной схемы). Модель образована путем каскадного соединения двух моделей одно-мостового ВП. Трансформаторы модели $Tr1$, $Tr2$ обеспечивают фазовый сдвиг питающих напряжений, необходимый для осуществления режима 12-фазного преобразования. Предположим, что преобразователи $P2$, $P4$ заперты и зашунтированы (шунты показаны штриховыми линиями). Тогда получим модель мостового ВП [8], которая реализует систему уравнений (1)–(4). Чтобы упростить рассмотрение модели мостового ВП, предположим, что резисторы R зашунтированы, трансформатор $Tr1$ — идеальный трансформатор, выходные э. д. с. которого e_a , e_b , e_c равны выходным напряжениям реального трансформатора $Tr1$ в режиме х. х., а приведенные к вторичной обмотке сопротивления рассеяния реального трансформатора $Tr1$ учтены в индуктивных сопротивлениях X . При этих предположениях зажимы a , b , c можно считать входными зажимами модели мостового ВП.

Рассмотрим функционирование упрощенной модели мостового ВП. На преобразователи $P1$, $P3$ подаются прямоугольные управляющие импульсы длительностью 120° , вырабатываемые общей для обоих преобразователей системой управления СУ. При этом преобразователь $P3$ решает уравнение (4), преобразуя напряжения u_a , u_b , u_c в напряжение u_D (при зашунтированном преобразователе $P4$ $u_D = u_{DM}$), которое измеряется с помощью усилителя $У1$; на усилителе $У2$ уравнение (2) разрешается относительно тока i_a ; выходное напряжение u_q усилителя $У2$ управляет источником тока ИТ, выходной ток которого i_D пропорционален напряжению u_q ; преобразователь $P1$ решает уравнение (3), преобразуя ток i_D в переменные токи i_a , i_b , i_c , при прохождении которых через индуктивные сопротивления X решаются уравнения (1).

При практическом построении рассматриваемой модели каскадно-мостового ВП необходимо решать задачу повышения добротности цепей переменного тока модели. Эта задача решается с помощью компенсаторов активных сопротивлений [4 и 5], которые компенсируют активные сопротивления обмоток трансформаторов $Tr1$, $Tr2$ и индуктивных сопротивлений X . Функционирование компенсаторов можно рассмотреть на примере компенсатора $K1$. С помощью

резистора R и усилителя $У3$ измеряется фазный ток цепи i_1 , активное сопротивление которой необходимо компенсировать. На выходе усилителя мощности $У4$ обрабатывается напряжение

$$e = e_{a1} + k_1 i_1, \quad (6)$$

составляющая которого $k_1 i_1$ компенсирует падение напряжения на активном сопротивлении цепи. Путем изменения коэффициента k_1 обеспечивается частичная или полная компенсация активного сопротивления цепи. Описанная модель разработана применительно к моделированию ППТ «Экибастуз — Центр» и имеет следующие номинальные данные: $f = 50$ Гц; $i_D = 40$ мА; $e_{a1} = 5$ В; $\gamma = 30^\circ$; $\alpha = 10^\circ$.

Ток х. х. трансформатора $Tr1$ ($Tr2$) не превышает 1% номинального тока модели. Модель реализована на тиристорах КУ101 (преобразователи $P1$, $P2$), транзисторных ключах КТ118А (преобразователи $P3$, $P4$), интегральных операционных усилителях К553УД1А, элементах универсальной расчетной модели электрических систем УРМЭС-2 (индуктивные сопротивления X , трансформаторы $Tr1$, $Tr2$).

Дадим приближенную оценку погрешности, вносимой физическими аналогами при моделировании ВП по предложенному методу. С этой целью рассмотрим функционирование полученной выше упрощенной модели мостового ВП на внекоммутационном интервале и интервале коммутации. При этом полагаем, что все решающие устройства модели, за исключением преобразователя $P1$, идеальны.

а. Внекоммутационный интервал (открыты тиристоры 1, 2 и ключи $1'$, $2'$).

На этом интервале модель решает следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_D &= e_a - e_b - X \frac{d}{d\theta} (i_a - i_b); \\ E_{01} \frac{R_3}{R_1} - u_D \frac{R_3}{R_1} &= C_1 R_3 \frac{du_q}{d\theta} + u_q; \\ i_D &= i_a = -i_b = -k u_q; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$u_{D1} = u_a - u_b - \Delta u, \quad (8)$$

$$\Delta u = u_1 + u_2; \quad (9)$$

где k — постоянная; u_1 , u_2 — прямые падения напряжения на тиристорах 1, 2.

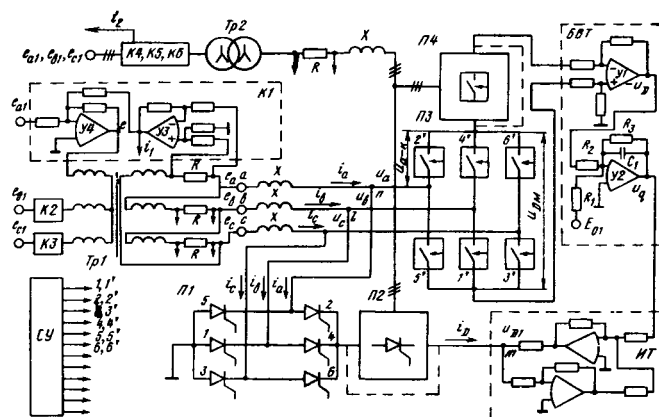


Рис. 3. Модель каскадно-мостового вентильного преобразователя: $K1$ – $K6$ — компенсаторы активных сопротивлений; $Tr1$, $Tr2$ — трансформаторы; R — измерительные резисторы; X — индуктивные сопротивления; $P1$, $P2$ — тиристорные преобразователи; $P3$, $P4$ — преобразователи на управляемых ключах; ББТ — блок моделирования цепи выпрямленного тока; ИТ — источник тока.

На внекоммутационном интервале в выходную цепь источника тока между узлами n, l, m включены тиристоры 1, 2. Так как выходное сопротивление идеального источника тока бесконечно велико, то включение между упомянутыми узлами элементов, имеющих сопротивления конечной величины, не может изменить потенциалы узлов n, l . Выходное сопротивление реального источника тока весьма велико [3] и, следовательно, на внекоммутационном интервале внутренние сопротивления тиристоров 1, 2 практически не влияют на точность решения моделью системы уравнений (7). Заметим, что источник тока можно рассматривать в данном случае как компенсирующее устройство. Действительно, на выходе источника тока отрабатывается напряжение u_{D1} , составляющая которого Δu компенсирует в соответствии с (9) падения напряжения на тиристорах 1, 2, причем точность компенсации весьма высока и не зависит от характера вольт-амперных характеристик тиристоров.

б. Коммутационный интервал (открыты тиристоры 1, 2, 3 и ключи 2', 3').

Уравнения, решаемые моделью на этом интервале, имеют следующий вид:

$$u_D = e_a - e_c - X \frac{d}{dt} (i_a - i_c); \quad (10)$$

$$E_a \frac{R_3}{R_1} - u_D \frac{R_3}{R_2} = C_1 R_3 \frac{du_q}{dt} + u_q; \quad (11)$$

$$i_D = i_a = -i_b = -i_c = -k u_q; \quad (12)$$

$$0 = e_b - e_c - X \frac{d}{dt} (i_b - i_c) - u_1 + u_3; \quad (13)$$

$$u_{D1} = u_a - \frac{1}{2} (u_b + u_c) - \Delta u; \quad (14)$$

$$\Delta u = u_2 + \frac{1}{2} (u_1 + u_3), \quad (15)$$

где u_3 — прямое падение напряжения на тиристоре 3.

Как следует из уравнения (13), характер электромагнитных процессов в контуре коммутации тиристоров 1, 3 зависит от их внутренних сопротивлений, что обуславливает погрешность в воспроизведении моделью углов коммутации γ , напряжений u_A, u_B, u_C и, следовательно, напряжения u_d и тока i_d . На коммутационном интервале источник тока компенсирует падения напряжения на тиристорах в соответствии с (15), но при токе i_D , содержащем погрешность, обусловленную зависимостью характера коммутационного процесса от внутренних сопротивлений коммутирующих тиристоров. Для приближенной оценки погрешности, вносимой коммутирующими тиристорами, аппроксимируем вольт-амперную характеристику тиристора [9] функцией

$$u = u_0 + R_d i, \quad (16)$$

где u_0 — пороговое напряжение; R_d — динамическое сопротивление тиристора.

Полагая, что вольт-амперные характеристики коммутирующих тиристоров идентичны и описываются функцией (16), находим после подстановки (16) в (13):

$$0 = e_a - e_c - X \frac{d}{dt} (i_a - i_c) - R_d (i_a - i_c). \quad (17)$$

Следовательно, в первом приближении погреш-

ность, вносимая коммутирующими тиристорами, определяется сопротивлением R_d .

В связи с отсутствием справочных данных о параметрах динамической вольт-амперной характеристики тиристоров типа КУ101 были проведены испытания по определению этой характеристики. Были исследованы десять тиристоров по методике, изложенной в [10]. В качестве источника тока, необходимого для проведения этих испытаний, использовался источник тока, изображенный на рис. 3. Измерения проводились с помощью цифрового вольтметра В7-27 (амплитудное значение тока через тиристор) и электронно-лучевого осциллографа С1-55 (мгновенное значение прямого падения напряжения на тиристоре). Испытания показали, что динамическое сопротивление тиристоров типа КУ101 составляет 0,62–0,65 Ом.

Очевидно, что погрешность, вносимая коммутирующим тиристорами, может быть сделана пренебрежимо малой путем увеличения отношения $q = X/R_d$. Расчеты, проведенные с помощью уравнений (10)–(13), показывают, что уже при $q=20$ погрешность в воспроизведении моделью среднего значения выпрямленного напряжения составляет десятки доли процента. В реальном случае вольт-амперные характеристики тиристоров имеют разброс, что обуславливает некоторую несимметрию в воспроизведении моделью коммутационных участков токов и напряжений. Однако при выборе q достаточно большим ($q \geq 20$) влиянием разброса вольт-амперных характеристик тиристоров можно пренебречь. Для рассмотренной модели каскадно-мостового ВП $q \approx 50$.

В таблице приведены данные расчета и эксперимента по определению внешних характеристик модели каскадно-мостового ВП. Внешние характеристики определялись для $\gamma \leq 60^\circ$ при $\alpha = 0^\circ$ и $\alpha = 30^\circ$. Расчет

Номера точек	$I_{d*}(u_{q*})$	$\alpha = 0^\circ$		$\alpha = 30^\circ$	
		U_{d*}	U_{D*}	U_{d*}	U_{D*}
1	0,025	1,971	1,94	1,7	1,67
2	0,05	1,942	1,96	1,672	1,69
3	0,1	1,884	1,845	1,614	1,59
4	0,2	1,768	1,78	1,498	1,49
5	0,3	1,652	1,616	1,382	1,352
6	0,4	1,536	1,5	1,266	1,24
7	0,432	1,5	1,455	1,229	1,19
8	0,6	—	—	1,034	1,01

характеристик производился по формуле 11:

$$U_{d*} = 2 \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} I_{d*} \right), \quad (18)$$

где U_{d*}, I_{d*} — средние значения соответственно выпрямленного напряжения и выпрямленного тока, выраженные в относительных единицах.

При проведении эксперимента измерялись напряжения e_{a1}, u_q (с помощью цифрового вольтметра типа В7-27) и среднее значение напряжения $u_d = U_D$ (с помощью вольтметра М523, класс 0,5). Результаты эксперимента выражены в относительных единицах.

На рис. 4 приведены осциллограммы стационарного режима работы модели каскадно-мостового ВП.

Приведенные осциллограммы и сопоставление результатов расчета и эксперимента показывают, что модель правильно воспроизводит режимные параметры каскадно-мостовых ВП, причем погрешность в вос-

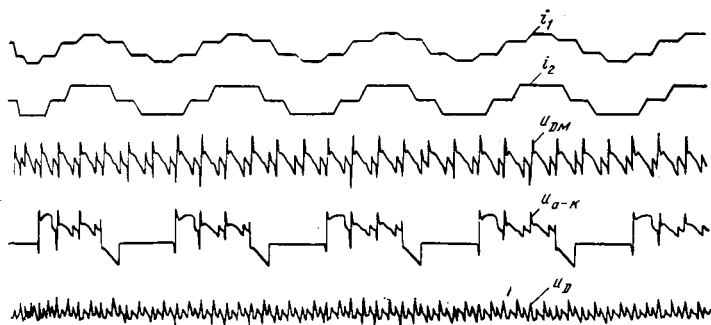


Рис. 4. Осциллограммы фазных токов i_1 , i_2 выпрямленного напряжения моста u_{DM} , напряжения анод — катод управляемого ключа u_{a-k} , выпрямленного напряжения u_D .

произведении моделью внешних характеристик ВП для $\gamma \leq 60^\circ$ не превосходит 3%.

Выводы. 1. Предложен метод моделирования ВП с применением физических аналогов, основанный на описании электромагнитных процессов в ВП с помощью коммутационных функций.

2. Предложенный метод практически исключает влияние внутренних сопротивлений маломощных аналогов на точность воспроизведения моделью внекоммутационных интервалов работы ВП.

3. На коммутационных интервалах аналоги вносят в модель ВП погрешность, которая определяется значением динамического сопротивления применяемых аналогов и может быть сделана пренебрежимо малой путем выбора соответствующего масштаба моделирования.

4. На основе предложенного метода разработана модель каскадно-мостового ВП, воспроизводящая внешние характеристики ВП с погрешностью 3%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богрый В. С., Русских А. А. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. — М.: Энергия, 1972. — 184 с.
2. Некоторые вопросы автоматизации схемотехнического проектирования вентиляльных преобразователей/ В. Н. Ковалев, Ф. И. Ковалев, С. Н. Флоренцев и др. — В кн.: Проблемы преобразовательной техники. Тезисы докладов Всес. научн.-техн. конф. — Киев, 1979, ч. 3, ИЭД АН УССР, 1979, с. 196—199.
3. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах/ Под ред. Н. И. Соколова. — М.: Энергия, 1970. — 400 с.
4. Азарьев Д. И. Математическое моделирование электрических систем. — М.: Госэнергоиздат, 1962. 207 с.
5. Электродинамическое моделирование энергетических систем/ Под ред. М. П. Костенко. — М.: Изд-во АН СССР, 1959. — 406 с.
6. Булгаков А. А. Основы динамики управляемых вентиляционных систем. — М.: Наука, 1963. — 220 с.
7. Мерабишвили П. Ф., Случанко Е. И. Исследование установившихся и переходных процессов в трехфазных мостовых выпрямителях с помощью коммутационных функций. — Электричество, 1973, № 4, с. 21—26.
8. А. с. № 525973 (СССР). Устройство для моделирования статического преобразователя. Бродян Г. Л., Рошин Г. В. Опубл. в Б. И., 1976, № 31.
9. Ситник Н. Х. Силовая полупроводниковая техника. — М.: Энергия, 1968. — 320 с.
10. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г. Испытания силовых полупроводниковых приборов. — М.: Энергоиздат, 1981. — 201 с.
11. Поссе А. В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973. — 303 с.

[25.06.81]

УДК 621.365.001.24

Уточненная методика определения основных параметров многошлаковых руднотермических электропечей

НУС Г. С., канд. техн. наук
Москва

В [1] приведен анализ физической модели процесса руднотермических печей, рассмотрены некоторые пути усовершенствования теории и методик расчета этих печей, предложена новая методика определения основных параметров многошлаковых печей. Методика основана на принципе сохранения температур на границе расплав — футеровка при переходе от образцовой к проектируемой печи и позволяет существенно повысить технико-экономические показатели процесса, в том числе заметно увеличить удельные мощность и производительность печей и снизить удельный расход электроэнергии¹. При этом исполь-

зовались расчетные соотношения, отвечающие предельным режимам тепло- и массообмена в расплаве печи: вязкостно-гравитационному, когда можно пренебречь инерционными силами в расплаве, и инерционно-гравитационному, когда можно пренебречь вязкостными силами в расплаве. Там же дан физический критерий, позволяющий приблизительно оценить к какому из предельных режимов приближается данный процесс плавки.

Однако такой способ дает удовлетворительные результаты лишь при относительно небольшом изменении мощности печи, не превышающем двухкратного. На практике при переходе от образцовой к проектируемой печи часто приходится встречаться с гораздо большим изменением мощности печи, что приводит к резкому увеличению погрешности расчета, поэтому в статье приводятся результаты исследований внутри области, ограниченной указанными предельными режимами, и основанная на этих результатах уточненная методика определения основных параметров печей.

В рассматриваемом общем случае в отличие от предельных режимов движение расплава определяет-

¹ Методика распространяется как на рудоплавильные (например, штейновые), так и на рудовосстановительные печи. В последнем случае лишь вводится поправка на полезную электрическую мощность; полезная мощность, участвующая в конвективном теплообмене в шлаковом расплаве, определяется как разность между полезной электрической мощностью печи и электрической мощностью, выделяющейся в твердом шихтовом слое. По данным измерений на рудовосстановительных печах цветной металлургии (для производства цинка, олова, свинца) в большинстве случаев шихтовой проводимостью можно пренебречь. В отдельных режимах работы печи для производства цинка доля электрической мощности, выделяющейся в шихтовом слое, увеличивается, достигая 30% полезной мощности печи.

ся равновесием соизмеримых по значению сил тяжести, вязкости и инерции. В результате анализа уравнений, описывающих стационарный процесс, в качестве определяющих критериев подобия электрических, температурных, скоростных полей и полей давлений в шлаковых расплавах, помимо критериев геометрического подобия, получены:

$$\mathcal{P} \equiv \frac{P p^{2/3} g^{1/3}}{c t \mu^{5/3}} = \text{idem}; \quad (1)$$

$$\text{Ga} \equiv \frac{\rho^2 g l^3 n}{\mu^2} = \text{idem}, \quad (2)$$

где $\mathcal{P}$ — безразмерная мощность; Ga — критерий Галилея; P — полезная мощность печи, приходящаяся на один электрод; t — температура в заданной точке ванны, при которой определяются физические параметры шлака; μ — динамическая вязкость; ρ — плотность; c — теплоемкость; g — ускорение силы тяжести; l_n — базисный геометрический размер, равный корню кубическому из значения объема подэлектродного шлакового слоя, приходящегося на один электрод.

Для обеспечения подобия указанных полей также требуется соблюдение в сопоставляемых печах (моделях) тождественного равенства безразмерных (относительных) теплотерм ванн в окружающую среду и температурных зависимостей физических параметров расплавленных шлаков.

Опыт эксплуатации промышленных печей и проведенные модельные эксперименты показали, что расчет основных геометрических и электрических параметров печей должен прежде всего обеспечивать заданную температуру на подине, так как температуру стен можно регулировать дополнительно с помощью экранирования откосами шихты и интенсивного принудительного охлаждения стен (по условиям технологии и техники безопасности интенсивное принудительное охлаждение подины не применяется).

В связи с этим проведено специальное экспериментальное исследование взаимосвязи основных параметров печи при поддержании неизменной температуры на подине. Соотношение параметров определялось в виде

$$\mathcal{P} = b \text{Ga}^n, \quad (3)$$

где b — постоянная, а показатель степени n зависит от числа Ga , характеризующего отношение инерционных и вязкостных сил в расплаве.

Опыты проведены в интервале между указанными выше предельными режимами. Теоретические пределы изменения показателя степени n равны $5/6 \div 4/3 = 0,833 \div 1,333$, так как зависимость (3) при этих значениях показателя степени обращается в критерии подобия, соответствующие предельным режимам теплообмена [1].

Для случая неизменности физических свойств шлакового расплава из (3) получаем:

$$P = b_1 l_n^{n_1} = b_1 l_n^{3n}; \quad l_n = b_2 P^{n_2} = b_2 P^{1/3n}, \quad (4)$$

где b_1, b_2 — постоянные; $2,5 \leq n_1 \leq 4$; $0,25 \leq n_2 \leq 0,4$.

С учетом соотношений законов Ома и Джоуля — Ленца

$$U = RI; \quad P = UI; \quad U = \sqrt{PR} \quad (5)$$

и формулы, вытекающей из условия геометрического

подобия ванн и электродов,

$$R l_n = \text{const}$$

из (4) определяются электрические параметры печи:

$$\left. \begin{aligned} U &= b_3 P^{n_3} = b_3 P^{1/2(1-1/3n)}; \\ I &= b_4 P^{n_4} = b_4 P^{1/2(1+1/3n)}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где U — напряжение, приведенное к одному электроду (фазное); R — сопротивление ванны печи, приведенное к одному электроду; I — ток в электроде; b_3, b_4 — постоянные; $0,3 \leq n_3 \leq 0,375$; $0,625 \leq n_4 \leq 0,7$.

Таким образом, задача сводилась к экспериментальному определению показателя степени n в зависимости от числа Ga в интервале от 0,833 до 1,333 при сохранении неизменной температуры на подине.

Строго говоря, формулы (3), (4) и (6) справедливы лишь при наличии в сравниваемых печах (моделях, режимах) полного геометрического подобия шлаковых ванн и погруженных в них электродов и откосов шахты. Однако результаты экспериментов показали, что при отклонениях от полного геометрического подобия в пределах аффинности, имеющей место на практике, точность указанных формул за исключением (6) существенно не изменяется. Это значительно упрощает эксперименты и повышает общность полученных видов. В частности, увеличивается общность результатов экспериментов, проведенных на печах и моделях, габаритные размеры которых не изменяются. В этом случае, поскольку горизонтальные размеры ванны остаются постоянными, в сравниваемых печах вместо отношения $l_n^3/l_{н.о.}^3$ можно принять $h_{п.э}/h_{п.э.о.}$, где $h_{п.э}$ — подэлектродный шлаковый зазор, индекс «о» — относится к параметрам исходного режима или печи, принятым за образец. Для расчета напряжения и тока проектируемой печи в этом случае вначале из соотношения (3) определяют подэлектродный зазор $h_{п.э.}$, а затем используют соотношения (5) и эмпирическую формулу электрического сопротивления ванны печи [1]:

$$R = \frac{K_{ш} K_{э} K_{к}}{K_9} \left(0,130 - 0,015 \frac{H}{d} \right) \frac{H}{h \sigma t}, \quad (7)$$

где H — высота шлаковой ванны, см; d — диаметр электрода, см; h — заглубление электродов в шлак, см; σ — средняя удельная электропроводность шлакового расплава, $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$; $K_{ш}, K_{э}, K_{к}$ — коэффициенты соответственно формы шихтового слоя, формы электродов, коксовой проводимости.

Значения коэффициентов $K_{ш}$ и $K_{э}$ приведены в табл. 1 и 2 (промежуточные значения коэффициентов $k_{ш}$ и $k_{э}$ определяются путем интерполяции). При наличии электропроводящего слоя восстановителя на ванне коэффициент коксовой проводимости $K_{к} = 0,7$; в отсутствие этого слоя $K_{к} = 1$.

Зависимость показателя степени n от Ga при сохранении неизменной температуры на подине определяли экспериментально на водно-глицериновой модели, отвечающей по условиям подобия параметрам промышленных печей. Откосы шихты моделировались секционными водоохлаждаемыми кессонами переменной конфигурации, на нижней контактирующей с жидкой ванной границе которых поддерживалась одинаковая температура, соответствующая температуре плавления шихты. Интервал исследованных значений обобщенных переменных, которые изменялись при пе

Таблица 1

Геометрия шихтового слоя		Значения h/d					
Расстояние от шихты до поверхности электродов	Глубина погружения откосов шихты в шлак	$<0,25$	$0,25$	$>0,25$	$<0,5$	$0,5$	$>0,5$
Вплотную к электродам	0	1	1	1	1	1	1
$>d$	$0,5h$						
Полное покрытие шихтой зеркала ванны	h	—	—	—	1,1	1,2	1,3
То же	$\geq 2h$	1,1	1,3	1,45	—	—	—

Таблица 2

Геометрия рабочего конца электрода		Значения h/d		
		0,25	1,00	1,50
Цилиндрический электрод с плоским торцом		1,50	1,75	2,00
Конус с высотой h		1	1	1

ремещении электродов в ванне, изменении состава модельной жидкости и мощности, вводимой в ванну: $Ga = (0,011 \div 9,49) 10^{10}$; $\mathcal{P}_3 = (0,012 \div 1,415) 10^4$.

В результате обработки методом наименьших квадратов на ЭВМ «Минск-32» получена интерполяционная формула — полином второй степени:

$$n = 1,089 - 0,213 \lg(Ga \cdot 10^{-10}) - 0,059 \times \\ \times [\lg(Ga \cdot 10^{-10})]^2;$$

$$s^2_n = 0,026736; s^2_{\text{над}} = 3,286 \cdot 10^{-4}; \mathcal{F} = 81,36;$$

$$\mathcal{F}_{\text{табл}} = 3,75 (\delta = 0,95); s_{\text{над}} = \pm 0,018; s_n = 1,6;$$

где s^2_n — дисперсия показателя степени n относительно среднего значения; $s^2_{\text{над}}$ — дисперсия адекватности для n ; s_n — средняя погрешность интерполяционной формулы; $\mathcal{F}$ и $\mathcal{F}_{\text{табл}}$ — полученное и табличное значения критерия Фишера; δ — вероятность.

Результаты экспериментов приведены на рис. 1, где для большей наглядности аргумент Ga представлен в форме безразмерной вязкости $M = 1/\sqrt{Ga}$. Из рис. 1 видно, что значения n оказались внутри полученного выше теоретически интервала $0,833$ — $1,333$, что подтверждает правильность методики моделирования и принятых допущений.

На рис. 1 нанесены практические значения n , полученные путем попарного сопоставления промышленных печей различной технологии и мощности. Сходимость модельных и практических данных удовлетворительная, особенно если учесть, что температуры на подине в промышленных печах, хотя и близки по величине, но все же неодинаковы. В тех случаях, когда эти температуры одинаковы (Δ) [2], и при усреднении практических значений ($\square$) результаты теоретических расчетов, моделирования и промышленных опытов совпадают.

На основании формул (3) и (8) построен график (рис. 2), позволяющий определить параметры проек-

Рис. 1. Зависимость показателей степени n , n_2 , n_3 от безразмерной вязкости M :
● — данные моделирования;
▲ — режимы работы промышленной печи для получения медно-никелевого штейна [2];
× — промышленная печь комбината «Североникель» [6] в сравнении с опытной печью проф. М. С. Максименко [3];
○ — другие промышленные печи цветной металлургии; □ — средние данные по промышленным печам цветной металлургии

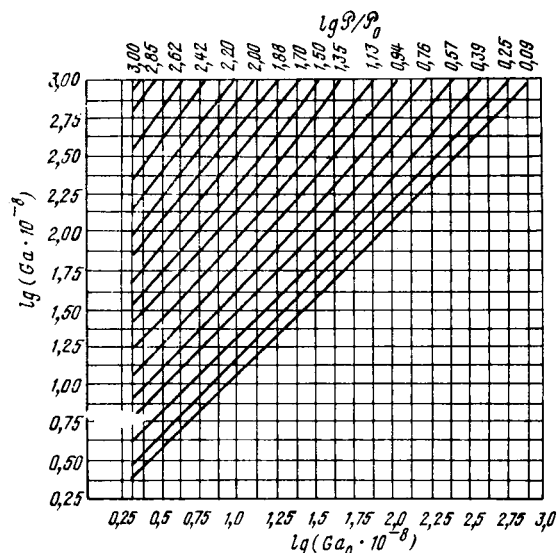
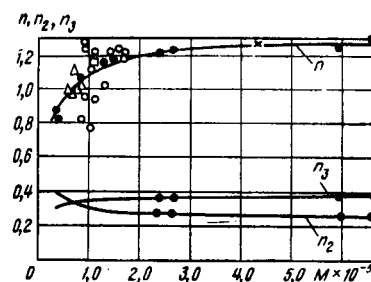


Рис. 2. Соотношение между безразмерными мощностью печи и жидкотекучестью расплава при поддержании постоянной температуры на подине (индекс «0» относится к меньшим значениям безразмерных комплексов)

тируемой печи по данным эксплуатации образцовой печи при соблюдении геометрического подобия.

При соблюдении геометрического подобия и неизменности состава шихты, зная $\mathcal{P}/\mathcal{P}_0$ и Ga/Ga_0 , из (3) нетрудно определить среднее значение n , а затем по формулам (4) и (6) — средние показатели степени n_1 , n_2 , n_3 , n_4 и соответственно основные геометрические и электрические параметры проектируемой печи.

При неполном геометрическом подобии, в частности, в эксплуатируемых печах при неизменности их размеров в плане, мощность печи и подэлектродный шлаковый зазор $h_{\text{пл}}$ определяют по рис. 2. Остальные геометрические размеры ванны принимают на основании практических данных. Используя формулы (5), (7), рассчитывают электрические параметры эксплуатируемого печного агрегата в новом режиме его работы, а затем корректируют диаметр электрода по допустимой плотности тока.

В качестве примеров, подтверждающих соответствие полученных результатов данным практики, рассмотрим результаты опытов, проведенных Г. М. Шмелевым на промышленной электропечи для получения медно-никелевого штейна [2], и проанализируем связь между параметрами промышленной электропечи [6] и ее прообраза — опытной печи проф. М. С. Максименко [3]. В опытах Г. М. Шмелева мощность, напряжение, высота ванны и подэлектродный зазор печи изменяли таким образом, что температура штейна (подины) оставалась неизменной. В табл. 3 опытные значения показателя степени n и

Таблица 3

Номер опыта, i	Основные параметры печи													Расхождение расчетных и опытных данных, %	
	P , МВт	H , см	$h_{пз}$, см	$I_{п}^2 = h_{пз} S'_{под}$, м ³	$Ga/10^{10}$	$M \cdot 10^5$	$\mathcal{G}/10^4$	$n_{сп} = \lg \frac{\mathcal{G}_j}{\mathcal{G}_1} / \lg \frac{Ga_j}{Ga_1}$	n_p по формуле (8)	$U_{оп}$, В	$R_{оп}$, МОм по формуле (5)	R_p , МОм по формуле (7)	U_p , В по формуле (5)	Δn	ΔU
1	4,67	120	90	20,88	1,67	0,93	0,652	—	—	287	17,6	16,50	274,6	—	—4,32
2	6,00	145	115	26,68	1,37	0,85	0,838	1,02	1,05	346	19,95	18,93	337,0	+3,0	—2,60
3	6,67	158	128	29,70	1,52	0,81	0,931	1,01	1,04	368	20,30	20,30	368,0	+3,0	0
4	7,50	174	144	33,41	1,72	0,76	1,047	1,00	1,02	394	20,70	22,72	412,8	+2,0	+4,8
5	8,83	190	160	37,12	1,91	0,72	1,232	1,10	1,01	418	19,78	23,43	454,8	—8,2	+8,8

Примечание. Во всех опытах $h = 30$ см.

Таблица 4

Тип печи	Основные параметры печи																	
	P , МВт	d , см	H , см	h , см	$h_{пз}$, м	$S'_{под}$, м ²	$I_{п}^2 = h_{пз} S'_{под}$, м ³	t , °C	μ , кг/(м·с)	ρ , кг/м ³	c , кВт·с/кг·град	σ , Ом ⁻¹ ·см ⁻¹	R , МОм	U , В	$Ga/10^{10}$	$\mathcal{G}/10^4$	$M \cdot 10^5$ (среднее)	$\mathcal{G}/\mathcal{G}_0$ (среднее)
Опытная печь (экспериментальные данные [3])	0,102	20	75	10	0,65	0,56	0,374	1553	0,35	2500	1,292	—	70,0 по формуле (5)	85	0,0182	0,01155	4,33	28,2
Промышленная печь (практические данные [4–7])	9,0	110 (с учетом обгорания)	175	55	1,2	19,5	23,4	1430	0,82	2750	1,13	0,275	10,4 по формуле (5)	306	0,253	0,326	4,33	28,2
Расчетные данные													10,3 по формуле (7); $K_3=1,3$; $K_{ш}=1,2$; $K_K=1$	304,5 по формуле (5)				27,5 по рис. 2
																		1,25 по формуле (3)

* Это значение приведено на рис. 1 (точка *). Сдвиг этой точки вправо объясняется малым масштабом опытной печи М. С. Максименко и, следовательно, большим значением безразмерной вязкости M . Аналогичным образом попарно сопоставлены другие печи цветной металлургии (точки о на рис. 1).

напряжения U (индекс «оп») сопоставлены с соответствующими расчетными значениями (индекс «р»), найденными по формулам (8), (7), (5). Для определения удельной электропроводности шлака по данным опыта были совмещены расчетные и опытные значения сопротивлений R в опыте № 3. В табл. 3 учтены средние значения параметров печи по данным [5 и 7]; $t=1407^\circ\text{C}$; $\rho=2750$ кг/м³; $c=1,07$ кВт·с/(кг·град); $\mu=0,38$ кг/(м·с); площадь пода, приходящаяся на один электрод $S'_{под}=23,2$ м²; диаметр электрода $d=1,1$ м. Значения $n_{оп}$ нанесены на график рис. 1 (точки Δ). Как видно, расхождение расчетных и опытных данных незначительно.

Предпринятые до сих пор попытки выяснить количественную зависимость между параметрами промышленной печи и ее прообраза — опытной печи проф. М. С. Максименко нельзя признать удовлетворительными, так как остался необъясненным факт увеличения удельной мощности со 182 кВт/м² в опытной печи до 460 кВт/м² в промышленной печи. Разработанная методика расчета позволяет выявить эту зависимость. Действительно, приведенные в табл. 4 расчетные и практические значения параметров этих печей близки по значению.

Таким образом, полученные в данной работе соотношения параметров печей при сохранении неизменной температуры на подине [формула (8) и рис. 2] позволили количественно определить связь между параметрами промышленных многошлаковых руднотер-

мических печей цветной металлургии и в частности между параметрами одной из промышленных печей и ее прообраза — опытной печи [3] проф. М. С. Максименко. Отсюда следует, что основой этой связи является сохранение примерно на одном уровне температур на подине печи (температур штейна, металла).

В качестве еще одного примера приводим результаты расчета параметров действующей печи для плавки на медный штейн при интенсификации рабочего процесса в случае возможного наращивания производства.

В настоящее время в расчете на один электрод проектная мощность собственно печи — 5,5 МВ·А; установленная мощность печных трансформаторов (выбранная с большим запасом) — 8,33 МВ·А; пределы вторичного напряжения трансформатора 237,5–400 В.

Освоенный рабочий режим характеризуется следующими параметрами: $P=4,66$ МВт; $U=390$ В; $I=12$ кА; $H=2,1$ м; $h=0,8$ м; $h_{пз}=1,3$ м; $d=1,2$ м; $\mu=1,0$ кг/(м·с); $\rho=2800$ кг/м³; $c=1,1$ кВт·с/кг·град; $S'_{под}=28$ м²; $I_{п}^2=28 \cdot 1,3=36,4$ м³; $\cos \varphi \cdot \eta_3=0,93 \div 0,94$, где η_3 — электрический к. п. д. установки.

По предложенной методике определены максимальная рабочая полезная мощность и соответствующие значения основных параметров печи при неизменных площади пода, диаметра электродов, высоте шлаковой ванны и составе шлака: $P_{\max}=7,5$ МВт; $U_{\max}=808$ В; $I=9,3$ кА; $h=0,3$ м; $h_{пз}=1,8$ м.

Таким образом, удельная полезная мощность печи на квадратный метр пода (соответственно удельная производительность) может быть увеличена в 1,6 раза при сохранении на прежнем уровне температуры штейна. При этом, возможно, потребуются интенсификация существующего принудительного охлаждения стен печи на уровне шлакового расплава и учет несколько возросшей температуры в газовом пространстве печи.

Естественно, следует предусмотреть увеличение производительности во всех звеньях технологической линии. Поскольку ток уменьшается, а производство $\cos \phi \cdot \eta_p$ при повышении напряжения, вообще говоря, увеличивается, то установленную мощность трансформаторов и пропускную способность короткой сети и электродов можно оставить без изменения. Требуется только перемотка трансформаторов для повышения номинального вторичного напряжения и, возможно, усиление электрической изоляции токоподводящей сети. Необходима также проверка токоподводящей сети по току короткого замыкания.

Проведенные расчеты и опыт внедрения полученных результатов в промышленность [8—10] показывают, что использование разработанной методики расчета позволяет увеличить электрическое напряжение, удельные мощность и производительность вновь сооружаемых печей по сравнению с традиционными методами в среднем примерно в 2 раза без дополнительных капитальных затрат на сооружение электропечного агрегата и сокращения кампании печи, а также повысить извлечение целевых продуктов плавки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нус Г. С. Определение основных параметров рудовосстановительных электропечей. — Электричество, 1975, № 2.
2. Шмелев Г. М. Исследование электроплавки агломерированного медно-никелевого концентрата с целью ее усовершенствования. Автореф. дисс. на соиск. степени канд. техн. наук, Л., 1969. ЛГИ.
3. Максименко М. С. Распределение энергии внутри горна электропечи в случае большой глубины шлака. — Металлург, 1937, № 9/10.
4. Грань Н. И. О возможности и целесообразности повышения удельной мощности электропечей для плавки на штейн. — В кн.: Электроплавка сульфидного медно-никелевого сырья на штейн. Ч. 1. — М., ЦИИНЦветмет, 1968, с. 3—13.
5. Мосиондз К. И., Грань Н. И. Режим работы электропечей для выплавки штейна. — В кн.: Электроплавка сульфидного медно-никелевого сырья на штейн. Ч. 1. — М., ЦИИНЦветмет, 1968.
6. Слободин Ю. А. Практика рудной электроплавки на комбинате «Североникель». В кн. Электроплавка сульфидного медно-никелевого сырья на штейн. Ч. 1. — М., ЦИИНЦветмет, 1968.
7. Нус Г. С. Выбор основных параметров рудотермических шлаковых электропечей при интенсификации процесса плавки. В кн. Электроплавка сульфидного медно-никелевого сырья на штейн. Ч. II. — М., ЦИИНЦветмет, 1968.
8. Интенсификация работы промышленной рудотермической электропечи с использованием новой методики расчета/ Г. С. Нус, М. В. Потапов, Б. Н. Киришкин, Е. И. Попов. — В кн. Печи и огнеупоры в цветной металлургии. — М.: Гинцветмет, 1975.
9. Усовершенствование электроплавки съемов и пылей огневого рафинированного черного олова/ Г. С. Нус, М. В. Потапов, С. Ф. Кириков, В. В. Макаренко. — Цветные металлы, 1978, № 2.
10. Плавка сульфидного медного сырья в рудотермической печи на повышенных напряжениях/ Г. С. Нус, И. Е. Ли, Б. М. Акимов и др. — Цветные металлы, 1978, № 4.

[24.06.81]

УДК 621.3.044.3:538.311

Анализ двумерного электромагнитного поля цилиндрического индуктора

ПАВЛОВ Н. А., канд. техн. наук

Ленинград

При индукционном нагреве цилиндрических тел электромагнитное поле обладает осевой симметрией. В этом случае линии плотности индуцированного тока имеют вид концентрических окружностей, что делает целесообразным применение метода интегральных уравнений для анализа электромагнитного поля и расчета эквивалентных параметров индуктора.

Наиболее эффективной разновидностью метода интегральных уравнений является метод комплексных индуктивных связей, позволяющий путем решения системы алгебраических уравнений относительно невысокого порядка рассчитать распределение напряженности магнитного поля по поверхности загрузки [1].

Физическую сущность метода и способы расчета комплексных индуктивных связей рассмотрим на простейшем примере одномерного электромагнитного поля, в котором используются усредненные по длине нагреваемого тела значения напряженностей поля и плотности индуцированных токов. Тогда индуктор с загрузкой описывается системой из двух уравнений Кирхгофа для индуктивно связанных контуров:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= (Z_n + j\omega L_n) \dot{I} - j\omega M_{n,t} a_t \dot{H}_e; \\ 0 &= -j\omega M_{t,n} \dot{I} + (Z_t + j\omega M_{t,t}) a_t \dot{H}_e, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где H_e — напряженность магнитного поля у боковой поверхности тела (загрузки индуктора); $\dot{U}$, $\dot{I}$ — напряжение и ток индуктора; Z_n , Z_t — сопротивления обмотки индуктора и нагреваемого тела; L_n — индуктивность пустого индуктора; $M_{t,n}$ — взаимная индуктивность обмотки индуктора и поверхности загрузки; a_t — длина нагреваемого тела.

Произведение $a_t H_e$ характеризует величину индуцированного в загрузке тока $\dot{I}_t$. Равенство $\dot{I}_t = a_t H_e$ справедливо при достаточно высокой частоте тока, когда напряженность магнитного поля на оси загрузки равна нулю.

Собственная индуктивность загрузки $M_{t,t}$ и взаимная индуктивность обмотки индуктора и загрузки $M_{n,t}$ являются комплексными величинами, так как магнитный поток в загрузке не совпадает по фазе ни с напряженностью поля H_e , ни с током загрузки $\dot{I}_t$. Только в случае ярко выраженного поверхностного эффекта, когда магнитный поток в загрузке пренебрежимо мал по сравнению с потоком в зазоре, коэффициенты $M_{t,t}$ и $M_{n,t}$ становятся чисто вещественными величинами, и система уравнений (1) превращается в обычную систему уравнений Кирхгофа для двух индуктивно связанных контуров с токами $\dot{I}$ и $\dot{I}_t = a_t H_e$.

Коэффициент комплексной индуктивной связи между обмоткой индуктора и нагрузкой рассчитывается по формуле

$$M_{н.т} = \int_0^R \dot{F}(r) M_{н.т}(r) dr, \quad (2)$$

где r — радиальная координата; R — радиус загрузки; $M_{н.т}(r)$ — взаимная индуктивность между обмоткой индуктора и соленоидом, имеющим радиус r и длину a_t , т. е. находящимся внутри загрузки.

Весовая функция $\dot{F}(r)$ должна учитывать зависимость сцепления магнитного потока с током загрузки от радиальной координаты, так как с изменением координаты изменяются плотность тока, магнитная индукция и площадь кольцевых контуров индуктированного тока. В общем случае нелинейной ферромагнитной загрузки индуктора эта функция имеет следующий вид:

$$\dot{F}(r) = \frac{1}{H_e} [\delta(r) - \text{rot}_\varphi \bar{J}(r)/\mu_0 - (J_e/\mu_0) \xi_0(R-r)], \quad (3)$$

где $\delta(r)$ — плотность токов проводимости в нагрузке; $\bar{J}(r)$, J_e — вектор намагничивания и его значение на поверхности загрузки; $\xi_0(R-r)$ — импульсная функция, равная бесконечности при $r=R$ и нулю при $r \neq R$; индекс φ обозначает проекцию векторной величины на направление тангенциальной координаты в цилиндрической системе.

Так как вектор плотности индуктированного тока образует левый координатный винт с направлением магнитного поля, а система уравнений (1) записана для встречного включения контуров, то $\dot{F}(r) = -\text{rot}_\varphi \bar{H}$. Вводя в рассмотрение вектор магнитной индукции $\bar{B} = \mu_0 \bar{H} + \bar{J}$, формулу (3) можем преобразовать к виду

$$\dot{F}(r) = -\frac{\text{rot}_\varphi \bar{B}}{\mu_0 H_e} - (\mu_e - 1) \xi_0(R-r), \quad (4)$$

где μ_e — относительная магнитная проницаемость поверхности загрузки.

В одномерном аксиальном поле $\text{rot}_\varphi \bar{B} = -dB/dr$, и из формул (2) и (4) находим

$$M_{н.т} = \frac{1}{\mu_0 H_e} \int_0^R \frac{dB}{dr} M_{н.т}(r) dr - (\mu_e - 1) M_{н.т}(R). \quad (5)$$

Если функция $B(r)$ имеет разрывы непрерывности, то для практических расчетов более удобна формула, получающаяся из (5) интегрированием по частям:

$$M_{н.т} = M_{н.т}(R) - \frac{1}{\mu_0 H_e} \int_0^R B(r) \frac{\partial}{\partial r} M_{н.т}(r) dr. \quad (6)$$

Выражения для магнитной индукции, входящие в интегралы (5) и (6), можно выразить через напряженность электрического поля по закону электромагнитной индукции $\text{rot} \bar{E} = -j\omega \bar{B}$. Тогда формула (6), например, приобретает вид:

$$M_{н.т} = M_{н.т}(R) - \frac{1}{j\omega \mu_0 H_e} \int_0^R \frac{d}{dr} (r \bar{E}) \frac{\partial}{\partial r} M_{н.т}(r) \frac{dr}{r}. \quad (7)$$

Интегралы (5)–(7) вычисляются в замкнутом виде только в том случае, когда можно пренебречь

краевым эффектом индуктора, т. е. считать индуктор с нагрузкой отрезком длинной системы. В этом случае $M_{н.т}(r) = \mu_0 \pi r^2 / a_t$ и производная

$$\frac{\partial}{\partial r} M_{н.т}(r) = \frac{\mu_0 2\pi r}{a_t}.$$

Подставляя последнее соотношение в (7), получаем

$$M_{н.т} = M_{н.т}(R) - \frac{2\pi R z_0}{j\omega a_t} = M_{н.т}(R) - \frac{Z_T}{j\omega}, \quad (8)$$

где $z_0 = E_e/H_e$ — сопротивление единичного квадрата поверхности нагрузки

Собственная комплексная индуктивность нагреваемого тела $M_{т.т}$ вычисляется по формулам, аналогичным (5)–(8), при замене $M_{н.т}(r)$ на величину $M_{т.т}(r)$, которая является коэффициентом индуктивной связи между поверхностью загрузки и внутренним соленоидом радиусом r и длиной a_t .

Для определения магнитной индукции $B(r)$ и сопротивления загрузки Z_T можно использовать аналитические и численные решения одномерных задач расчета электромагнитного поля в цилиндрическом теле. Если нагрузка находится в немагнитном состоянии, то можно воспользоваться классическими выражениями векторов поля через функции Бесселя, описывающими одномерное поле в цилиндре из однородного материала.

Для ферромагнитной загрузки целесообразно использовать приближенное решение, основанное на сохранении формы распределения модуля магнитной индукции по радиусу загрузки при изменении степени проявления поверхностного эффекта [2]. В этом случае

$$\dot{B}(r) = \begin{cases} \mu_0 \mu_e H_e \left(1 - \frac{R-r}{x_m}\right)^{\beta} & \text{при } (R-x_m) < r < R; \\ 0 & \text{при } 0 < r < (R-x_m), \end{cases} \quad (9)$$

где коэффициент изменения фазы магнитной индукции

$$\beta = 2 \sqrt{\frac{2 + x_m/R}{4 - x_m/R}}. \quad (10)$$

Степень проявлений поверхностного эффекта в ферромагнитном цилиндре характеризуется глубиной проникновения

$\Delta_e = 1/\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_e \gamma}$ и отношением

$$\frac{x_m}{R} = 2 \left(1 - \sqrt{1 - 1,4775 \frac{\Delta_e}{R}}\right), \quad (11)$$

где f — частота поля; γ — электропроводность материала загрузки.

Собственное сопротивление загрузки, входящее в систему (1), в данном случае вычисляется по формуле

$$Z_T = \frac{2\pi R (2 + j\beta)}{a_t \gamma x_m}. \quad (12)$$

Из (6) и (9) находим, что комплексная индуктивная связь индуктора с ферромагнитной нагрузкой

$$\left. \begin{aligned} \text{Re } \dot{M}_{н.т} &= M_{н.т}(R) + \mu_e \int_0^{2\pi} \cos y \frac{\partial}{\partial y} M_{н.т}(y) dy; \\ \text{Im } \dot{M}_{н.т} &= -\mu_e \int_0^{2\pi} \sin y \frac{\partial}{\partial y} M_{н.т}(y) dy, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $y = -\beta \ln \left(1 - \frac{R-r}{x_m} \right)$.

Если удельное электрическое сопротивление материала изменяется по радиусу загрузки в значительных пределах, что особенно характерно для промежуточного режима нагрева, то функция $\dot{B}(r)$ не имеет аналитического выражения и ее приходится находить численным методом.

Магнитную индукцию нормируем к величине $\mu_0 H_e$. Вводим относительную величину

$$\dot{u} = \frac{\dot{B}}{\mu_0 H_e} = \frac{B' - jB''}{\mu_0 H_e} = u_1 - ju_2,$$

где B' , B'' — вещественная и мнимая компоненты магнитной индукции.

С помощью формулы (6) находим:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re} \dot{M}_{n,t} &= M_{n,t}(R) - \int_0^R u_1(r) \frac{\partial}{\partial r} M_{n,t}(r) dr; \\ \operatorname{Im} \dot{M}_{n,t} &= \int_0^R u_2(r) \frac{\partial}{\partial r} M_{n,t}(r) dr. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Функции $u_1(r)$ и $u_2(r)$ находятся из численного решения задачи расчета одномерного электромагнитного поля при граничных условиях: $u_1(R) = \mu_e$, $u_2(R) = 0$; на оси загрузки при $r=0$ действуют условия симметрии: $du_1/dr = 0$ и $du_2/dr = 0$.

Если электромагнитные свойства загрузки меняются по направлению оси индуктора, что характерно для нагревателей непрерывно-последовательного действия, то усреднение напряженности магнитного поля по всей длине загрузки является слишком грубым допущением. Учет изменения напряженности поля вдоль оси индуктора достигается дискретизацией загрузки по длине на ряд коротких участков, имеющих форму плоских дисков. На боковой поверхности каждого диска существует свое значение осевой компоненты напряженности магнитного поля H_k .

Формулы (2)–(4), определяющие понятие комплексной индуктивной связи, справедливы для любого осесимметричного поля, имеющего как одну осевую компоненту напряженности магнитного поля, так и обе компоненты — осевую и радиальную. При наличии обеих компонент магнитного поля в формулу (4) следует подставить

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \frac{\partial \dot{B}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{B}_z}{\partial r}.$$

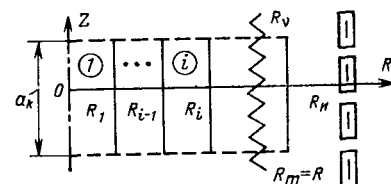
Тогда в (5) и (6) появится добавочный отрицательный член, имеющий следующий вид:

$$- \frac{1}{\mu_0 H_e} \int_0^R \frac{\partial \dot{B}_r}{\partial z} M_{n,t}(r) dr,$$

где $\dot{B}_r$ — радиальная компонента вектора магнитной индукции.

Так как обе компоненты магнитного поля учитываются при расчете комплексной индуктивной связи, то загрузку индуктора можно разбивать на достаточно крупные элементы. Для введения в алгоритм расчета значений напряженности поля в торцах загрузки необходима дополнительная дискретизация по ради-

Разбиение участка загрузки по радиальной координате на кольцевые слои.



альной координате двух крайних дисков, выходящих на торцы загрузки. Эти диски оказываются разделенными на компланарные кольца прямоугольного сечения.

Если вся загрузка индуктора разделена на N элементов, то электромагнитное поле индукционного нагревателя описывается системой из $N+1$ уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= (Z_n + j\omega L_n) \dot{I} - j\omega \sum_{k=1}^N a_k \dot{H}_k \dot{M}_{nk}; \\ 0 &= -j\omega M_{vn} \dot{I} + a_v \dot{H}_v Z_v + j\omega \sum_{k=1}^N a_k \dot{H}_k \dot{M}_{vk}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

($v = 1, 2, \dots, N$)

При разделении загрузки на n дисков, из которых два крайних разделены на m кольцевых слоев каждый, $N = n + 2m - 2$. Разделение k -го диска загрузки на кольцевые слои показано на рисунке. Внешний радиус загрузки обозначен $R_m = R$. Цилиндрическая поверхность радиуса R_v может совпадать с любой границей раздела слоев в своем диске или в любом другом, а также может совпадать с поверхностью всей загрузки ($v = m$) и с поверхностью индуктора ($v = u$).

Комплексная индуктивная связь между фиксированной поверхностью R_v и i -м кольцевым слоем

$$\begin{aligned} \dot{M}_{vi} &= M_{vi}(R_i) - M_{vi}(R_{i-1}) - \frac{\dot{H}_{i-1}}{\dot{H}_i} - \\ &- \frac{1}{\mu_0 \dot{H}_i} \int_{R_{i-1}}^{R_i} \left(\dot{B}_{iz} \frac{\partial}{\partial r} M_{vi}(r) + \frac{\partial \dot{B}_{ir}}{\partial z} M_{vi}(r) \right) dr, \end{aligned} \quad (16)$$

где $M_{vi}(r)$ — коэффициент взаимной индукции между поверхностью R_v и соленоидом радиусом r , принадлежащим i -му слою. Для первого слоя ($i=1$), имеющего форму сплошного цилиндра ($R_{i-1} = R_0 = 0$) формула (16) совпадает по структуре с (6).

Сопротивление кольцевого слоя, входящее в систему (15),

$$Z_v = \frac{2\pi R_v}{a_v} \frac{\dot{E}_v}{\dot{H}_v} \quad (17)$$

Алгоритм решения двумерной задачи имеет следующий вид. Исходя из начального значения напряженности магнитного поля $H_e = U/\omega\mu_0 - \pi(R_n^2 - R^2)\omega$, где U — напряжение; ω — число витков индуктора и, зная приближенные значения сопротивлений единичных квадратов поверхности загрузки $z_0 = \sqrt{2} \gamma \Delta$ для немагнитной части и $z_0 = 1,7/\gamma \Delta_e$ для магнитной части, находим напряженность электрического поля на поверхности загрузки $E_e = z_0 H_e$. На торцевых поверхностях загрузки в качестве исходного приближения принимаем линейное распределение электрического поля $E = E_e r/R$.

Далее, зная распределение электрического поля по всей поверхности загрузки, решаем внутреннюю зада-

Магнитный повторитель для измерения токов в линиях электропередачи высокого напряжения

МЕЕРОВИЧ Э. А., КАРАБАЕВ Г. Х., БАРЫШЕВ В. И.

ЭНИИ

Вопрос о применении магниточувствительных элементов (МЭ), выполненных в виде прямых ферритовых стержней с зазорами, в которых размещены гальваномагнитные преобразователи Холла, для целей измерения токов в линиях передач высокого напряжения рассмотрен в [1]. Такие МЭ, по существу являющиеся магнитными зондами, могут быть использованы как для измерения токов в отдельных проводах ВЛ, так и в волновых каналах. Для этого их объединяют в группы, причем входные сигналы отдельных МЭ суммируются [1 и 2]. Соединяя МЭ в группы, не только избавляются от помех соседних фаз, но и добиваются выделения заданного сигнала, например из токов прямой и нулевой последовательностей.

Допустимый частотный диапазон МЭ весьма широк, что обеспечивает универсальность их применения: для исследования волновых процессов ВЛ, при испытаниях высоковольтной аппаратуры, для целей линейной автоматики и т. д.

Однако при использовании как МЭ, так и других устройств дистанционного измерения токов ВЛ (так называемые оптико-электронные и магнитные трансформаторы тока и т. д.) вместо измерительных трансформаторов обычного типа, возникают трудности вследствие особых требований, предъявляемых релейной автоматикой к токонизмерительным устройствам в отношении линейности измерения в пределах возможной кратности измеряемого тока, а также величины их выходной мощности [3].

Магнитный повторитель [4], как и описанные ранее МЭ, свободен от ряда недостатков, характерных для трансформаторов тока высокого напряжения. Погрешности магнитного повторителя (МП) не увеличивается при изменении токов переходных процессов, как это имеет место в особенности при измерении каскадными трансформаторами тока на ВЛ [1]. Выходная мощность МП соответствует требованиям линейной автоматики и может быть значительно увеличена путем использования в одном аппарате нескольких преобразователей Холла. Дополнительным преимуществом МП является отсутствие температурной погрешности, которая имеет место при абсолютных измерениях с использованием гальваномагнитных преобразователей Холла и которую приходится компенсировать с помощью специальных методов; МП работает на компенсационном принципе.

Конструктивно МП выполнен на интегральных схемах и дискретных полупроводниковых приборах. Допустимый спектральный состав измеряемых токов составляет примерно 10 кГц; однако и при таком ограничении он выгодно отличается от изме-

стных трансформаторов тока. Для измерения аварийных токов такая характеристика вполне достаточна, так как диапазон частот переходных процессов при авариях ВЛ не превосходит этот предел.

Здесь МП обладает ограничением по сравнению с МЭ, основанным на абсолютном принципе измерения и работающим в значительно более широком частотном диапазоне [1]. Компенсационный метод, используемый в МП, требует введения дополнительных цепей, что ограничивает верхний предел передаваемых частот.

Магнитная система МП содержит две пары полюсов: одна — для усиления (концентрации) внешнего магнитного поля (поля измеряемых токов) H_{0d} ; другая служит сердечником для катушки компенсации.

Полюсы расположены взаимно перпендикулярно (рис. 1). Первая пара полюсов, расположенная вдоль оси $d-d$, служит для значительного усиления действующей по этому направлению составляющей внешнего поля.

Магнитная система расщеплена зазором малой толщины, в центральной части которого располагается пластина гальваномагнитного преобразователя Холла. Зазор ориентируется по диагонали крестообразной системы полюсов. Во всем остальном система симметрична относительно взаимно перпендикулярных плоскостей, проходящих через оси $d-d$ и $q-q$ перпендикулярно к плоскости чертежа.

Полюсы МП изготавливаются из магнитомягкого материала высокой магнитной проницаемости. Требование линейности к материалу не предъявляется, однако он должен быть свободен от остаточного намагничивания. Магнитная система МП в пределах действующих в ней полей и частот должна быть свободна от вихревых токов.

Внешнее магнитное поле H_{0d} предполагается первоначально однородным. Однако, когда в нем размещается указанная система полюсов, оно искажается. Внутри зазора возбуждается поле

$H_{\lambda i}$. Линии вектора $\vec{H}_{\lambda i}$ располагаются внутри зазора вследствие малости его толщины и высокой магнитной проницаемости материала, из которого изготовлены полюсы, перпендикулярно к плоскостям, ограничивающим зазор.

Отношение $H_{\lambda i}/H_{0d} = K_{yi}$ назовем коэффициентом усиления измеряемого поля. Эта величина характерна для конкретного МП

чу расчета электромагнитного поля конечно-разностным методом или привлекая известные аналитические решения. Находим напряженности H_i , E_i и вычисляем комплексные индуктивные связи и сопротивления по формулам (16) и (17). Отдельно фиксируем в памяти сопротивление единичных квадратов z_{0i} .

Путем решения алгебраической системы уравнений (15) решаем внешнюю электрическую задачу и находим новые значения H_i . Далее опять вычисляем $E_i = z_{0i} H_i$ и повторяем решение внутренней задачи для очередной итерации. Циклы вычислений повторяются до совпадения результатов решений внешней и внутренней электрических задач.

Предложенный алгоритм расчета реализован в виде программы, позволяющей находить распределение напряженности магнитного поля по поверхности цилиндрического тела из магнитной стали, плотности внутренних источников тепла и эквивалентные сопротивления индуктора. В программе допускается произвольное соотношение длин индуктора и загрузки; разбиение загрузки производится только по осевой коор-

динате, число разбиений не превышает 100. Для вычисления комплексных индуктивных связей использована формула (13), поэтому удельное сопротивление стали принято постоянным или изменяющимся только по осевой координате. Исходными для расчета являются данные об электромагнитных свойствах стали, напряжение на индукторе, число витков и частота. При допустимой погрешности вычислений 2% по величине напряженности магнитного поля число вычислительных циклов не превышает четырех. Программа может быть использована для исследования структуры электромагнитного поля в ферромагнитном цилиндре и для проектирования индукционных нагревателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карпенкова О. И., Павлов Н. А. Применение комплексных индуктивных связей для расчета параметров индуктора с нелинейной нагрузкой. — Электричество, 1977, № 10.
2. Павлов Н. А. Расчет индукторов для нагрева ферромагнитных цилиндрических тел. — Электричество, 1980, № 1.

и зависит от его конструктивных особенностей: отношения длины полюсов к их диаметру l/d , толщины зазора λ , магнитной проницаемости материала.

Система полюсов $q-q$ слабо чувствительна к внешнему магнитному полю, вследствие того, что их длина намного меньше, чем у системы $d-d$.

Влияние полюсов $q-q$ на поле в центральной части зазора показано зависимостью сигнала гальваномангнитного преобразователя Холла U от угла поворота в плоскости чертежа рис. 1. Такая зависимость для магнитной системы с магнитной проницаемостью феррита 2000, сечением 2×2 см, длиной по оси $d-d$ 16 см, по оси $q-q$ 6 см приведена на рис. 2. Эта кривая весьма близка к зависимости вида $A \cos(\alpha - 10^\circ)$, где A — постоянная.

Однако, если магнитную систему вращать в плоскости, перпендикулярной к плоскости чертежа рис. 1, вокруг оси $q-q$, то входной сигнал будет меняться по закону $A \cos \alpha$. При этом измеряется проекция вектора напряженности магнитного поля на ось; т. е. методика, разработанная для определения координат и ориентации в пространстве МЭ с целью измерения токов ВЛ или линейных комбинаций этих токов [1], полностью подходит для измерения этих токов с помощью МП.

Полюса $q-q$ предназначены для размещения на них мало-витковых катушек компенсации и создания в зазоре поля $H_{\lambda k}$, направленного против поля $H_{\lambda i}$. Система катушек компенсации включена в цепь автоматического слежения за полем $H_{\lambda i}$ так,

чтобы результирующее магнитное поле в зазоре равнялось нулю. Этого удается достигнуть путем введения в цепь обратной связи системы автоматического слежения за э. д. с. Холла, равенство которой нулю достигается при взаимной компенсации полей в центральной части зазора.

Поскольку $H_{\lambda i}$ — однозначная функция тока компенсационной

катушки i_k , именно этот ток служит мерой измерения поля H_{0d} в момент компенсации.

В свою очередь H_{0d} определяется током в проводах ВЛ. Выходной величиной у МП является ток катушки компенсации i_k , и система измерения подобна измерениям с помощью обычных трансформаторов тока. Система $q-q$ регулируется независимо от системы $d-d$ так, чтобы выходной ток i_k соответствовал требуемому значению при заданных значениях измеряемых токов.

Конструкция МП определяется условием работы прибора в открытых распределительных устройствах. В ней широко использованы решения, оправдавшие себя при создании МЭ [2]. Корпус прибора выполнен в виде двух механически соединенных коробчатых кожухов, изготовленных из тонкого алюминиевого листа. В одном из кожухов помещается магнитная система МП, в другом — блок автоматического слежения. Оба кожуха влагонепроницаемы и находятся под потенциалом земли, что исключает электростатическую наводку. Кожух магнитной системы МП может плавно поворачиваться вокруг оси $q-q$ (с фиксированием положения) на угол 360° , что обеспечивает необходимую ориентацию оси $d-d$ концентратора поля МП в данной системе координат [1].

Для реализации компенсационного принципа, заложенного в основу работы МП, была создана система автоматического слежения за величиной и фазой э. д. с. Холла гальваномангнитного преобразователя. Система автоматического слежения (см. структурную схему на рис. 3) работает следующим образом: э. д. с. Холла через высокочувствительный каскад маломощного усилителя напряжения УН подается на блок слежения БС, который получает информацию о величинах и полярностях как э. д. с. Холла, так и тока i_k в компенсирующей катушке W ; сигнал от БС через усилитель мощности УМ подается на W , причем его запаздывание малой индуктивности W незначительно, и форма кривой тока i_k повторяет форму кривой измеряемого поля с большой точностью.

Секции компенсационной катушки W включены так, что магнитный поток измеряемого поля через пластину гальваномангнитного преобразователя Холла компенсируется потоком, возбуждаемым током i_k , а э. д. с. Холла в режиме компенсации близка к нулю, или, точнее, не превышает порога чувствительности электронной схемы по напряжению.

Электронная схема собрана на широко распространенных интегральных микросхемах и транзисторах. Ее частотные свойства позволяют усиливать и передавать по тракту сигналы с частотой от единиц герц до сотен килогерц. Однако частотные свойства следящей системы в целом определяются не усилительным трактом, а способностью блока БС поворачивать фазу выходного напряжения, чтобы скорректировать фазовое запазды-

Рис. 1

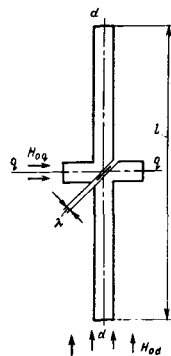


Рис. 2

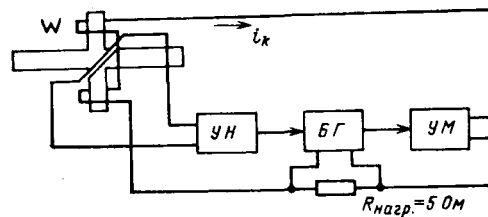
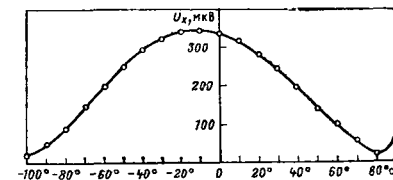


Рис. 3.

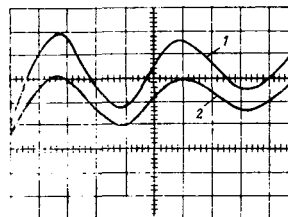


Рис. 4

вание тока компенсации i_k , которое максимально на высшей частоте рабочего диапазона. Естественно, что требования к БС можно понизить, уменьшая индуктивность компенсационной обмотки, но при этом для сохранения прежнего поля в поперечных участках магнитопровода потребуется увеличить компенсирующий ток, т. е. повысить требования к усилителю мощности. Компромиссное решение — установление верхнего предела рабочей частоты равным 10 кГц. Нижний предел частот следящей системы не выражен явным образом.

Компенсационный принцип измерения позволяет отказаться от требования стабильности коэффициента усиления тракта, что очень важно для обеспечения термостабильности устройства.

Работоспособность МП определялась как в лабораторных, так и в эксплуатационных условиях. В лаборатории однородное магнитное поле получено с помощью катушки соленоида, в которую и помещался прибор. Экспериментальное исследование фазо-частотной, амплитудно-частотной и амплитудной характеристик МП для частот от 0,02 до 10 кГц показали:

сдвиг по фазе между выходным i_k и входным H_{0d} сигналами составляет не более 5° , что не превышает точности проведенных измерений.

Амплитуда тока компенсирующей катушки МП не зависит от частоты и линейно зависит от амплитуды измеряемого поля при изменении последнего в пределах от 0 до 260 А/м. При больших значениях начинается насыщение оконечного усилителя мощности следящей системы.

Способность МП передавать информацию о кривой поля переходного процесса в лабораторных условиях определялась путем регистрации тока (поля), возбуждаемого в катушке соленоида при разряде на нее конденсатора. На рис. 4 (цена деления 50 мкс) приведена оциллограмма такого эксперимента. Здесь кривая 1 — ток в катушке соленоида, регистрировавшийся с помощью высокочастотного шунта, включенного последовательно с обмоткой соленоида, кривая 2 — ток компенсирующей катушки МП.

Схема эксперимента по измерению токов переходного процесса в условиях подстанции приведена на рис. 5. На рис. 6 (цена деления 2,5 мкс) приведена оциллограмма тока вторичной обмотки сварочного трансформатора при его включении на короткозамкнутую шину.

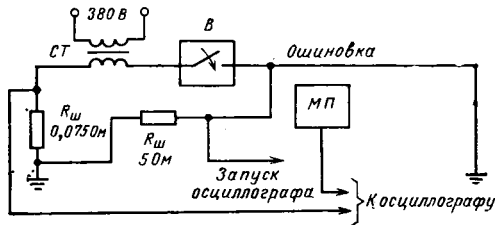


Рис. 5

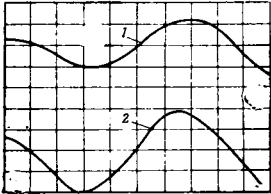


Рис. 6

Из осциллограмм на рис. 4 и 6 видно, что форма кривой тока компенсирующей катушки МП в соответствующем масштабе точно воспроизводит форму кривой тока переходного процесса.

При создании МП ориентировочными параметрами блока автоматического слежения являлись номинальные вторичный ток и сопро-

тивление (нагрузка) трансформатора тока, равные соответственно 0,1 А и 5 Ом. Поэтому номинальная нагрузка, включаемая последовательно с компенсирующей катушкой, составляет приблизительно 5 Ом, а частотные свойства следящей системы полностью сохраняются при изменении нагрузки в пределах от 1 до 8 Ом. Поскольку напряженность магнитного поля в местах размещения датчиков при протекании в линии номинального тока составляет 10 А/м [1], значения номинального тока компенсирующей катушки лежат в пределах от 0,1 до 0,15 А.

Ток компенсирующей катушки в пределах от 0 до 3,2 А линейно зависит от амплитуды измеряемого поля. Следовательно, следящая система обеспечивает линейность измерения при кратности максимального тока линии относительно номинального, равной 20—30. В настоящей статье приведены параметры опытного образца. Однако, как видно из конструкции прибора, эти параметры легко изменить в соответствии с требованиями автоматики и релейной защиты. В частности, может быть увеличена выходная мощность.

Как было отмечено, методика определения координат и ориентации в пространстве МЭ с целью измерения токов линии, либо линейных комбинаций этих токов, полностью подходит для измерения токов ВЛ с помощью МП. Поэтому погрешности измерения МП, обусловленные смещением проводов и изменением их стрелы провеса под действием ветра и температуры окружающей среды, а также влиянием токов в земле и в соседних ВЛ, остаются такими же, как и в случае измерения токов линии с помощью дистанционных МЭ [1].

При изменении температуры окружающей среды в пределах от 0 до 50°C погрешность, как показали измерения, от изменения магнитной проницаемости концентратора и постоянной Холла гальваномангнитного преобразователя в силу компенсационного принципа работы прибора, не превышает 3%, что не выходит за пределы точности измерений.

Выводы. 1. Благодаря компенсационному принципу, заложенному в основу работы МП, последний обладает значительным диапазоном линейного измерения, большей по сравнению с МЭ помехоустойчивостью, а точность при измерении поля практически не зависит от температуры окружающей среды.

2. Устройство дистанционного измерения токов ВЛ на основе МП позволяет точно и безынерционно передавать кривую измеряемого тока в частотном диапазоне от 0,02 до 10 кГц.

3. Информация об измеряемом токе выдается МП в аналоговой форме в виде тока достаточно большой величины. Поэтому устройства релейной автоматики, рассчитанные на подключение к трансформаторам тока, могут непосредственно присоединяться к выходным цепям МП при условии соответствующего согласования параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Измерение токов линий высшего напряжения по их магнитным полям/ Э. А. Меерович, П. А. Назаров, Г. Х. Карабаев. Б. Г. Кокуркин. — Электричество, 1980, № 7.
2. А. с. 230964 (СССР). Способ суммирования выходного напряжения с датчиком Холла/ Э. А. Меерович, Л. И. Андриевская. Оpubл. в Б. И., 1968, № 35.
3. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. — М.: Энергия, 1976.
4. А. с. 798602 (СССР). Устройство для измерения токов в ЛЭП сверхвысокого напряжения/ Э. А. Меерович, Г. Х. Карабаев, В. И. Барышев. Оpubл. в Б. И., 1981, № 3.

[16.12.81]

УДК 621.317.333:621.316.1

Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью

ЦАПЕНКО Е. Ф., СЛУЧЕВСКИЙ Ю. Н., ЧУЧЕЛОВ Д. Н.

Московский горный институт

Для определения активных сопротивлений изоляции отдельных фаз и емкости относительно земли в сетях с изолированной нейтралью напряжением до 1000 В обычно пользуются данными, полученными в результате измерений различными фазочувствительными приборами. Однако такие приборы, как правило, обладают значительными погрешностями, низким внутренним сопротивлением и требуют относительно большого времени измерения.

С этой точки зрения метод определения параметров изоляции по данным измерений обычными высокоомными вольтметрами является весьма перспективным.

Рассмотрим трехфазную сеть (рис. 1). Любое состояние такой сети при заданных направлениях векторов напряжений можно отразить на диаграмме (рис. 2). Найдем выражения для расчета напряжений $\vec{U}_A$, $\vec{U}_B$, $\vec{U}_C$ по показаниям вольтметра V . Для этого сначала определим координаты вектора $\vec{U}_N$ — x и y . Координаты $\vec{U}_N$ находятся из уравнений окружностей в точке B с радиусом U_B и в точке C с радиусом U_C :

$$y = \frac{U_B^2 - U_C^2}{2\sqrt{3}U_\phi}; \quad (1)$$

$$x = \frac{1}{2\sqrt{3}U_\phi} \sqrt{6U_\phi^2(U_C^2 + U_B^2) - (U_B^2 - U_C^2)^2 - 9U_\phi^4} - \frac{U_\phi}{2}, \quad (2)$$

где U_ϕ — фазное напряжение.

Тогда

$$\vec{U}_N = \left[\sqrt{U_C^2 - \left(\frac{U_B^2 - U_C^2}{2\sqrt{3}U_\phi} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_\phi \right)^2} - \frac{U_\phi}{2} \right] + j \left[\frac{U_B^2 - U_C^2}{2\sqrt{3}U_\phi} \right]. \quad (3)$$

Зная, что

$$\vec{U}_A = \vec{U}_\phi - \vec{U}_N; \quad \vec{U}_B = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) U_\phi - \vec{U}_N;$$

$$\vec{U}_C = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) U_\Phi - \vec{U}_N,$$

и полагая

$$U_i = a_i + jd_i, \quad (4)$$

где $i=A, B, C$, получим:

$$a_A = \frac{3}{2} U_\Phi - \sqrt{U_C^2 - \left(\frac{U_B^2 - U_C^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_\Phi \right)^2};$$

$$d_A = \frac{U_C^2 - U_B^2}{2\sqrt{3}U_\Phi}; \quad (5)$$

$$a_B = -\sqrt{U_C^2 - \left(\frac{U_B^2 - U_C^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_\Phi \right)^2};$$

$$d_B = \frac{U_C^2 - U_B^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_\Phi; \quad (6)$$

$$a_C = -\sqrt{U_C^2 - \left(\frac{U_B^2 - U_C^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_\Phi \right)^2};$$

$$d_C = \frac{U_C^2 - U_B^2}{2\sqrt{3}U_\Phi} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_\Phi. \quad (7)$$

Используя уравнение окружности с центром в точке A и с радиусом U_A ,

$$(x - U_\Phi)^2 + y^2 = U_A^2; \quad (8)$$

с учетом (1) и (2) найдем:

$$U_A = \sqrt{\frac{1}{2} [U_B^2 + U_C^2 + 3U_\Phi^2 - \sqrt{9U_\Phi^2 (2U_B^2 + 2U_C^2 - 3U_\Phi^2) - 3(U_B^2 - U_C^2)^2}]}. \quad (9)$$

Из выражения (9) видно, что нет необходимости в третьем измерении. Важно заметить, что система уравнений окружностей имеет два решения, симметричных относительно прямой BC , соединяющей центры данных окружностей. Приведенные выкладки относятся к решению, находящемуся справа от прямой BC .

Электрическую цепь рис. 1 можно описать двумя комплексными, независимыми уравнениями в соответствии с 1-м законом Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} \vec{U}_A Y_A + \vec{U}_B Y_B + \vec{U}_C Y_C &= 0; \\ \vec{U}'_A Y_A + \vec{U}'_B Y_B + \vec{U}'_C Y_C &= -\vec{U}'_A Y_d. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Первое уравнение системы (10) отражает исходное состояние цепи (переключатель $П1$ в положении 0), а второе относится к моменту, когда к одной из фаз (фаза A) подключено добавочное сопротивление r_d (переключатель $П1$ в положении 1).

Преобразуем систему комплексных уравнений (10) в алгебраическую с учетом (4):

$$\left. \begin{aligned} a_A g_A + a_B g_B + a_C g_C - d_A b_A - d_B b_B - d_C b_C &= 0; \\ d_A g_A + d_B g_B + d_C g_C + a_A b_A + a_B b_B + a_C b_C &= 0; \\ a'_A g_A + a'_B g_B + a'_C g_C - d'_A b_A - d'_B b_B - d'_C b_C &= \\ &= -\frac{1}{r_d} a'_A; \\ d'_A g_A + d'_B g_B + d'_C g_C + a'_A b_A + a'_B b_B + a'_C b_C &= \\ &= -\frac{1}{r_d} d'_A. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Для сетей напряжением до 1000 В характерна незначительная несимметрия емкостных проводимостей изоляции фаз относительно земли. Поэтому практически считают $C_A = C_B = C_C = C$. В то же время несимметрия активных проводимостей изоляции

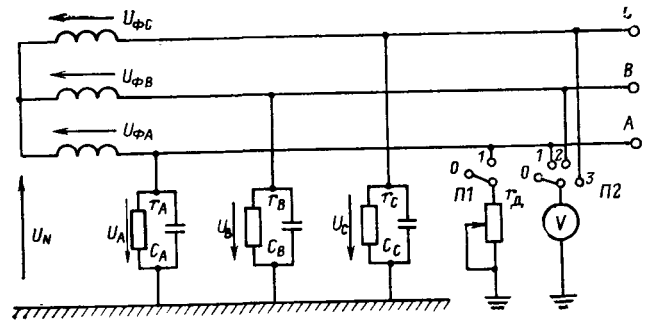


Рис. 1

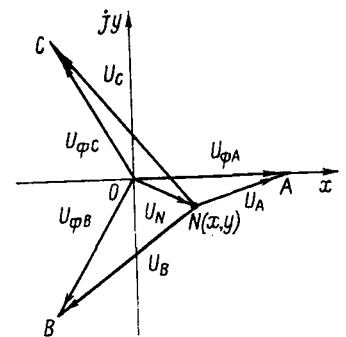


Рис. 2

фаз относительно земли выражена более резко и может колебаться в широких пределах.

Для указанных условий

$$\left. \begin{aligned} a_A g_A + a_B g_B + a_C g_C - (d_A + d_B + d_C) b &= 0; \\ d_A g_A + d_B g_B + d_C g_C + (a_A + a_B + a_C) b &= 0; \\ a'_A g_A + a'_B g_B + a'_C g_C - (d'_A + d'_B + d'_C) b &= \\ &= -\frac{1}{r_d} a'_A; \\ d'_A g_A + d'_B g_B + d'_C g_C + (a'_A + a'_B + a'_C) b &= \\ &= -\frac{1}{r_d} d'_A. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Решив (12), найдем

$$r_A = \frac{1}{g_A}; \quad r_B = \frac{1}{g_B}; \quad r_C = \frac{1}{g_C}; \quad C = \frac{b}{\omega}. \quad (13)$$

Для сетей 6—35 кВ, наоборот, незначительна несимметрия активных проводимостей изоляции фаз относительно земли и более резко выражена несимметрия емкостных проводимостей. Поэтому при расчетах полагают $C_A \neq C_B \neq C_C$. Для таких сетей

$$\left. \begin{aligned} (a_A + a_B + a_C) g - d_A b_A - d_B b_B - d_C b_C &= 0; \\ (d_A + d_B + d_C) g + a_A b_A + a_B b_B + a_C b_C &= 0; \\ (a'_A + a'_B + a'_C) g - d'_A b_A - d'_B b_B - d'_C b_C &= \\ &= -\frac{1}{r_d} a'_A; \\ (d'_A + d'_B + d'_C) g + a'_A b_A + a'_B b_B + a'_C b_C &= \\ &= -\frac{1}{r_d} d'_A. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

искомые параметры:

$$r = \frac{1}{g}; \quad C_A = \frac{b}{\omega}; \quad C_B = \frac{b_B}{\omega}; \quad C_C = \frac{b_C}{\omega}. \quad (15)$$

Таким образом, параметры изоляции можно определить по измерениям вольтметром V (рис. 1) напряжений U_B , U_C , U'_B , U'_C . Расчет целесообразно вести на ЦВМ.

Рекомендуемый порядок измерений и расчета для сети напряжением до 1000 В.

1. Переключатель $П1$ ставим в положение 0 , переключатель $П2$ — в положения $1, 2, 3$. Измеряем U_A , U_B , U_C .

2. Если оказалось, что $U_A > 1,5 U_{\phi}$, производится переметка фаз при сохранении последовательности их чередования и снова измеряются U_B и U_C .

3. Переключатель $П1$ переводим в положение 1, переключатель $П2$ — в положения 2, 3. Вращением ручки потенциометра r_d добиваемся такого значения U'_B и U'_C , чтобы их разность с U_B и U_C составляла не менее 20%.

4. По измеренным U_B , U_C , U'_B , U'_C и известному r_d рассчитываем параметры изоляции.

В сети напряжением выше 1000 В могут быть использованы показания вольтметров контроля изоляции.

Изложенный метод можно рекомендовать для применения в сетях с изолированной нейтралью.

[20.11.81]

УДК 621.313.333.012.001.24

Характеристики асинхронного двигателя с массивным ротором при частотном управлении

ГАЙТОВ Б. Х., СЕМЕНКО Л. П., кандидаты техн. наук
Краснодарский политехнический институт

В настоящее время в литературе отсутствуют сведения по расчету механических характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором (АДМР) при частотном управлении, а имеющиеся данные по расчету характеристик асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗ) [1 и др.] не могут быть использованы в случае АДМР из-за специфики последнего. В [2—4] исследуются характеристики АДМР при неизменных значениях частоты и питающего напряжения.

В данной статье сделана попытка получить соотношения для построения статических механических и скоростных характеристик АДМР при частотном управлении с учетом насыщения материала ротора.

Значимость искомых соотношений определяется тем, что они, характеризуя наиболее общий случай работы АДМР ($U_1 = \text{var}$; $f_1 = \text{var}$; $\mu = f(H)$), естественно, могут быть использованы в различных частных случаях: при постоянстве частоты или значения питающего напряжения, при различных способах аппроксимации кривой намагничивания материала ротора $B(H)$.

Параметры схемы замещения АДМР при частотном управлении:

$$\left. \begin{aligned} Z &= R_1 + j\alpha x_1; \quad Z'_2 = R'_2 (1 + j0,6); \\ Z_{\mu} &= R_{\mu} + j\alpha x_{\mu}; \\ R'_2 &= k_{\text{пр}} k_R k_T \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_j s}{2\gamma}} = R'_{20} \sqrt{\lambda_j I'_2 (n_j - 1)} \beta \\ \frac{R'_2}{s} &= \frac{R'_{20} \alpha}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\lambda_j I'_2 (n_j - 1)}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1H}} = \frac{\omega_1}{\omega_{1H}}; \quad \beta = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_{1H}}; \quad s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{\beta}{\alpha};$$

$$\omega = \omega_{1H} (\alpha - \beta); \quad R'_{20} = k_{\text{пр}} k_R k_T \sqrt{\frac{\omega_{1H} \mu_0}{2\gamma}};$$

$$\mu_j - \frac{B_j}{H} = \frac{k_j H^{n_j}}{H} = k_j (k_H I'_2)^{n_j - 1};$$

$$\lambda_j = \frac{k_j k_H^{n_j - 1}}{\mu_0}.$$

Учет реального насыщения ротора (R'_2 , Z'_2) производится с помощью аппроксимации кривой намагничивания материала ротора степенной функцией $B_j = k_j H^{n_j}$, где j — номер участка кривой $B(H)$ [4].

Подставив выражения (1) в общезвестные уравнения момента M и тока I'_2 схемы замещения двигателя, получим

$$M = \frac{3 I_2'^2 R'_{20} \sqrt{\lambda_j I'_2 (n_j - 1)}}{\omega_{1H} \sqrt{\beta}}; \quad (2)$$

$$I'_2 = \frac{\gamma U_{1H}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{\sigma R'_{20} \alpha}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\lambda_j I'_2 (n_j - 1)}\right)^2 + \left(\alpha x_1 + \frac{\sigma x'_{20} \alpha}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\lambda_j I'_2 (n_j - 1)}\right)^2}}, \quad (3)$$

где $\gamma = U_1 / U_{1H}$.
Обозначим

$$a = \frac{x'_{20}}{R'_2} = \frac{x'_{20}}{R'_{20}}; \quad b = \frac{R_1}{x_1}; \quad c = 1 + a^2. \quad (4)$$

Произведя некоторые преобразования (2) и (3) с учетом (4), получим уравнение, связывающее ток с абсолютным скольжением β , представленное в явном виде относительно β :

$$\beta = \lambda_j I_2'^2 (n_j - 1) \times \left\{ \frac{\sigma \alpha R'_{20} \left[(\alpha a + b) \pm \sqrt{(\alpha a + b)^2 + c \left[\left(\frac{\gamma U_{1H}}{x_1 I'_2} \right)^2 - (\alpha^2 + b^2)} \right]} \right]}{x_1 \left[\left(\frac{\gamma U_{1H}}{x_1 I'_2} \right)^2 - (\alpha^2 + b^2) \right]} \right\}^2. \quad (5)$$

Знак плюс относится к двигательному режиму работы, который в дальнейшем и рассматривается; знак минус — к генераторному режиму. Подстановка уравнения (5) в (2) дает выражение, связывающее момент с током:

$$M = \frac{3 I_2'^2 x_1 \left[\left(\frac{\gamma U_{1H}}{x_1 I'_2} \right)^2 - (\alpha^2 + b^2) \right]}{\omega_{1H} \sigma \alpha \left\{ (\alpha a + b) + \sqrt{(\alpha a + b)^2 + c \left[\left(\frac{\gamma U_{1H}}{x_1 I'_2} \right)^2 - (\alpha^2 + b^2)} \right]} \right\}}. \quad (6)$$

Полученные выражения (5) и (6) можно записать более компактно, вводя обозначения:

$$\left. \begin{aligned} d &= \alpha^2 + b^2; \\ e &= \alpha a + b; \\ g &= \sqrt{cd}; \\ h &= \sqrt{c/d}; \\ k &= \frac{e}{g} = \frac{e}{\sqrt{cd}}; \\ y &= \left(\frac{\gamma U_{1H}}{x_1 I'_2} \right)^2 - (\alpha^2 + b^2). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Тогда

$$\beta = \lambda_j I_2' (n_j - 1) \left[\frac{\sigma \alpha R'_{20} (e + \sqrt{e^2 + cy})}{x_1 y} \right]^2; \quad (8)$$

$$M = \frac{3 (\gamma U_{1H})^2}{x_1 \omega_{1H} \sigma \alpha} \frac{y}{(y + d) (e + \sqrt{e^2 + cy})} \quad (9)$$

Очевидно, что по уравнениям (5) и (6) с учетом (4) или (8) и (9), а также с учетом (4) и (7) могут быть построены механические и скоростные характеристики АДМР как при частотном управлении, так и без него при различных аппроксимациях кривой намагничивания стали ротора.

В частности, при гиперболической зависимости $\mu(H)$ (в дальнейшем «глубокого насыщения»):

$$n_j = 0; B = B_s = \text{const}; \mu_{\text{нас}} = \lambda_s I_2' (-1);$$

$$\frac{R'_{2\text{нас}}}{s} = \frac{R'_{20\alpha}}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\frac{\lambda_s}{I_2'}};$$

$$\beta_{\text{нас}} = \frac{\lambda_s}{I_2'} \left(\frac{\sigma \alpha R'_{20} (e + \sqrt{e^2 + cy})}{x_1 y} \right)^2. \quad (10)$$

При линейной аппроксимации $\mu(H)$ (в дальнейшем «отсутствия насыщения»):

$$n_j = 1; B = \mu H; \mu = \text{const}; \frac{R'_{2\text{ненас}}}{s} = \frac{R'_{20\alpha}}{\sqrt{\beta}} \sqrt{\mu};$$

$$\beta_{\text{ненас}} = \mu \left(\frac{\sigma \alpha R'_{20} (e + \sqrt{e^2 + cy})}{x_1 y} \right)^2. \quad (11)$$

Исследуем функцию $M(\beta)$ на максимум, считая α и γ независимыми от β параметрами. Для нахождения $\frac{dM}{d\beta} = \frac{\partial M}{\partial y} \frac{dy}{d\beta} = 0$

достаточно получить $\frac{dM}{dy} = 0$, так как $y = \varphi [I_2'(\beta)]$ — монотонная функция β .

Вычисление $\frac{dM}{dy} = 0$ приводит к выражению

$$y_{\text{кр}} = d + 2e \sqrt{\frac{d}{c}}. \quad (12)$$

Получаемые при расчете $y_{\text{кр}}$ еще три корня не имеют физического смысла и в дальнейшем не учитываются. Подстановка уравнения (12) в последнее выражение (7), затем в уравнения (8) и (9) позволяет получить выражения для определения критического момента $M_{\text{кр}}$ и соответствующих ему значений тока $I'_{2\text{кр}}$ и абсолютного скольжения $\beta_{\text{кр}}$. Общий вид этих выражений

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{кр}} &= \frac{3 (\gamma U_{1H})^2}{2 \omega_{1H} \sigma \alpha x_1 (g + e)}; \\ I'_{2\text{кр}} &= \frac{\gamma U_{1H}}{\sqrt{2} x_1} \sqrt{\frac{h}{g + e}}; \\ \beta_{\text{кр}} &= \lambda_{\text{кр}} I_{2\text{кр}}' (n_{\text{кр}} - 1) \left(\frac{\sigma \alpha R'_{20} h}{x_1} \right)^2; \\ \beta_{\text{кр.нас}} &= \frac{\lambda_s}{I'_{2\text{кр}}} \left(\frac{\sigma \alpha R'_{20} h}{x_1} \right)^2; \\ \beta_{\text{кр.ненас}} &= \mu \left(\frac{\sigma \alpha R'_{20} h}{x_1} \right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

С учетом (7)

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{кр}} &= \frac{3 (\gamma U_{1H})^2}{2 \omega_{1H} \sigma \alpha x_1 [\sqrt{c(\alpha^2 + b^2)} + (\alpha a + b)]}; \\ I'_{2\text{кр}} &= \frac{\gamma U_{1H}}{\sqrt{2} x_1 \sqrt{(\alpha a + b) + \sqrt{c(\alpha^2 + b^2)}}} \times \\ &\times \sqrt{\frac{c}{(\alpha^2 + b^2)}}; \\ \beta_{\text{кр}} &= \lambda_{\text{кр}} I_{2\text{кр}}' (n_{\text{кр}} - 1) \frac{c}{\alpha^2 + b^2} \left(\frac{\sigma \alpha R'_{20}}{x_1} \right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

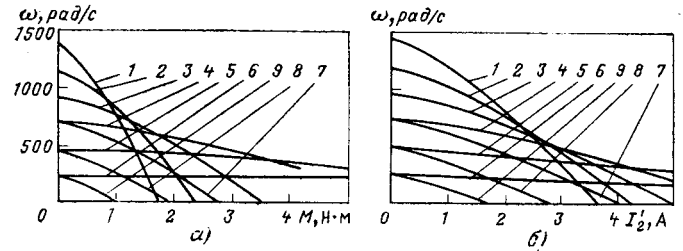


Рис. 1. Механические (а) и скоростные (б) характеристики: 1 — $\alpha = 1,5$; 2 — 1,25; 3 — 1; 4 — 0,75; 5 — 0,5; 6 — 0,25 (1–6 — $\gamma = 1$); 7 — $\alpha = 0,75$, $\gamma = 0,75$; 8 — $\alpha = 0,5$; $\gamma = 0,5$; 9 — $\alpha = 0,25$, $\gamma = 0,25$

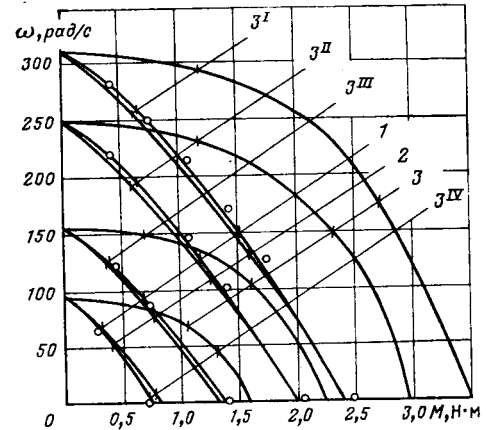


Рис. 2. Механические характеристики двигателя АОЛ 22-2: 3I — $\alpha = \gamma = 1$; 3II — $\alpha = \gamma = 0,8$; 3III — $\alpha = 0,5$; 3IV — $\alpha = \gamma = 0,3$; кривые 1 построены с использованием степенной аппроксимации $B(H)$ при $j = 4$; кривые 2 — при $n_j = 0$, $B = B_s |_{H_{\text{кр}}} = k_H I'_{2\text{кр}} = \text{const}$ — глубокое насыщение; 3 — $n_j = 1$; $B = \mu H$, где $\mu = B |_{H_{\text{кр}}} / H_{\text{кр}} = \text{const}$ — линейная аппроксимация $B(H)$; точками показаны экспериментальные данные

Используя выражения (8) и (9), а также (13), можно получить уравнения относительных (относительно критических) значений момента и скольжения в функции тока:

$$\left. \begin{aligned} M_* &= \frac{[2(k+1) - I_{2*}'^2] I_{2*}'}{k I_{2*}'^2 + \sqrt{(k^2 - 1) I_{2*}'^2 + 2(k+1)}}; \\ \beta_* &= \frac{\lambda_j I_2' (n_j + 1)}{\lambda_{\text{кр}} I_{2\text{кр}}' (n_{\text{кр}} + 1)} \times \\ &\times \frac{[k I_{2*}'^2 + \sqrt{(k^2 - 1) I_{2*}'^2 + 2(k+1)}]^2}{[2(k+1) - I_{2*}'^2]^2}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где

$$M_* = M / M_{\text{кр}}; I_{2*}' = I_2' / I_{2\text{кр}}'; \beta_* = \beta / \beta_{\text{кр}}.$$

Вид уравнений (15) совпадает с уравнениями (6) и (7) из [4], полученными в условиях отсутствия частотного управления, а значит, справедливыми являются и значительно более простые уравнения (11)–(16) [4] для частных случаев: «глубокого насыщения» — $M_*(I_{2*}')$ и $s_*(I_{2*}')$, а также при условии $k = 1$ — $M_*(s_*)$, $I_{2*}'(s_*)$. Необходимо лишь иметь в виду различия в обозначениях d , e , y , s_* в [4] и d , e , y , β_* в данной статье в связи с частотным управлением.

Нетрудно убедиться в том, что уравнения (15) при отсутствии насыщения ротора и частотного управления могут быть представлены в виде выражения $M_*(s_*)$ из [3]. На рис. 1 показаны рассчитанные по полученным уравнениям механические и скоростные характеристики двигателя-сепаратора (в качестве ротора двигателя используется массивный барабан сепаратора, выполненный из стали 45), имеющего следующие данные: $U_{1H} =$

Расчет вентильных преобразователей по частотным характеристикам линейной части схемы

ГЕЛЬМАН М. В., канд. техн. наук
Челябинский политехнический институт

В режиме прерывистого тока работает ряд вентильных преобразователей: резонансные автономные инверторы с удвоением и без удвоения частоты, с обратными диодами и без них [1], преобразователи переменного напряжения, регулируемые индуктивно-емкостные стабилизаторы тока, выпрямители с емкостным входом фильтра и др. Установившиеся процессы в таких преобразователях определяются частотными характеристиками линейной части схемы при фиксированных частотах, равных частоте управления и ее высшим гармоникам [2 и 3]. В [4] было предложено для расчета установившихся режимов резонансных автономных инверторов использовать универсальные номограммы, связывающие частотные параметры, определяемые по частотным характеристикам, с основными параметрами режима — углом проводимости вентилей λ , углом, предоставляемым на выключение Φ_b , амплитудой напряжения на вентиле U_{bm} . Там же было показано, что определив угол λ , можно с высокой точностью определить прочие величины, характеризующие режим.

Номограммы, приведенные в [4], строились на основе многочисленных расчетов последовательно-параллельного инвертора, позволивших получить кривые для $\lambda = \text{const}$. При этом заданное значение λ обеспечивалось методом многочисленных проб. Построенные номограммы учитывали частотную характеристику только для первой и третьей гармоник. Точность номограмм можно повысить за счет учета частотных характеристик для пятой гармоники. Построение номограмм может быть упрощено на основе замены нагрузки синусоидальной э. д. с. при сохранении адекватности частотных характеристик на фиксированных частотах.

В [2 и 4] было показано, что для каждой точки участка паузы токов выполняется равенство

$$\begin{aligned} [a_1 \cos(\omega t - \varphi_1) + b_1 \sin(\omega t - \varphi_1)] + \frac{z_1}{z_3} [a_3 \cos(3\omega t - \\ - \varphi_3) + b_3 \sin(3\omega t - \varphi_3)] + \frac{z_1}{z_5} [a_5 \cos(5\omega t - \varphi_5) + \\ + b_5 \sin(5\omega t - \varphi_5)] + \dots = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где a_n , b_n — коэффициенты гармонического ряда, которые могут быть определены из уравнений (1), записанных для различ-

ных точек паузы, при совместном решении с уравнениями для участка проводимости [2]; z_n , Φ_n — полные сопротивления и углы сдвига, определенные по частотной характеристике линейной части цепи преобразователя для частоты управления ω и ее n -х гармоник.

Для учета сопротивления при пятой гармонике преобразуем уравнение (1), одновременно введя обозначения $z_{31} = z_3/z_1$ и $z_{53} = z_5/z_3$:

$$\begin{aligned} [a_1 \cos(\omega t - \varphi_1) + b_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + \frac{1}{z_{31}} \{ [a_3 \cos(3\omega t - \varphi_3) + \\ + b_3 \sin(3\omega t - \varphi_3)] + \frac{1}{z_{53}} [a_5 \cos(5\omega t - \varphi_5) + \\ + b_5 \sin(5\omega t - \varphi_5)] + \dots \} = 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Отбрасывая члены гармонического ряда, начиная с седьмого, можно повысить точность расчета номограмм, учтя кроме z_{31} , Φ_1 , Φ_3 величины z_{53} , Φ_5 . По-прежнему будем считать, что при широкой вариации параметров углы Φ_3 , а тем более Φ_5 , близки к 90° [4].

Тогда поставим задачу построения номограмм для определения угла проводимости $\lambda = f(z_{31}, \Phi_1, z_{53})$. Номограммы должны позволить также найти эквивалентное затухание последовательного контура d_a , которое определяет такие показатели режима как Φ_b и U_{bm} [4].

Для решения этой задачи необходимо было найти новый подход к построению номограмм. Если, как было доказано ранее, частотная характеристика линейной части в фиксированных точках определяет режим работы преобразователя, то обязательно рассчитывать схему с очень сложной нагрузкой. Достаточно рассчитать схему с простейшей нагрузкой, которая бы аппроксимировала более сложную в нужных точках (при первой, третьей, пятой гармониках) и в бесконечности. Простейшей нагрузкой для преобразователя с выходом на переменном напряжении является синусоидальная э. д. с., которая характеризуется для первой гармоники эквивалентным сопротивлением z_n и углом Φ_n . Для всех высших гармоник ее сопротивление равно нулю. Поэтому для высших гармоник сопротивление z_n и угол

$= 220$ В; $f_{1H} = 150$ Гц; $P_H = 0,4$ кВт; $R_1 = 5,65$ Ом; $x_1 = 4,7$ Ом;
 $R_\mu = 6,5$ Ом; $x_\mu = 101$ Ом;
 $D = 21,2$ см; $l_6 = 2$ см.

Частотное управление двигателями-сепараторами, двигателями-центрифугами и прочими машинами обеспечивает формирование необходимых пуско-тормозных и регулировочных характеристик, обусловленных тяжелыми условиями пуска (большие моменты инерции и скорости вращения рабочего органа) и технологическими требованиями регулирования скорости.

Механические $\omega(M)$ и скоростные $\omega(I_2)$ характеристики (рис. 1, а) построены с учетом реального насыщения материала ротора (аппроксимация кривой намагничивания $B(H)$ степенными функциями $B_j = k_j I_2^{n_j}$, где $j = 1, 2, 3, 4$ — номер участка кривой).

Как следует из рис. 1, при постоянном напряжении и уменьшении частоты (кривые 1—6) значительно увеличиваются пусковые значения момента и тока ротора, что вызвано, помимо общих с АДКЗ явлениями, уменьшением сопротивлений ротора R_2/s , x_2'/s , критического скольжения $\beta_{кр}$, увеличением критического момента $M_{кр}$ и соответствующего ему значения тока $I_{2кр}$ (14). Пропорциональное частотное снижение напряжения (кривые 7—9) приводит к уменьшению пусковых и критических значений момента и тока ротора [выражение (14)] так, что меха-

нические характеристики оказываются почти параллельными друг другу.

На рис. 2 показаны механические характеристики двигателя, ротор которого заменен на массивный из ст. 45, построенные для различных аппроксимаций кривой $B(H)$ материала ротора.

Как следует из рис. 2, результаты расчета по предлагаемым уравнениям подтверждаются экспериментом. Целесообразно упрощение расчета механических характеристик переходом к аппроксимации $B(H)$ типа «глубокое насыщение» (кривые 2, рис. 2), по уравнениям (15) и (16) из [4]. Совершенно недопустима линейная аппроксимация кривой намагничивания стали ротора, приводящая к завышенным значениям моментов механической характеристики (кривые 3, рис. 2).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. — М.: Наука, 1966.
2. Постников И. М. Проектирование электрических машин. — Киев: Гостехиздат, 1952.
3. Куцевалов В. М. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами. — М.: Энергия, 1979.
4. Семенко Л. П., Гайтов Б. Х. Построение характеристик асинхронного двигателя с массивным ротором. — Электричество, 1981, № 11.

[24.03.82]

сдвига φ_n будут определяться параметрами последовательного контура. Последовательный контур лучше всего выполнить в виде LC-цепи. При этом параметры z_1 , φ_1 будут определяться совместным действием нагрузки и последовательного контура, а параметры z_3 , z_5 , φ_3 , φ_5 — только последовательным контуром. Это позволяет при этих частотах получить требуемые точки частотной характеристики.

Схемы многих преобразователей при допущении синусоидальности напряжения на нагрузке могут быть сведены к простым эквивалентным схемам. При этом расчет установившегося режима в схеме существенно упрощается. Построения номограмм выполнены на примере схем резонансных автономных инверторов без обратных диодов. Для расчета номограмм был разработан алгоритм, предусматривающий ввод заданных значений λ , z_{53} и d_3 . В результате расчетов были получены значения z_{31} , φ_1 для заданных дискретных значений λ , z_{53} , d_3 . На рис. 1 приведена универсальная номограмма, общая для всех классических схем резонансных инверторов без обратных диодов. На ней в координатах z_{31} , φ_1 для различных значений λ нанесены семейства кривых $z_{53}=\text{const}$ и $d_3=\text{const}$. Диапазон изменения z_{53} обеспечивает изменение φ_n в пределах (не менее) $-80^\circ \div +75^\circ$ при $d_3=0,2$ и $-55^\circ \div +30^\circ$ при $d_3=0,8$.

Для каждого λ указаны три кривые $z_{53}=\text{const}$, причем левые кривые соответствуют наибольшим значениям z_{53} и положительным значениям φ_n ; правые — наименьшим значениям z_{53} и отрицательным значениям φ_n ; средние кривые — φ_n близким к нулю. Для $\lambda=180^\circ$ значения z_{53} нанесены на номограмме. Ниже приведены значения $z_{53}=\text{const}$, семейства которых построены на рис. 1.

λ	80				90				100				110			
z_{53}	3,95	2,90	1,85	3,15	2,45	1,75	2,70	2,20	1,70	2,46	2,08					
λ	120				130				140				150			
z_{53}	1,70	2,30	2,00	1,70	2,17	1,93	1,69	2,10	1,89	1,68	2,03					
λ	160				170				180							
z_{53}	1,85	1,67	1,99	1,83	1,67	1,95	1,81	1,67	1,91	1,79	1,67					

Зная параметры частотной характеристики линейной части цепи инвертора z_{31} , z_{53} и φ_1 , по номограмме рис. 1 можно с высокой точностью определить угол проводимости. Кривые $d_3=\text{const}$ позволяют легче оценить режим, так как d_3 определяет такие параметры режима, как φ_n и U_{am} . Штриховые кривые определяют границы режимов с переходом напряжения на вентиле через нуль в паузу при $\lambda=\text{const}$ и общие границы для максимальных и минимальных значений z_{53} .

На рис. 2 и 3 приведены номограммы, позволяющие определить угол, предоставляемый на выключение, величину φ_n и амплитуду напряжения на вентиле U_{am} для однофазной мостовой схемы в относительных единицах по отношению к напряжению питания. Кривые для φ_n построены для различных значений $z_{53}=\text{const}$. Верхние ветви кривых соответствуют большим значениям z_{53} . Кривые для φ_n (рис. 2) справа ограничены штриховыми линиями, отделяющими область, где происходит переход напряжения на вентиле через нуль в паузу и резко снижается φ_n .

Расчеты инверторов со сложной нагрузкой показали, что погрешность определения углов λ , φ_n по приведенным номограммам не превышает 2° , а U_{am} — 2%. При расчете инвертора для определения прочих величин можно использовать формулы, приведенные в [4].

Выводы. 1. Построенные универсальные номограммы позволяют с высокой точностью выбрать или определить основные параметры режима — угол проводимости, угол, предоставляемый на выключение, и амплитуду напряжения на вентиле по трем фиксированным точкам частотной характеристики линейной части цепи инвертора.

2. Применение предложенной методики позволило на основе расчета идеализированной схемы, работающей на синусоидальную э. д. с., получить данные для достаточно точного расчета установившегося режима сложных схем с несинусоидальным выходным напряжением при условии адекватности частотных характеристик в трех фиксированных точках.

3. Аналогичные номограммы могут быть построены для других типов преобразователей, работающих в режиме прерывистого тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе, А. Т. Матчак, В. В. Моргун. — Л.: Энергия, 1973.
2. Гельман М. В. Метод расчета автономных инверторов, работающих в режиме прерывистого тока. — Электричество, 1974, № 7.

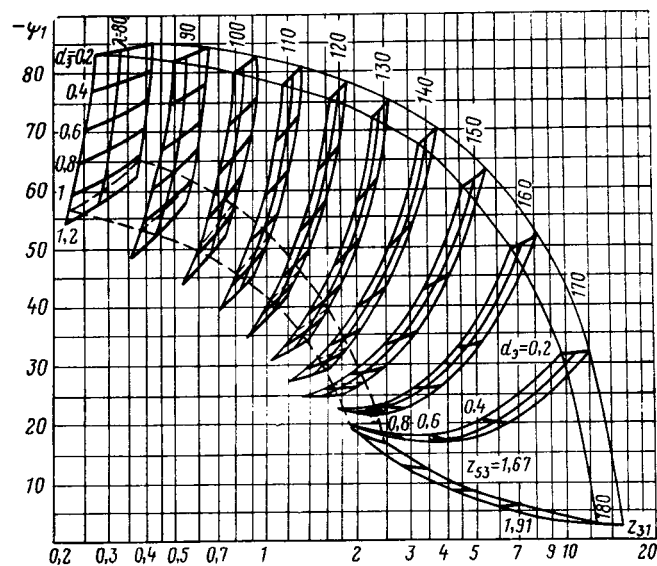


Рис. 1

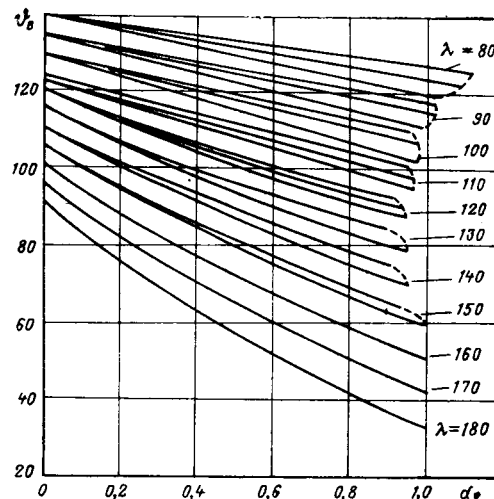
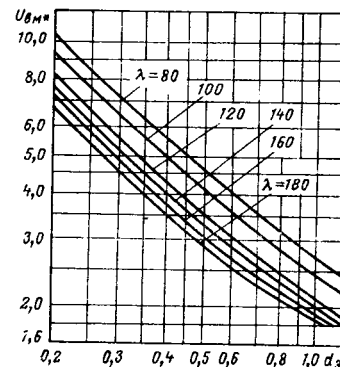


Рис. 2

Рис. 3



3. Гельман М. В. Расчет установившихся процессов в вентильных преобразователях методом эквивалентного точечного источника. — Электричество, 1977, № 9.

4. Баев А. В., Гельман М. В., Савинова Д. В. Анализ и расчет установившихся режимов колебательных инверторов по частотным характеристикам. — Электричество, 1976, № 7.

[23.11.81]

Динамическая модель и устойчивость в малом стабилизированных преобразователей с инверторным регулированием

РЯБЕНЬКИЙ В. М., канд. техн. наук, ШВЕЦ Э. А. инж.

Николаевский кораблестроительный институт

Преобразователи переменного напряжения в постоянное, осуществляющие стабилизацию выходного параметра за счет регулирования в цепи силового трансформатора, позволяют обеспечить высокие динамические показатели установок при коммутации нагрузок [1]. Обусловлено это тем, что в качестве силовых выпрямительных блоков в них устанавливаются многофазные неуправляемые выпрямители $HВ$ (рис. 1,а), имеющие при ненасыщенных магнитных системах трансформаторов преобразователя невысокий уровень пульсаций выходного напряжения, что удовлетворяет большинство потребителей [2]. В результате отпадает необходимость в установке громоздких инерционных фильтрующих устройств. Так как напряжение U_B , подаваемое на $HВ$, определяется геометрической суммой напряжений питающей сети U_c и инвертора U_n , т. е.

$$U_B = \sqrt{U_c^2 + U_n^2 + 2U_n U_c \cos \beta}, \quad (1)$$

то поддержание постоянства выходного параметра U_d обеспечивается за счет соответствующего изменения угла β (рис. 1,б). Значение последнего, в свою очередь, устанавливается системой управления инвертора $СУИ$, синхронизированной с напряжением питающей сети.

Приведенная на рис. 1,а одна из возможных схем стабилизированного преобразователя с инверторным регулированием является наиболее общей из известных. Инверторный блок $И$ питается с выхода силового неуправляемого выпрямителя $HВ$, что обеспечивает наименьшее число вентильных элементов. В отдельных случаях блок $И$ может питаться от независимого источника или вспомогательного неуправляемого выпрямителя, подключенного к дополнительным обмоткам силового трансформатора Tr_c . Возможные некоторые отличия в других вариантах соединения элементов не являются существенными. Такие преобразователи находят применение на судах, а также в радиотехнических установках различного назначения [3].

Важными показателями любого стабилизатора напряжения являются коэффициент стабилизации и ряд динамических характеристик, которые обычно определяются из анализа динамической модели рассматриваемого устройства, и от точности которой во многом зависят качественные показатели преобразователя. Более подробно принцип работы, физические процессы, протекающие в рассматриваемой схеме, а также гармонический состав выходного напряжения описаны в [1 и 2].

Для анализа устойчивости приведенного выше стабилизированного преобразователя рассмотрим его структурную схему (рис. 1,в). Регулирующим органом стабилизатора является инвертор со своей системой управления, осуществляющий преобразование сигнала рассогласования ΔU_y в фазу выходного напряжения инвертора U_n , определяемую углом β . В свою очередь, непосредственно инвертор одновременно с передачей энергии с выхода силового выпрямителя $HВ$ на его вход осуществляет передачу информации о любых изменениях выпрямленного напряжения U_d . Так как преобразование ΔU_y в β осуществляется системой управления $СУИ$, то по аналогии с [4] оно дискретно с периодом квантования $T=2\pi/\omega t$ (ω — частота сети, t — пульсность инвертора) и коэффициентом передачи $K_{СУ}$, определяемым видом опорного напряжения. В отличие от управляемых выпрямителей влияние пульсационной составляющей выпрямленного напряжения на работу $СУИ$ здесь будет крайне незначительным и фактор пульсаций F можно принять равным единице. Это обусловлено тем, что $HВ$ обычно выполняется по 12-фазной схеме, а пульсации, генерируемые инвертором, если он питается с выхода $HВ$, хорошо отфильтровываются. При других схемах питания инвертора генерируемые им гармоники не оказывают влияния на качество выходного напряжения преобразователя.

Характер передачи информации вентильным блоком инвертора для схем, не содержащих обратного выпрямителя, хорошо описан в соответствующей литературе, например [5].

Наиболее сложный вид преобразований — геометрическое суммирование напряжений, описываемое нелинейным выражением вида (1), — осуществляется трансформаторами Tr_c и Tr_n . Приводя индуктивности рассеяния трансформаторов к цепям постоянного тока и полагая $U_c = \text{const}$, представим, что преобразование вида (1) осуществляется в отдельном двухвыходовом безынерционном нелинейном преобразователе $НП$ (рис. 1,в). По входу β блок $НП$ осуществляет нелинейное преобразование фазомоду-

рованного сигнала β в амплитудно-модулированный сигнал ΔU_B . Аналогично по входу U_n $НП$ преобразовывает приращение напряжения инвертора ΔU_n в приращение входного напряжения выпрямителя ΔU_B .

При анализе схемы на устойчивость, когда исследуются лишь условия возникновения автоколебаний, будет справедливой следующая линеаризация $НП$:

$$\Delta U_B = \left(\frac{\partial U_B}{\partial U_n} \right) \Big|_{U_n = U_{н.н}} \Delta U_n + \left(\frac{\partial U_B}{\partial \beta} \right) \Big|_{\beta = \beta_{н.н}} \Delta \beta, \quad (2)$$

где $U_{н.н}$, $\beta_{н.н}$ — исходные установочные значения напряжения инвертора и угла β .

Метод определения $U_{н.н}$ приведен в [1], а при нахождении $\beta_{н.н}$ необходимо учитывать некоторые особенности схемы. Составляют они в том, что диапазон изменения угла β ограничен углом $\beta_{гр}$, превышение которого приводит к переходу инвертора в выпрямительный режим и возникновению аварийного состояния преобразователя из-за появления короткозамкнутого контура. Значение $\beta_{гр}$ находится из условия равенства нулю активной мощности инвертора [1]:

$$P_n = \frac{U_c^2}{R_n} a \cos^2 \varphi (\cos \beta + \tg \varphi \sin \beta + a), \quad (3)$$

где $a = \frac{U_{н.н}}{U_c}$, φ — угол между первыми гармониками тока и напряжения неуправляемого выпрямителя; R_n — приведенное к первичной обмотке силового трансформатора активное сопротивление нагрузки преобразователя.

Из (3) находим

$$\beta_{гр} = \arccos(-a \cos \varphi) + \varphi. \quad (4)$$

При $\varphi=0$ $\beta_{гр} = \arccos(-a)$ и при $a=1$ $\beta_{гр} = \pi$.

Установочный угол β_n должен выбираться из условия обеспечения требуемой величины $U_{вн}$ при изменении β от 0 до $\beta_{гр}$. Несложно установить, что это условие будет определяться полусуммой максимального $U_{B \max}$ и минимального $U_{B \min}$ напряжений, подводимых к $HВ$:

$$U_{вн} |_{\beta = \beta_n} = \frac{U_{B \max} + U_{B \min}}{2}, \quad (5)$$

где

$$U_{B \min} = U_c \sqrt{1 + a^2 + 2a \cos \beta_{гр}}; \quad (6)$$

$$U_{B \max} = U_c (1 + a). \quad (7)$$

Совместное их решение дает значение установочного угла β_n в зависимости от параметра a :

$$\beta_n = \arccos \left[\frac{(a - 2a^2 - 1) + (1 + a) \sqrt{1 - a^2}}{4a} \right]. \quad (8)$$

Таким образом, частные производные уравнения (2), определяющие коэффициенты асимптотической линеаризации, примут следующие значения:

$$K_\beta = \left(\frac{\partial U_B}{\partial \beta} \right) \Big|_{\substack{\beta = \beta_n \\ U_n = U_{н.н}}} = \frac{a \sin \beta_n}{\sqrt{1 + a^2 + 2a \cos \beta_n}}; \quad (9)$$

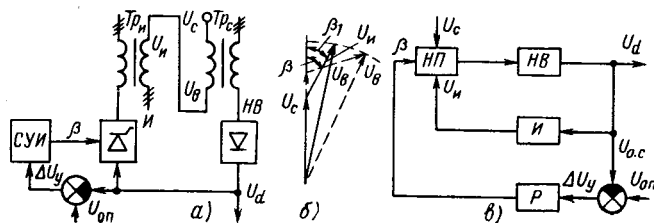


Рис. 1

$$K_H = \left(\frac{\partial U_H}{\partial U_H} \right) \bigg|_{\substack{U_H=U_{H.H} \\ \beta=\beta_H}} = \frac{a + \cos \beta_H}{V \sqrt{1 + a^2 + 2a \cos \beta_H}}, \quad (10)$$

а структурная схема преобразователя будет соответствовать рис. 2, где W_p , $W_{H.B}$, W_H — соответственно передаточные функции регулятора, неуправляемого выпрямителя и инвертора.

Анализ устойчивости структуры по рис. 2 может быть выполнен с применением Z-преобразования [4], однако, для синтеза регулятора более целесообразно применение графоаналитических методов [6].

Особенность рассматриваемой динамической структуры состоит в наличии внутреннего контура с положительной обратной связью, одним из звеньев которого является инвертор.

Передаточная функция инвертора, определяемая по силовой цепи передачи энергии, для случая, когда обратный выпрямитель отсутствует или не функционирует, может быть найдена из выражения [5]:

$$W_H(p) = \frac{U_H(p)}{U_d(p)} = \frac{K_i Z_H(p)}{L_d p + K_u K_i Z_H(p)}, \quad (11)$$

где U_H — фазное напряжение инвертора; U_d — постоянное напряжение, подводимое к инвертору; $K_u = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$, $K_i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$ — коэффициенты преобразования инвертора по току и напряжению; L_d — индуктивность дросселя в цепи постоянного тока; $Z_H(p)$ — комплексная величина сопротивления нагрузки;

$$Z_H(p) = \operatorname{Re} [Z_H(p + j\omega)]. \quad (12)$$

С учетом принятого приведения индуктивностей рассеяния трансформатора и выражения (12), передаточная функция $W_H(p)$ примет вид:

$$W_H(p) = \frac{\frac{1}{K_u} \left(\frac{1}{\alpha} p + 1 \right)}{\frac{L_d C}{K_u K_i \alpha} (\alpha^2 + \omega^2) p \left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} p^2 + \frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2} p + 1 \right) + \frac{1}{\alpha} p + 1}, \quad (13)$$

где $\alpha = \frac{1}{RC}$.

Значение эквивалентного активного сопротивления нагрузки фазы инвертора R_3 можно определить, используя зависимости [1]

$$\frac{P_H R_H}{U_c^2} = f(a, \beta) = P_3^*, \quad (14)$$

тогда

$$R_3 = \frac{R_H}{P_3^*} a^2.$$

Емкость конденсаторных батарей находится исходя из величины реактивной мощности, потребляемой силовым неуправляемым выпрямителем от инвертора для случая, когда $\beta=0$

$$Q_H = Q_C = \frac{U_c^2 a (1 + a)}{2R_H} \sin 2\varphi, \quad (15)$$

откуда

$$C = \frac{a + 1}{2a\omega R_H} \sin \gamma, \quad (16)$$

где γ — максимальный угол коммутации силового неуправляемого выпрямителя.

Анализ постоянных времени выражения (13), выполненный для преобразователей мощностью по 10 кВт с выходными напряжениями от 28,5 до 220 В показал, что, начиная с мощностей более 2,5 кВт во всем диапазоне изменения напряжений U_d выполняется условие $a^2 \gg \omega^2$. Поэтому формула (13) без большой погрешности может быть преобразована к виду:

$$W_H(p) = \frac{\frac{1}{K_u}}{\frac{1}{K_u K_i} L_d C p^2 + \frac{1}{K_u K_i} \frac{L_d}{R_3} p + 1}. \quad (17)$$

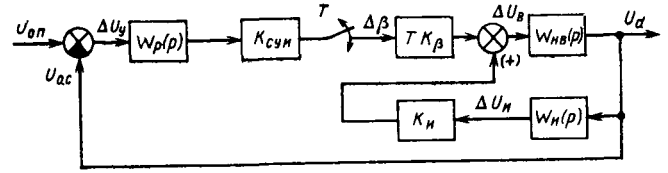


Рис. 2

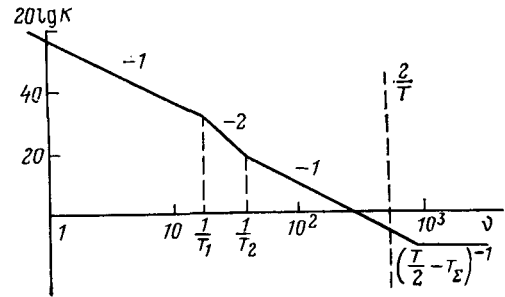


Рис. 3

Постоянная времени силового неуправляемого выпрямителя, определяемая индуктивностью рассеяния силового трансформатора (углом коммутации γ), значительно меньше периода коммутации T и практически не оказывает влияния на устойчивость замкнутой структуры [6]. Поэтому, приняв $\gamma=0$, передаточную функцию внутреннего замкнутого контура определим из выражения:

$$W_3(p) = \frac{K_{H.B}}{1 - \frac{K_{H.B} K_H}{K_u}} \times \frac{\frac{1}{K_u K_i} L_d C p^2 + \frac{1}{K_u K_i} \frac{L_d}{R_3} p + 1}{A L_d C p^2 + A \frac{L_d}{R_3} p + 1}, \quad (18)$$

где

$$A = \frac{1}{K_i} \frac{1}{K_u - K_{H.B} K_H}; \quad K_{H.B} = \sqrt{6} \frac{m_H}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_H};$$

m_H — пульсность неуправляемого выпрямителя.

Так как коэффициент K_H изменяется от 0,5 до 0,56 при изменении параметра a от 0 до 1, то коэффициент A изменяется в пределах от 0,804 до 0,923. Поэтому различия между постоянными времени числителя и знаменателя незначительно превышает одну октаву. Если учесть, что ввиду больших значений постоянной времени L_d/R_3 числитель и знаменатель раскладываются на два звена первого порядка, одно из которых имеет постоянную времени, превышающую период коммутации, то при синтезе передаточной функции регулятора W_p практически отпадает необходимость учета частотной характеристики внутреннего замкнутого контура. В этом случае передаточная функция будет определяться видом желаемой ЛАЧХ, построенной в области абсолютной псевдочастоты [6]. Естественно, аналогичная картина будет наблюдаться и тогда, когда передаточная функция инвертора определяется с учетом обратного выпрямителя с тем лишь различием, что частоты среза его будут смещены в ту или иную сторону в зависимости от значения нагрузки преобразователя.

В тех случаях, когда имеется необходимость учета частотной характеристики внутреннего замкнутого контура, передаточная функция его в области ω -преобразования [6] может быть представлена звеном

$$W(j\omega^*) = \frac{1 + jT_2 \omega^*}{1 + jT_1 \omega^*} \left[1 - j\omega^* \left(\frac{T}{2} - T_E \right) \right],$$

где T_1 , T_2 — постоянные времени, удовлетворяющие условию $T_1 >$

$> \frac{T}{2}; T_2 > \frac{T}{2}; T_\Sigma$ — суммарное значение малых постоянных;

$$v^* = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} = -j \frac{2}{T} \frac{1-z}{1+z} = -j \frac{2}{T} w.$$

Постоянные T_1, T_2, T_Σ определяются из (18) после разложения числителя и знаменателя на простые сомножители. На рис. 3 приведена ЛАЧХ стабилизатора для случая, когда передаточная функция регулятора является астатическим звеном первого порядка. По виду ЛАЧХ легко судить об устойчивости замкнутой системы импульсного стабилизатора [6] и ряде других его показателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рябенкий В. М., Симонян С. Т., Швеи Э. А. Принципы построения и основные характеристики стабилизированных пре-

образователей с инверторным регулированием. — Изв. вузов СССР. — Энергетика, 1980, № 6, с. 34—41.

2. Рябенкий В. М., Симонян С. Т., Швеи Э. А. Гармонический анализ выпрямленного напряжения стабилизаторов с инверторным регулированием. — В кн.: Методы и технические средства стабилизации тока. Киев: Наукова думка, 1980, с. 96—101.

3. Анисимов Я. Ф. Особенности применения полупроводниковых преобразователей в судовых электроустановках. — Л.: Судостроение, 1973.

4. Динамика вентильного электропривода постоянного тока/Под ред. А. Д. Поздеева. — М.: Энергия, 1975.

5. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. — М.: Энергия, 1978.

6. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976.

[15.06.81]

УДК 621.313.32.013.8.018.3

О свойствах пространственных гармоник поля явнополюсной синхронной машины

АРУТЮНЯН В. С., канд. техн. наук
Ереван

Для авторегулируемого самовозбуждения в синхронных машинах используется 3-я гармоника поля зазора. Несмотря на практическую реализацию (серия генераторов ОС (СССР) до 100 кВт, 50 Гц) ряд вопросов теории и применения такого вида возбуждения нуждается в рассмотрении.

Возможности использования гармоник поля выявляются при определении их состава и свойств в зависимости от режима машины. Рассмотрение поля в зазоре явнополюсной трехфазной синхронной машины, идеализированной по Парку—Гореву, проводится с применением метода гармонических проводимостей [1] и суперпозиции.

Несмотря на серьезность допущений при таком подходе, и прежде всего неучет насыщения, упрощение способствует выявлению основных особенностей, приводя к ряду качественно достоверных, важных рекомендаций, оправдавшихся при разработке серии ОС.

Поле в зазоре определяется действием обмоток: якорной (ОЯ) с токами $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ в фазах a, b, c и возбуждения (f) с током $i_f(t)$.

В точке зазора с координатой ϵ (рис. 1) в момент t , соответствующий смещению γ между осями f и a , м. д. с. от фазы a

$$F_{a-\epsilon}(t, \gamma, \epsilon) = F_d(t) \cos(\epsilon - \gamma), \quad (1)$$

где мгновенное значение синусоидально распределенной м. д. с.

$$F_a(t) = \frac{4}{\pi} \omega'_{\text{ОЯ}} k_{\text{фОЯ}}^{(1)} \frac{i_a(t)}{a_{\text{ОЯ}}}. \quad (2)$$

Здесь $\omega'_{\text{ОЯ}}$ — число витков фазы на полюс; $k_{\text{фОЯ}}^{(1)}$ — обмоточный коэффициент по 1-й гармонике; $a_{\text{ОЯ}}$ — число параллельных ветвей.

По методу гармонических проводимостей в точке ϵ индук-

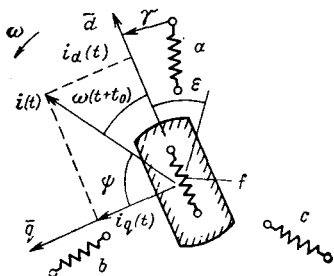


Рис. 1. Схема взаиморасположения осей индуктора и фаз.

ция от м. д. с. (1)

$$B_{a-\epsilon}(t, \gamma, \epsilon) = \frac{\mu_0}{\delta'} \left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \cos 2\epsilon + \frac{\lambda_4}{2} \cos 4\epsilon + \dots \right) F_{a-\epsilon}(t, \gamma, \epsilon). \quad (3)$$

Здесь μ_0 — магнитная постоянная; δ' — проведенный зазор; $\lambda_0, \lambda_2, \lambda_4, \dots$ — амплитуды членов ряда удельных проводимостей зазора.

Индукция от действия всех фаз в точке ϵ :

$$B_{a,b,c-\epsilon}(t, \gamma, \epsilon) = \frac{3}{2} k_{\text{ОЯ}} [i_d(t, \gamma) \lambda_d(\epsilon) - i_q(t, \gamma) \lambda_q(\epsilon)], \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \lambda_d(\epsilon) &= \left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \right) \cos \epsilon + \left(\frac{\lambda_2}{2} + \frac{\lambda_4}{2} \right) \cos 3\epsilon + \\ &+ \left(\frac{\lambda_4}{2} + \frac{\lambda_6}{2} \right) \cos 5\epsilon + \dots; \\ \lambda_q(\epsilon) &= \left(\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2} \right) \sin \epsilon + \left(\frac{\lambda_2}{2} - \frac{\lambda_4}{2} \right) \sin 3\epsilon + \\ &+ \left(\frac{\lambda_4}{2} - \frac{\lambda_6}{2} \right) \sin 5\epsilon + \dots; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$k_{\text{ОЯ}} = \frac{4}{\pi} \omega'_{\text{ОЯ}} k_{\text{фОЯ}}^{(1)} \frac{1}{a_{\text{ОЯ}}} \frac{\mu_0}{\delta'}. \quad (6)$$

Особенность выражения (4) в том, что в него вместо фазовых переменных вошли новые — преобразованные токи: продольный $i_d(t, \gamma)$, поперечный $i_q(t, \gamma)$ (амплитуды), связанные с фазовыми переменными преобразованием [2]:

$$\begin{aligned} i_d(t, \gamma) &= \frac{2}{3} [i_a(t) \cos \gamma + i_b(t) \cos(\gamma - 120^\circ) + \\ &+ i_c(t) \cos(\gamma + 120^\circ)]; \\ i_q(t, \gamma) &= -\frac{2}{3} [i_a(t) \sin \gamma + i_b(t) \sin(\gamma - 120^\circ) + \\ &+ i_c(t) \sin(\gamma + 120^\circ)]. \end{aligned}$$

Итак, синхронное поле произвольных токов якоря, содержащее помимо основной волны поля и волны более высокого

порядка, выражается dq -преобразованием этих токов. Выражение (4) представляется рядом

$$B_{a,b,c-\varepsilon}(t, \gamma, \varepsilon) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{a,b,c-\varepsilon}^{(n)}(t, \gamma, \varepsilon), \quad (7)$$

где произвольный член ряда представляет n -ую (нечетную) гармоническую поля, равную при $n > 1$

$$B_{a,b,c-\varepsilon}(t, \gamma, \varepsilon) = \frac{3}{2} k_{OЯ} \left[\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} i_d(t, \gamma) \cos n\varepsilon - \left(\frac{\lambda_{n-1} - \lambda_{n+1}}{2} \right) i_q(t, \gamma) \sin n\varepsilon \right]. \quad (8)$$

Здесь для проводимости λ с нулевым индексом следует писать $2\lambda_0$.

В точке ε для момента t индукция от тока $i_f(t)$ обмотки f

$$B_{f-\varepsilon}(t, \varepsilon) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{f-\varepsilon}^{(n)}(t, \varepsilon), \quad (9)$$

для n -й гармоники

$$B_{f-\varepsilon}^{(n)}(t, \varepsilon) = k_f \lambda_f^{(n)} i_f(t) \cos n\varepsilon. \quad (10)$$

При трапециевидном распределении м. д. с. возбуждения [1]

$$k_f = \frac{\sin \frac{\pi}{2} (1 - \alpha)}{\frac{\pi}{2} (1 - \alpha)} \frac{4}{\pi} w'_f \frac{1}{a_f} \frac{\mu_0}{\delta r}, \quad (11)$$

где α — коэффициент полюсного перекрытия; w'_f — число витков обмотки f на полюс; a_f — число ее параллельных ветвей; $\lambda_f^{(n)}$ — проводимость зазора для n -й гармоники поля обмотки f .

По [3]

$$\lambda_f^{(n)} = \left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) + k_f^{(3)} \left(\frac{\lambda_{n-3} + \lambda_{n+3}}{2} \right) + k_f^{(5)} \left(\frac{\lambda_{n-5} + \lambda_{n+5}}{2} \right) + \dots + k_f^{(q)} \left(\frac{\lambda_{n-q} + \lambda_{n+q}}{2} \right) + \dots = \quad (12)$$

Здесь в индексах λ учитываются абсолютные значения.

В (12) коэффициенты формы м. д. с. по [3]

$$k_f^{(q)} = \pm \frac{1}{q^2} \frac{\sin q \frac{\pi}{2} (1 - \alpha)}{\sin \frac{\pi}{2} (1 - \alpha)}, \quad (13)$$

где знаку «плюс» соответствуют $q=5, 9, 13 \dots$

В точке ε для момента t индукция от совместного действия ОЯ и обмотки возбуждения равна:

$$B_{a,b,c,f-\varepsilon}(t, \gamma, \varepsilon) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{a,b,c-\varepsilon} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{f-\varepsilon}(t, \gamma, \varepsilon) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{a,b,c,f-\varepsilon}(t, \gamma, \varepsilon), \quad (14)$$

где

$$B_{a,b,c,f-\varepsilon}(t, \gamma, \varepsilon) = \left[\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) i_d(t, \gamma) + k_f \lambda_f^{(n)} i_f(t) \right] \cos n\varepsilon - \frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} - \lambda_{n+1}}{2} \right) i_q(t, \gamma) \sin n\varepsilon. \quad (15)$$

Выражение (15) в преобразованном виде:

$$B_{a,b,c,f-\varepsilon}^{(n)}(t, \gamma, \varepsilon) = B_{a,b,c,f-\varepsilon}^{(n)}(t, \gamma) \sin [n\varepsilon + \varphi^{(n)}(t, \gamma)]. \quad (16)$$

При этом для n -й гармоники поля амплитуда и фаза равны:

$$B_{a,b,c,f}(t, \gamma) = \sqrt{\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) i_d(t, \gamma) + k_f \lambda_f^{(n)} i_f(t)}^2 + \left[-\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} - \lambda_{n+1}}{2} \right) i_q(t, \gamma) \right]^2; \quad (17)$$

$$\varphi^{(n)}(t, \gamma) = \arctg \frac{\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) i_d(t, \gamma) + k_f \lambda_f^{(n)} i_f(t)}{-\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} - \lambda_{n+1}}{2} \right) i_q(t, \gamma)}. \quad (18)$$

В синхронном симметричном установившемся режиме, когда $\gamma = \omega_s t + \gamma_0$ [2] (ω_s — синхронная угловая частота, γ_0 — начальное значение γ (рис. 1), а $i_f(t) = I_f$ справедливы соотношения $i_d(t, \gamma) = I_d$; $i_q(t, \gamma) = I_q$ (I_f, I_d, I_q — постоянные токи). Тогда из (14), (15), (17) и (18)

$$B_{a,b,c,f}(\varepsilon) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{a,b,c,f}^{(n)}(n\varepsilon + \varphi^{(n)}); \quad (19)$$

$$B_{a,b,c,f}^{(n)} = \sqrt{\left[\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) I_d + k_f \lambda_f^{(n)} I_f \right]^2 + \left[-\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} - \lambda_{n+1}}{2} \right) I_q \right]^2}; \quad (20)$$

$$\varphi^{(n)} = \arctg \frac{\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) I_d + k_f \lambda_f^{(n)} I_f}{-\frac{3}{2} k_{OЯ} \left(\frac{\lambda_{n-1} - \lambda_{n+1}}{2} \right) I_q}. \quad (21)$$

Полезные сведения по гармоникам поля дает рассмотрение автономной работы. В режиме регулировочной характеристики

($U_{OЯ}, \varphi_{OЯ} = \text{const}$) при $r_{OЯ} + r_{OЯ}^{(H)} \approx 0$ ($I_q \approx 0$) по уравнениям Парка — Горева согласно [5]:

$$I_f \approx I_f^{(x.x)} - \frac{3}{2} \frac{k_{OЯ}}{k_f} I_d. \quad (22)$$

Здесь $I_f^{(x.x)}$ — ток возбуждения холостого хода (х.х) при напряжении $U_{OЯ}$. В этом режиме из (20) и (22):

$$B_{a,b,c,f}^{(n)} \approx k_f \lambda_f^{(n)} \left[I_f^{(x.x)} - \frac{3}{2} \frac{k_{OЯ}}{k_f} \left(1 - \frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2\lambda_f^{(n)}} \right) I_d \right] = k_f \left[\left(\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) I_f^{(x.x)} - \left(\lambda_f^{(n)} - \frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2} \right) I_f \right]. \quad (23)$$

Зависимости (22) и (23) показаны на рис. 2 для генератора ОС (с данными — 16 кВт; 1500 об/мин; 50 Гц; 400 В; 28,9 А; $\alpha=0,782$; с равномерным зазором под полюсами $\delta=0,9$ мм; отношение полюсного деления к приведенному зазору $\tau/\delta'=149$). Из анализа рис. 2 (и согласно (23)) следует, что амплитуда 1-й гармоники поля, если принять для упрощения $\lambda_0 + \lambda_2/2 \approx \lambda_f^{(1)}$, не

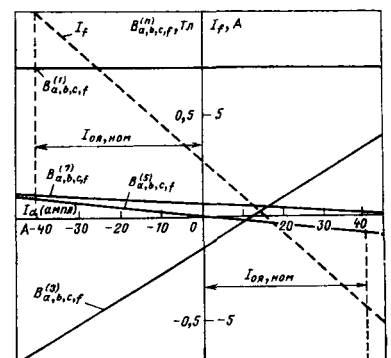


Рис. 2. Изменение амплитуд индукции в режиме регулировочной характеристики при номинальном напряжении и $\cos \varphi_{OЯ} = 0$ (отст).

зависит от тока ОЯ n

$$B_{a,b,c,f}^{(1)} \approx k_f \lambda_f^{(1)} I_f^{(x,x)} \quad (24)$$

Остальные гармоники поля изменяются различно по линейному закону, которому следует и регулировочная характеристика $I_f = f(I_a)$.

Явная зависимость $B_{a,b,c,f}^{(n)}$ при $n > 1$ от значения тока I_a и его характера (индуктивного — с $I_a < 0$, емкостного — с $I_a > 0$) обосновывает идею применения э. д. с. (и тока) от данной гармоники поля для авторегулируемого самовозбуждения (пропусканием выпрямленного тока через обмотку f). Сама же зависимость гармоники поля от значения тока ОЯ показывает, что при этом будет реализовано токовое компаундирование.

При выборе n -й гармоники поля следует соблюдать условия:

функционирование машины при авторегулируемом самовозбуждении;

обеспечение должной точности регулирования возбуждения (или точности поддержания напряжения ОЯ в генераторе).

Эти условия реальны в случае, если мощность, генерируемая n -й гармоникой поля, перекрывает мощность возбуждения.

Оценим эти условия при $I_q = 0$, для чего совместно рассмотрим регулируемую (22) и регулируемую (23) величины в зависимости от I_a .

Устойчивое функционирование в системе самовозбуждения от n -й гармоники поля будет в случае, если при изменении I_a регулирующая величина будет меняться в относительно большей мере, чем регулируемая. Это имеет место, если коэффициент компаундирования в (23), равный $1 - \frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2\lambda_f^{(n)}}$, становится

больше 1, т. е. при

$$(\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}) / (2\lambda_f^{(n)}) < 0, \quad (25)$$

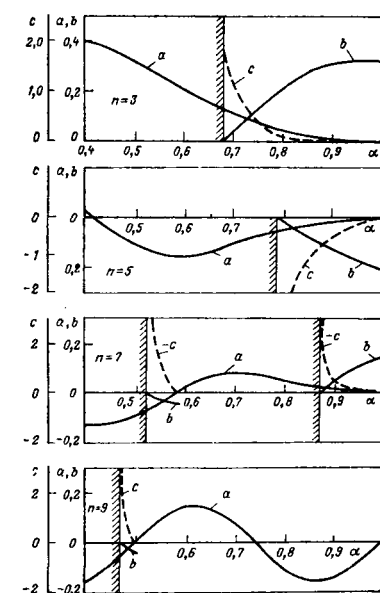
что соответствует случаю согласного компаундирования. При $\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2\lambda_f^{(n)}} > 0$ имеет место противоконпаундирование. Рассма-

триваемому идеализированному случаю ненасыщенной машины на практике в наибольшей мере соответствует режим установившегося короткого замыкания (к. з.).

При условии (25) при к. з. будет иметь место повышенное значение амплитуды n -й гармоники поля, что обуславливает форсировку возбуждения.

В целом особенность данной системы самовозбуждения в том, что в ней коэффициент компаундирования зависит от «поперечной геометрии» машины.

Определим зоны функционирования при авторегулируемом самовозбуждении на конкретном примере, где значения проводимостей, в том числе и $\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2}$ находятся по [1], а $\lambda_f^{(n)}$ — по (12).



Рассматриваем равномерный зазор под полюсами для $\alpha = 0,4-1$ и $\tau/\delta' = \infty$ (предельный случай).

На рис. 3 приведены зависимости как $0,5(\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1})$, так и $-\lambda_f^{(n)}$ от α , причем последние проведены в зонах, где выполняется условие (25). Что касается $n=1$, то рассмотрение условия (25) подтверждает, что 1-я гармоника поля при неизменном напряжении ОЯ вообще не обеспечивает авторегулируемого самовозбуждения, так как всегда $(\lambda_{0-1} + 0,5\lambda_2) / (2\lambda_f^{(1)}) > 0$.

Рис. 3. К определению областей функционирования при $n=3, 5, 7, 9$ для $\tau/\delta' = \infty$, $a = 0,5(\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1})$, $b = -\lambda_f^{(n)}$, $c = \frac{0,5(\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1})}{\lambda_f^{(n)}}$.

Рассмотрение условия точности регулирования показывает, что точность тем выше, чем больше взаимное подобие зависимостей $I_p = f(I_{OЯ})$ и $B_{a,b,c,f}^{(n)} = f(I_{OЯ})$. Согласно (22) и (23) при $I_q = 0$ подобие тем больше, чем ближе к нулю отношение, используемое в (25):

$$(\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}) / 2 \approx 0. \quad (26)$$

Анализ условий (25) и (26) показывает, что одновременное выполнение условий функционирования и точного регулирования невозможно. Если первое из условий непременно, то ко второму следует стремиться по возможности.

Зависимость $\frac{\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}}{2\lambda_f^{(n)}} = f(\alpha)$ дана на рис. 3. В идеализированной машине (24) и (25) могут быть достигнуты измене-

ниями «поперечной геометрии». Обмоточные данные, закон распределения м. д. с. обмотки f не влияют на выполнимость этих условий.

Анализ по рис. 3 показывает, что практически наиболее приемлемой является 3-я гармоника поля. Выполнение условий (24) и (25) для нее имеет место при $\alpha \approx 0,7-0,8$, т. е. при значениях α , являющихся оптимальными в синхронных машинах.

При $n > 3$ приемлемые по условиям (24) и (25) значения α оказываются либо велики ($\alpha = 0,86; 0,94$), либо малы ($\alpha = 0,46; 0,58$) для оптимального проектирования.

Преимущество 3-й гармоники поля над высшими гармониками по значению и по подобию регулировочной характеристики показано на рис. 2.

Рассмотрим гармоники поля при $I_q \neq 0$. Объект конкретного расчета тот же, по которому проводились расчеты к рис. 2.

Для режима при $\tilde{U}_{OЯ} = 1$, $\varphi_{OЯ} = \text{const}$ и $I_{OЯ} = \text{var}$. По [5] определяются I_f , I_a , I_q , затем по (20) — амплитуды 3-й, 5-й, 7-й гармоник.

На рис. 4 приведены расчетные зависимости $I_f = f(I_{OЯ})$ и $B_{a,b,c,f}^{(n)} = f(I_{OЯ})$.

На рис. 5 дано сравнение расчетных и опытных значений гармоник индукции в регулировочном режиме при $\tilde{U}_{OЯ} = 0,25$.

Там же приведено сравнение расчетных значений результирующего поля в зазоре, определенного по (19) и (20) с опытными данными (в расчете поля учтены 1-, 3-, 5-, 7- и 9-я гармоники).

Удовлетворительное в целом расхождение при сравнении подтверждает приемлемость приведенных выражений.

Результаты расчета гармоник поля показывают, что для некоторых из них при неизменном $I_{OЯ}$ чередование амплитуд индукции при различных $\cos \varphi_{OЯ}$ совпадает с чередованием токов возбуждения. Таким образом, высшим гармоникам, и прежде всего 3-й гармонике, может быть свойственна и функция фазового компаундирования.

Выявление благоприятных качеств, как указывалось, в первую очередь зависит от «поперечной геометрии». Можно показать, что при $I_q \neq 0$ изменение от нагрузки первой составляющей в (20), зависящей от I_f , I_a , обеспечивает фазовое компаундирование. Вторая составляющая, зависящая от I_q , изменяется противоположно, поэтому для высшей гармоники эффект фазового компаундирования тем реальнее, чем относительно больше первое слагаемое, т. е. чем больше фазовый сдвиг $\varphi^{(n)}$ (21). Повышение несомненно первой составляющей достигается по (20) в случае активно-индуктивной нагрузки при $(\lambda_{n-1} + \lambda_{n+1}) / 2\lambda_f^{(n)} < 0$, что совпадает с ограничением на «геометрию», налагаемым условием (25) при $I_q = 0$. Итак, зоны с геометрией, благоприятной по фазовому компаундированию для n -й гармоники поля, совпадают с зонами функционирования рис. 3. Тем самым подтверждается, что лучшие возможности для фазового компаундирования имеют место опять-таки для 3-й гармоники поля.

Выражение (20) связывает 3-ю гармонику поля с токами I_a , I_q , I_f и удельными проводимостями. При отработке же системы возбуждения рассматривается связь 3-й гармоники с режимными показателями ($I_{OЯ}$, $\tilde{U}_{OЯ}$, $\cos \varphi_{OЯ}$) и с геометрией (при равномерном зазоре и заданном τ/δ' описываемой коэффициентом α).

Связь между 3-й гармоникой и α , $I_{OЯ}$, $\tilde{U}_{OЯ}$, $\cos \varphi_{OЯ}$, содержащаяся в (20) в неявном виде, неудобна для оценки 3-й гармоники.

Применением метода планирования эксперимента [6] зависимость 3-й гармоники поля от факторов α , $\tilde{U}_{OЯ}$ и $\cos \varphi_{OЯ}$ аппроксимируется полиномом.

Для генератора ОС мощностью 16 кВт с отношением $\tau/\delta' = 212$ при равномерном зазоре 0,9 мм (остальные данные совпадают с объектом, рассчитанным к рис. 2), границы факторов были следующими: $\alpha = 0,69$ и $0,8$; $\tilde{U}_{OЯ} = 0,7$ и 1 отн. ед.; $\cos \varphi_{OЯ} = 0,6$ (отст.) и 1 .

В итоге выражение (20) с помощью плана первого порядка для трех факторов при $I_{OЯ} = I_{ном}$ аппроксимируется полиномом $B^{(3)}$ (в Тл):

$$B_{a,b,c,f}^{(3)} \approx B_{ном}^{(3)} = 1,76(\alpha - 0,5) + 3,69\tilde{U}_{OЯ}(\alpha - 0,73) - 5\tilde{U}_{OЯ} \cos \varphi_{OЯ}(\alpha - 0,77). \quad (27)$$

Для х. х. 3-я гармоника определилась двумя факторами:

$$B_{х.х.}^{(3)} = 1,22\tilde{U}_{OЯ}(\alpha - 0,66). \quad (28)$$

Для к. з. при $I_{OЯ} = I_{ном}$

$$B_{к.з.}^{(3)} = 1,84(\alpha - 0,52). \quad (29)$$

Анализ (28) и (29) показывает, что третьи гармоники поля для к. з. и х. х. равны нулю при неодинаковых значениях α : $\alpha_{к.з.} = 0,52$ и $\alpha_{х.х.} = 0,66$. При обычной геометрии 3-я гармоника при к. з. больше, чем при х. х. При насыщении это отношение возрастает еще больше. Согласно (29) при к. з. 3-я гармоника вообще значительна — этим объясняется эффект форсировки в данном режиме в машинах с самовозбуждением от 3-й гармоники поля.

Значение 3-й гармоники при номинальной нагрузке (27) зависит от $\cos \varphi_{OЯ}$, чем подтверждается фазочувствительность ЗГП. При $I_{OЯ} = I_{ном}$ в особой точке $\alpha = \alpha_\phi = 0,77$, одинаковой для разных уровней напряжения, 3-я гармоника перестает зависеть от $\cos \varphi_{OЯ}$, при этом 3-я гармоника следует за изменением $\cos \varphi_{OЯ}$ для $\alpha > \alpha_\phi$ согласно с требованиями фазового компаундирования; при $\alpha < \alpha_\phi$ картина противоположна, что должно учитываться при проектировании.

Применение метода планирования эксперимента особенно целесообразно при рассмотрении 3-й гармоники с учетом насыщения.

Полученные результаты и рекомендации успешно применялись при разработке встроенной системы авторегулируемого самовозбуждения от 3-й гармоники в генераторах серии ОС.

Вопрос дальнейшего уточнения результатов связан с учетом влияния насыщения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А. И., Лахтметс Р. А. Магнитная проводимость воздушного зазора и расчет магнитного поля явнополюсной синхронной машины. — Электромеханика, 1968, № 6.
2. Вагнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины. — ГЭИ, 1960.
3. Арутюнян В. С. Потокоцепления и напряжения синхронной машины с дополнительной обмоткой по третьей гармонике поля. — Электричество, 1979, № 7.

Рис. 4. Зависимости $I_f = f(I_{OЯ})$ (— — —) и $B_{a,b,c,f}^{(n)} = f(I_{OЯ})$ (—) при $U_{OЯ} = U_{OЯ ном}$: $\circ$ — $\cos \varphi = 0$ (отст.) и $\cos \varphi = 1$; $\times$ — $\cos \varphi = 0,8$ (отст.)

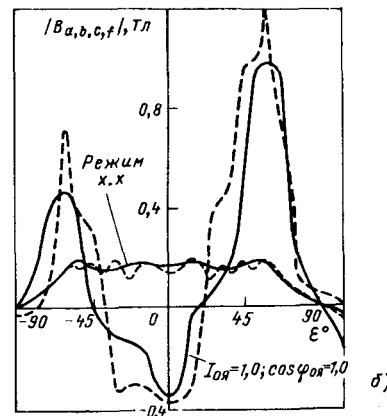
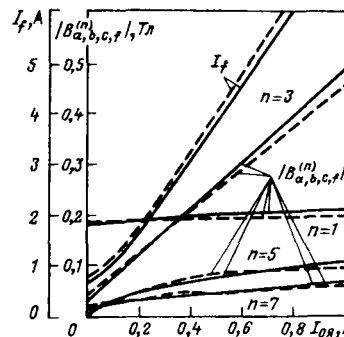
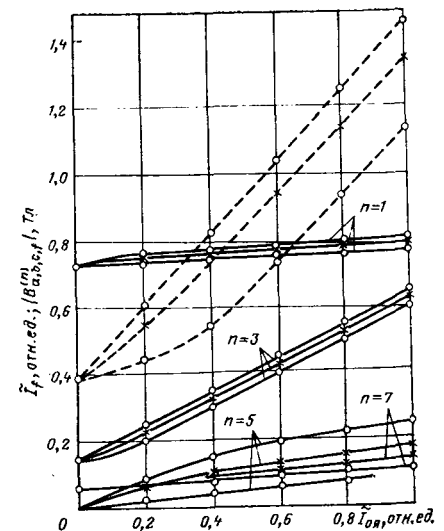


Рис. 5. Сравнение расчета (—) гармонического состава (а) и результирующего поля (б) с опытом (— — —) в генераторе при $U_{OЯ} =$

$U_{OЯ ном}$,
 $\cos \varphi_{OЯ} = 1$.

4. Арутюнян В. С. Параметры и уравнения напряжения в относительных единицах для синхронной машины с дополнительной якорной обмоткой. — Труды ВНИИКЭ, 1979, том X.

5. Арутюнян В. С. Токи в цепях автономного синхронного генератора с самовозбуждением от третьей гармоники поля. — Электротехника, 1981, № 2.

6. Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф., Копылов И. П. Планирование эксперимента в электромеханике. — М.: Энергия, 1975.

[09.04.81]

Электромагнитные процессы в полупроводниковом коммутаторе машины постоянного тока, работающей в переходных режимах

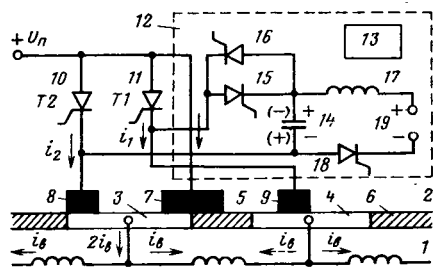
ЛОМАКИН В. А., канд. техн. наук, КАМЕНСКИЙ И. М., инж.
Баку

Применение управляемых полупроводниковых коммутаторов в машинах постоянного тока с механическими коллекторами дает возможность значительно увеличить их коммутационную устойчивость и повысить использование по мощности. В [1 и 2] описываются схемы полупроводниковых коммутаторов, рассчитанных на загрузку полным и неполным током машины.

Эти устройства могут найти применение в перспективных крупных коллекторных машинах постоянного тока без дополнительных полюсов; их целесообразно использовать также в коллекторных двигателях, которые работают с большими перегрузками и характеризуются высокими требованиями к быстродействию. Для уменьшения момента инерции такие двигатели могут быть изготовлены с неферромагнитным якорем. Принципы и схемы искусственной коммутации, разработанные для коллекторных машин [1 и 2], могут найти широкое применение в бесколлекторных машинах постоянного тока [3], например, для электрификации роторного транспорта.

Статья посвящена исследованию нестационарных электромагнитных процессов в полупроводниковом коммутаторе при переходных режимах работы машины постоянного тока [2].

Принципиальная схема блока полупроводникового коммутатора, связанного с одной группой щеток положительной полярности, представлена на рис. 1. Анализ квазистационарных электромагнитных процессов коммутации, описанный в [2], выявил высокую коммутационную надежность схемы, которая выражается в том, что напряжение на коммутирующем конденсаторе изменяется пропорционально нагрузке и зависит также от длительности первого коммутационного интервала. Кроме того, схема не нуждается в непрерывном подзаряде конденсатора от вспомогательного источника, так как последний в четвертом интервале перезарядается за счет энергии коммутируемых секций.



шины по сравнению с временем коммутационного цикла t_k , можно считать, что токи в параллельных ветвях обмотки якоря равны и в течение каждого коммутационного интервала изменяются по линейному закону:

$$i_b = i_0 + Kt. \quad (1)$$

С учетом указанного были получены уравнения разрядных токов и напряжений коммутирующего конденсатора для четырех временных интервалов, которые с целью обобщения результатов исследований записаны в относительных единицах.

Электромагнитный процесс в коммутационных интервалах описывается следующими уравнениями:

первый интервал

$$i_1(t) = [A_1 \sin(\omega_1 t) - B_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)] \exp(-a_1 t) + Kr^*c; \quad (2)$$

$$U_1(t) = [A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - B_1 \sin(\omega_1 t + 2\varphi_1)] \sqrt{x} \exp(-a_1 t) - (i_0 + Kt) r^*c - K(1 - r^*c/q_1); \quad (3)$$

второй интервал

$$i_2(t) = [A_2 \sin(\omega_2 t) - B_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + C_2 \sin(\omega_2 t + 2\varphi_2)] \times \times \exp(-a_2 t) + i_{20} + K_1 t - K_1 r^*c; \quad (4)$$

$$U_2(t) = [A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - B_2 \sin(\omega_2 t + 2\varphi_2) + C_2 \sin(\omega_2 t + 3\varphi_2)] \sqrt{x-1} \exp(-a_2 t) + r^*c(i_{20} + K_1 t) + K_1(r^*c - r^*c_r)/(2q_2); \quad (5)$$

третий интервал

$$i_3(t) = A_3 \sin(\omega_3 t) \exp(-a_3 t); \quad (6)$$

$$U_3(t) = A_3 \sin(\omega_3 t + \varphi_3) \exp(-a_3 t) \sqrt{x-1}; \quad (7)$$

четвертый интервал

$$i_4(t) = [A_4 \sin(\omega_4 t) - B_4 \sin(\omega_4 t + \varphi_4) - D_4 \sin(\omega_4 t - \varphi_4)] \times \times \exp(-a_4 t) + Kr^*c; \quad (8)$$

$$U_4(t) = [A_4 \sin(\omega_4 t + \varphi_4) - B_4 \sin(\omega_4 t + 2\varphi_4) - D_4 \sin(\omega_4 t)] \sqrt{x} \exp(-a_4 t) - (i_{04} + Kt) r^*c + K(r^*c/q_4 - 1). \quad (9)$$

Длительность первого коммутационного интервала регулируется и устанавливается схемой управления. Время второго интервала определяется из (4) при условии, что разрядный ток $i_2(t_{II})$ равен нарастающему току тиристора $T1$ ($i_{20} + K_1 t_{II}$):

$$t_{II} = \{\arcsin[K_1 r^*c_r / (\sqrt{E^2 + z^2} \cdot E_2)] - \arcsin(z \sqrt{E^2 + z^2})\} / \omega_2. \quad (10)$$

Длительность третьего коммутационного интервала находится из (6) при условии, что ток конденсатора $i_3(t_{III})$ равен прямому току отключаемого тиристора $T2$ [$2i_0 + 2K(t_I + t_{II} + t_{III}) - i_{20} - K_1(t_I + t_{II})$]:

$$t_{III} = \{\arcsin[I / (A_3 E_3)]\} / \omega_3. \quad (11)$$

Время четвертого интервала находится из (8) при условии, что $i_4(t_{IV}) = 0$:

$$t_{IV} = \{\arcsin[(Kr^*c) / (E_4 \sqrt{S^2 + G})] - \arcsin(-G / \sqrt{S^2 + G^2}) + \pi\} / \omega_4. \quad (12)$$

Время для восстановления запирающих свойств тиристора $T2$, находится из (9) при условии, что $U_4(t) = 0$:

$$i_3 = [\pi - \arcsin(M / \sqrt{P^2 + N^2}) - \arcsin(P \sqrt{P^2 + N^2})] / \omega_4. \quad (13)$$

Уравнения (10)–(13) — трансцендентные, решение их производится итерационным методом с помощью ЦВМ. В частном случае, когда $K=0$, уравнения (1)–(13) описывают квазиустановившиеся электромагнитные процессы.

В уравнениях (1)–(13): U_{01} , U_{02} , U_{03} , U_{04} — начальные напряжения на конденсаторе в соответствующих интервалах; ω_1 , ω_2 , ω_3 , ω_4 — угловые частоты контуров; q_1 , q_2 , q_3 , q_4 — добротности контуров по интервалам коммутации.

5—156

В первом коммутационном интервале:

$$A_1 = (U_{01} + i_0 r^*c + K) / (\omega_1 x);$$

$$a_1 = 1 / (2q_1 x);$$

$$B_1 = (Kr^*c) / (\omega_1 \sqrt{x}); \quad \omega_1 = \sqrt{4q_1^2 x - 1} / (2q_1 x);$$

$$\varphi_1 = \arctg(2\omega_1 q_1 x).$$

Здесь i_0 — начальный ток ветви; r^*c — активное сопротивление секции; x — параметр, характеризующий паразитную индуктивность соединительных проводов; K — производная тока ветви по времени.

Во втором коммутационном интервале:

$$A_2 = [U_{02} + i_{20} r^*c + K_1(x-1)] / [\omega_2(x-1)];$$

$$B_2 = (i_{20} + K_1 r^*c) / [\omega_2 \sqrt{x-1}]; \quad C_2 = K_1 / \omega_2;$$

$$E = A_2 - B_2 \cos(\varphi_2) - C_2 \cos(2\varphi_2); \quad a_2 = 1 / [2q_2(x-1)];$$

$$z = C_2 \sin(2\varphi_2) - B_2 \sin(\varphi_2);$$

$$\omega_2 = \sqrt{4q_2^2(x-1) - 1} / [2q_2(x-1)];$$

$$\varphi_2 = \arctg[2\omega_2 q_2(x-1)];$$

$$E_2 = \exp(-a_2 t_{II}).$$

Здесь $U_{02} = -U_1(t_I)$; $i_{20} = i_1(t_I)$; K_1 — производная тока тиристора $T1$ по времени; $K_1 = K i_{20} / i_b$; r^*c — активное сопротивление соединительных проводов; r^*c_r — активное сопротивление тиристора.

В третьем коммутационном интервале:

$$A_3 = U_{03} / [\omega_3(x-1)]; \quad \omega_3 = \sqrt{4q_3^2(x-1) - 1} / [2q_3(x-1)];$$

$$\varphi_3 = \arctg[2\omega_3 q_3(x-1)]; \quad a_3 = 1 / [2q_3(x-1)];$$

$$U_{03} = U_2(t_{II}); \quad E_3 = \exp(-a_3 t_{III}).$$

В четвертом коммутационном интервале:

$$A_4 = (U_{04} + i_{04} r^*c + K) / (\omega_4 x); \quad B_4 = Kr^*c / (\omega_4 \sqrt{x});$$

$$D_4 = (2i_{04} - i_{24}) \sqrt{x} / \omega_4; \quad \omega_4 = \sqrt{4q_4^2 x - 1} / (2q_4 x);$$

$$\varphi_4 = \arctg \sqrt{4q_4^2 x - 1}; \quad a_4 = 1 / (2q_4 x);$$

$$S = (B_4 + D_4) \cos \varphi_4 - A_4; \quad G = (B_4 - D_4) \sin \varphi_4;$$

$$U_{04} = U_3(t_{III}); \quad i_{04} = i_0 + K(t_I + t_{II} + t_{III});$$

$$i_{24} = i_{20} + K_1(t_{II} + t_{III}); \quad N = A_4 \cos(\varphi_4) - B_4 \cos(2\varphi_4) - D_4;$$

$$P = A_4 \sin(\varphi_4) - B_4 \sin(2\varphi_4); \quad M = [(i_{04} + K t_b) r^*c -$$

$$- K(r^*c/q_4 - 1)] / [\sqrt{x} \exp(-a_4 t_b)];$$

$$E_4 = \exp(-a_4 t_{IV}).$$

Для перехода от относительных единиц к абсолютным используются следующие зависимости: $i_{a6c} = i_b$, где i_b — базовый ток в амперах (например, номинальный ток ветви машины); i — относительное значение тока; $U_{a6c} = U / U_{6p}$, где U — относительное значение напряжения; $\rho = \sqrt{L_c C}$ — волновое сопротивление контура секция—конденсатор; $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_c C}$ — собственная частота колебаний того же контура; $\omega_{a6c} = \omega_0$ — абсолютное значение угловой частоты контура в i -м интервале коммутации; $q_i = \rho / r^*c$ — добротность контура в i -м интервале; $t = t_{a6c} \omega_0$; $r^*c = r_{a6c} \rho$; $K = K_{a6c} / (I_{6\omega_0})$; $K_{a6c} = d(i_{a6c}) / dt_{a6c}$.

Сопротивления контуров и индуктивности по интервалам коммутации соответствуют схемам замещения в [2]. Время между окончанием одного коммутационного цикла и началом следующего равно (рис. 2а):

$$T_0 = 60\omega_0 / (K_2 n) - t_k.$$

Здесь K_2 — число выводов обмотки якоря; n — скорость вращения (об/мин); $t_k = t_I + t_{II} + t_{III} + t_{IV}$.

При нестационарной коммутации наибольший интерес представляют режимы «сброса» и «наброса» нагрузки, поскольку при этом наиболее вероятны «срывы».

Блок-схема алгоритма для расчета указанных режимов представлена на рис. 3. Исходными данными для расчета являются: q_1 , q_2 , q_3 , q_4 , r^*c , r^*c_r , r^*c_0 , x , U_{01} , i_0 , I_m , ΔU , Δi , t_x , t_I , T_0 , K_b (ΔU , Δi — малые приращения, определяющие точность расчета соответствующих параметров; K_b — заданное значение коэффициента K ; I_m — максимальное значение тока ветви; t_x — допустимое время восстановления).

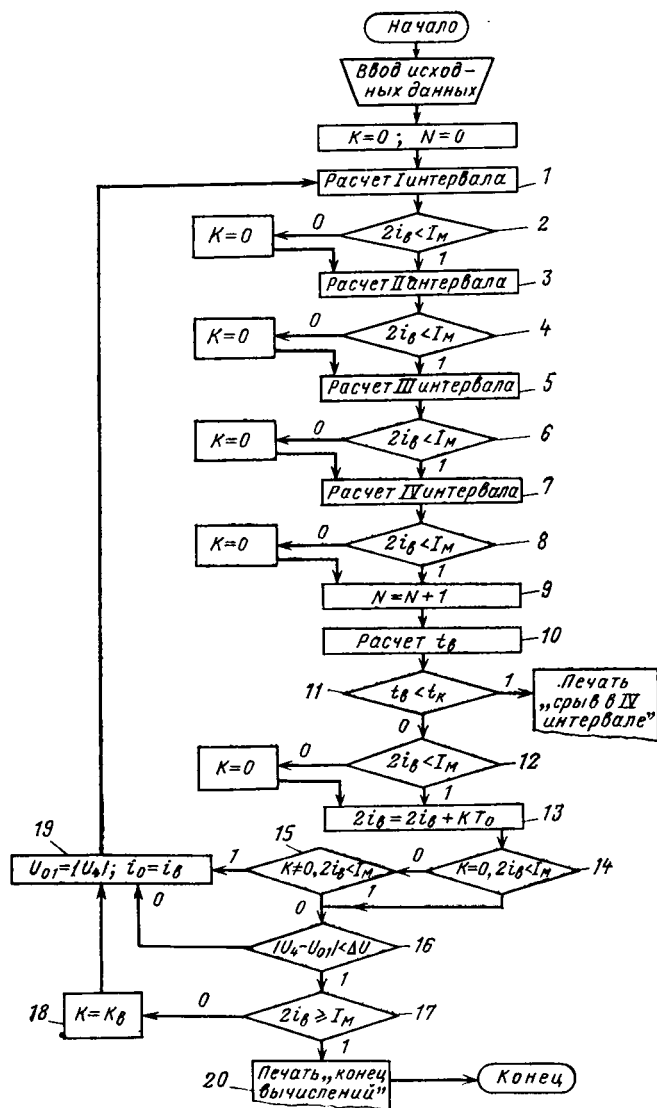


Рис. 3. Блок-схема алгоритма для расчета нестационарной коммутации при «набросах» и «сбросах» нагрузки машины

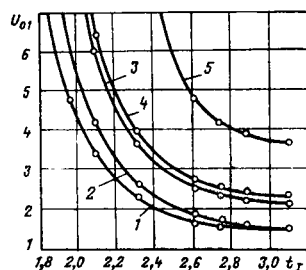


Рис. 4. Обобщенные зависимости минимального напряжения на коммутационном конденсаторе $U_{o1} = f(t_i)$ при толчках нагрузки: 1 — $q_1=30$, $K_B=0,0063$; 2 — $q_1=10$, $K_B=0,00423$; 3 — $q_1=10$, $K_B=0,00634$; 4 — $q_1=10$, $K_B=0,00845$; 5 — $q_1=5$, $K_B=0,00634$

В данной программе начальное напряжение на конденсаторе задается произвольно, поэтому в начале производится расчет квазиустановившегося процесса при $K=0$ и постоянном значении начального тока i_0 . После получения квазиустановившегося режима при токе i_0 начинается расчет нестационарной коммутации при нарастании нагрузки (17, 18, $K=K_B$) без подзаряда коммутационного конденсатора от постороннего источника.

Процесс нарастания тока в коммутационных интервалах проверяется логическими условиями 2, 4, 6, 8, в которых значение i_B определяется по (1). Нарастание тока якоря в межукоммутационный период рассчитывается оператором 13. Когда нарастающий ток достигает максимального значения I_M и наступает квазиустановившийся режим, расчет заканчивается. Последнее обеспечивается логическими условиями 14—17 рис. 3.

Условие 11 определяет «срыв» коммутации в общем случае. Кроме того, в операторе 5 содержится логическое условие, определяющее «срыв» (рис. 2,б), если $i_3(t_{III}) < I$.

Работа коммутатора при повышенных напряжениях на конденсаторе (рис. 2,в), когда $i_1(t_1) > 2i_B$, определяется логическими условиями, содержащимися в операторе 3. Для расчета нестационарной коммутации при «сбросе» нагрузки необходимо в исходных данных поменять знак коэффициента K_B .

Номер цикла	Результаты расчета							
	i_B	$i_1(t_1)$	I	t_{IV}	t_B	U_{o1}	U_4	K_B

«Наброс» нагрузки

1	0,3	0,243	0,36	2,39	0,8	-0,375	0,49	0,0
2	0,332	0,245	0,39	2,37	0,76	-0,384	0,52	0,0063
3	0,616	0,27	0,94	1,97	0,37	-0,436	1,01	0,0063
4	0,8	0,51	1,26	2,12	0,52	-0,8	1,45	0,0063
5	1,185	0,73	1,62	2,18	0,58	-1,14	1,9	0,0063
6	1,47	0,95	1,96	2,22	0,62	-1,485	2,36	0,0063
7	1,755	1,18	2,3	2,24	0,64	-1,83	2,82	0,0063
8	2,00	1,39	2,6	2,27	0,67	-2,17	3,22	0,0

«Сброс» нагрузки

1	1,968	2,418	1,55	2,53	0,93	-2,02	2,45	-0,0063
2	1,618	2,407	0,866	2,79	1,19	-1,99	2,07	-0,0063
3	1,266	2,395	0,178	3,13	1,54	-1,97	1,86	-0,0063
4	0,914	1,87	0,00	3,22	1,64	-1,84	1,78	-0,0063
5	0,561	1,164	0,00	3,22	1,65	-1,91	1,69	-0,0063
6	0,209	0,459	0,00	3,22	1,66	-1,89	1,61	-0,0063

В качестве примера в таблице приводятся результаты расчета нестационарной коммутации при «набросе» и «сбросе» нагрузки, полученные в соответствии с алгоритмом на рис. 3 с помощью ЦВМ ЕС-1020 для следующих исходных данных: $q_1=q_2=q_3=q_4=10$; $q_5=20$; $r^*_{c1}=r^*_{c2}=r^*_{c3}=r^*_{c4}=0,05$; $x=1,05$; $U_{o1}=0,3$; $i_0=0,3$; $I_M=2,0$; $\Delta U=\Delta i=0,02$; $t_x=0,35$; $t_1=2,618$; $T_0=40,0$; $K_B=0,0063$.

«Сброс» нагрузки рассчитывался при тех же исходных данных, за исключением: $U_{o1}=3,5$; $i_0=2$; $I_M=0,0$; $t_1=2,322$; $T_0=50,0$; $K_B=-0,0063$.

Если при тех же исходных данных уменьшить добротность q_1-q_4 вдвое, то происходит срыв коммутации при «набросе» нагрузки. При увеличении добротности в 2 раза коммутационный процесс протекает нормально, а напряжение U_4 увеличивается. Одновременно возрастает и время t_B . Аналогично увеличению добротности влияет на коммутационный процесс возрастание длительности t_1 . При увеличении интенсивности нарастания тока, т. е. коэффициента K_B , условия коммутации усложняются, что выражается в снижении времени t_B . Уменьшение скорости вращения двигателя при неизменном значении коэффициента K_B также ухудшает условия коммутации.

Для устранения «срывов» коммутации при ее ухудшении, как отмечалось, необходим предварительный подзаряд. Подзаряд должен производиться непосредственно перед началом нарастания тока в машине. Напряжение, от которого необходимо зарядить конденсатор, зависит от темпа нарастания тока, скорости вращения машины, параметров коммутатора и обмотки якоря. Оно зависит также и от длительности первого коммутационного интервала. Для расчета начального напряжения на конденсаторе при «толчках» нагрузки была разработана специальная программа, по которой с помощью ЦВМ ЕС-1020 были определены обобщенные зависимости, представленные на рис. 4. Эти зависимости получены при тех же исходных данных, что и расчет, представленный в таблице («наброс» нагрузки) за исключением $T_0=240$. Остальные параметры варьировались.

В качестве примера в приложении приводится расчет начального напряжения подзаряда конденсатора полупроводникового коммутатора, работающего совместно с прокатным двигателем 10 000 кВт. При «сбросе» нагрузки (см. таблицу) напряжение на конденсаторе убывает за счет рассеивания энергии на элементах коммутатора. Темп убывания напряжения U_4 практически во всех случаях отстает от скорости снижения нагрузки i_B , поэтому за счет избыточного напряжения на конденсаторе в некоторых коммутационных циклах может отсутствовать третий интервал ($I=0$). Отмеченное имеет место в третьем—шестом циклах. Коммутационный процесс при «сбросах» нагрузки во всех случаях достаточно надежен и не сопровождается «срывами».

Анализ большого числа расчетных характеристик, полученных с помощью ЦВМ при изменяющейся нагрузке, позволил оценить основные свойства полупроводникового коммутатора (рис. 1), работающего совместно с машиной постоянного тока. При известных диаграммах изменения нагрузки и скорости вращения двигателя можно добиться устойчивой коммутации при нарастании тока якоря за счет увеличения длительности t_1 . Выбранное значение длительности t_1 целесообразно проверить путем расчета нестационарной коммутации машины в соответствии с алгоритмом на рис. 3 с помощью ЦВМ. Если увеличением длительности t_1 не обеспечивается работа коммутатора без «срывов», то необходим предварительный подзаряд конденсатора. Минимальное значение начального напряжения U_{01} может быть определено по обобщенным кривым на рис. 4.

При определении напряжения U_{01} необходимо иметь в виду, что зависимости на рис. 4 получены при низких скоростях вращения двигателя (T_0). Если расчетный двигатель имеет большую скорость вращения при «набросе» нагрузки, то выбранное значение U_{01} по рис. 4 будет соответствовать необходимому значению начального напряжения на конденсаторе с некоторым запасом, пропорциональным увеличению скорости вращения двигателя относительно расчетного значения (T_0).

Полученные рекомендации и результаты анализа можно использовать при разработке полупроводниковых коммутаторов (рис. 1) для современных электроприводов постоянного тока.

Приложение. Рассмотрим в качестве примера использование этих зависимостей применительно к прокатному двигателю мощностью 10 000 кВт. Двигатель рассчитан для работы с вентильным коммутатором (рис. 1) и имеет следующие данные: $I_n =$

$= 11\,400$ А; $i_a = 570$ А; $L_c = 100 \cdot 10^{-6}$ Гн; $C_k = 250 \cdot 10^{-6}$ Ф; $K_2 = 55$; $q_1 = 10$; $K_b = 0,00634$; $t_k = 5$.

Принимаем $t_1 = 2,62$. По кривой 3 (рис. 4) находим $U_{01} = 2,5$. Используя формулы для перехода к абсолютным значениям, имеем:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = 6329,1 \text{ рад/с},$$

$$r = \sqrt{(100 \cdot 10^{-6}) / (250 \cdot 10^{-6})} = 0,632 \text{ Ом};$$

$$I_0 = 570 \text{ А};$$

$$K_{a6c} = K_b \omega_0 I_0 = 0,00634 \times 6329,1 \cdot 570 = 23,1 \text{ В};$$

$$U_{01(a6c)} = U_{01} I_0 r = 2,5 \cdot 570 \cdot 0,632 = 900,6 \text{ В}.$$

Если увеличить добротность ($q_1 = 30$), то при $t_1 = 2,62$, по кривой 1 находим $U_{01} = 1,65$, тогда $U_{01(a6c)} = 1,65 \cdot 570 \cdot 0,632 = 594,4 \text{ В}$. Скорость вращения двигателя

$$n = (60 \omega_0) / [K_2 (T_0 + t_k)] = 60 \cdot 6329 / (55 \cdot 245) = 28,18.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ломакин В. А., Мамедов Г. Г. Исследование вентильно-механической коммутации машин постоянного тока. — Электричество, 1978, № 4.
2. Ломакин В. А. Новый принцип вентильно-механической коммутации постоянного тока. — Электричество, 1982, № 2.
3. Мэрфи Дж. Тиристорное управление двигателями переменного тока. — М.: Энергия, 1979.

[31.07.81]

УДК 621.314.632.018.782.3

Оценка быстродействия и переходные процессы в выпрямителях с интегральной системой управления

ИСХАКОВ А. С., ПРИДАТКОВ А. Г., кандидаты техн. наук

Анализ динамических свойств замкнутых систем с выпрямителями занимает одно из центральных мест в публикациях, связанных с изучением нестационарных режимов преобразовательных устройств. Это объясняется рядом нелинейных свойств выпрямителей, которые необходимо учитывать особенно для реализации быстро протекающих переходных процессов. Важная роль в формировании нелинейных свойств выпрямителя принадлежит системе управления. В последнее время значительно возрос интерес к интегральным системам управления, обладающим определенными преимуществами по сравнению с традиционными системами вертикального управления. И если вопросам динамики выпрямителей с вертикальными системами посвящено большое число работ, например [Л. 1 и 2], то подобные вопросы для выпрямителей с интегральными системами управления изучены намного меньше. Имеющиеся публикации в основном связаны с обоснованием линеаризованной модели выпрямителя [Л. 3—6]. Одним из нерешенных вопросов, представляющих и практический и теоретический интерес, является определение быстродействия выпрямителей, имеющих интегральную систему управления при конечных отклонениях.

Настоящая работа посвящена изучению переходных процессов в выпрямителях с интегральной системой управления при конечных отклонениях, определению времени сходимости их и изучению влияния на этот параметр величины задающих сигналов. Рассматривается выпрямитель с обратной связью по выходному напряжению, этот режим позволяет проследить весь ход переходного процесса при любых отклонениях и тем самым выявить быстродействие «чистой» системы интегрального управления без влияния постоянных времени нагрузки. Полученные результаты позволяют оценить предельно достижимые по быстродействию возможности выпрямителей с рассматриваемым типом системы управления. В качестве аппарата исследования используется метод нелинейных разностных уравнений, решение которых для наглядности получения результатов производится графическим способом. Приняты обычные допущения об идеализации всех элементов системы и симметрии питающих напряжений.

На рис. 1 приведена структурная схема выпрямителя с наиболее распространенным типом интегральной системы управления, которая представляет собой преобразователь типа «напря-

жение — частота», выполненный по схеме интегратора с разрядом емкости через ключ [Л. 7]. Регулирование выпрямителя производится изменением управляющих сигналов U_1 и U_2 согласно уравнению статического режима [Л. 5 и 6]:

$$u_d = u_1 - \frac{T_c}{T} u_2, \quad (1)$$

где $u_d = U_d/U_m$; U_d — среднее значение выпрямленного напряжения; U_m — амплитуда напряжения питания; $u_1 = U_1/U_m$; $u_2 = U_2/U_m$ — постоянная времени интегратора;

$$T = \frac{2\pi}{m\omega}$$

интервал дискретности m -фазного выпрямителя; ω — круговая частота напряжения питания.

Задача рассматривается для двух режимов — непрерывного

где $u_d = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha_0$; α_0 — угол отпирания выпрямителя, $0 <$

$< \alpha_0 < \pi$ и полупроводимого — $u_d = \frac{m}{2\pi} [1 - \sin(\alpha_0 - \pi/m)]$, $\pi/2 - \pi/m < \alpha_0 < \pi/2 + \pi/m$.

Динамика выпрямителя в этих режимах описывается нелинейным разностным уравнением первого порядка вида [Л. 5]

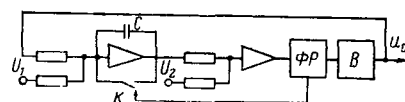


Рис. 1. Структурная схема выпрямителя с интегральной системой управления:

С — интегрирующий конденсатор; ФР — формирователь-распределитель управляющих импульсов; В — выпрямитель; u_d — выходное напряжение выпрямителя; U_1 и U_2 — управляющие сигналы

и 6]:

$$F_2(\alpha_{n+1}) = F_1(\alpha_n). \quad (2)$$

Задача исследования состоит в решении (2) при заданных значениях α_0 , u_1 и m . Для определенности положим $m=2$. Решение (2), осуществляемое графически, сводится к построению в координатах F — α функций F_1 и F_2 непрерывного аргумента α и вычислению α_{n+1} по заданному из определенного интервала значения α_n . Этот интервал зависит от области устойчивости и наличия системы ограничения диапазона изменения угла отпирания, в результате работы которой угол α принимает значения от $\alpha_{\min}$ до $\alpha_{\max}$. Если в этом случае для какого-либо α_n значения α_{n+1} решения (2) будут больше $\alpha_{\max}$ или меньше $\alpha_{\min}$, то в решение вводится значение α_{n+1} , равное $\alpha_{\max}$ или $\alpha_{\min}$. При графическом решении (2) учет ограничений производится с помощью вертикалей, проведенных на графике решения (2) через значения $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ и решение при $\alpha_{\min} > \alpha_{n+1} > \alpha_{\max}$ продолжается из точек пересечения вертикалей $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ с функцией F_1 , т. е. значения α_{n+2} при этом вычисляются из уравнений

$$F_2(\alpha_{n+2}) = F_1(\alpha_{\min}) \text{ при } \alpha_{n+1} < \alpha_{\min};$$

$$F_2(\alpha_{n+2}) = F_1(\alpha_{\max}) \text{ при } \alpha_{n+1} > \alpha_{\max}.$$

Для выяснения влияния величины управляющих сигналов u_1 и u_2 на время сходимости переходных процессов решение (2) приводится для нескольких значений $u_1 = ku_{10}$, где $k=0,8, 1, 1,2$; u_{10} — оптимальное по быстродействию значение сигнала задания, соответствующее условию конечной длительности переходного процесса линеаризованного уравнения (2).

$$a_2 \Delta \alpha_{n+1} = a_1 \Delta \alpha_n \quad (3)$$

(здесь $a_2 = dF_2/d\alpha_{n+1}$, $a_1 = dF_1/d\alpha_n$) и вычисляемое из условия $a_1 = 0$.

Переходный процесс считается законченным, когда угол α_n достигает значения, при котором выпрямленное напряжение u_d отличается от установившегося значения не более, чем на величину Δu . Ей в силу малости Δu соответствует полоса $\Delta \alpha$ шириной

$$\Delta \alpha = \Delta u / c, \quad (4)$$

где $c = du_d/d\alpha$.

Непрерывный режим. Разностное уравнение для него получено в [Л. 5], для $m=2$ оно имеет вид

$$u_1 \alpha_{n+1} - \cos \alpha_{n+1} = u_1 \alpha_n + \cos \alpha_n - 2 \cos \alpha_0. \quad (5)$$

На рис. 2 приведены кривые F_1 и F_2 уравнения (5), построенные для значений α_0 , равных 30° , 90° и 150° , при $u_1 = u_{10}$ и отклонений от u_{10} на $\pm 20\%$, где $u_{10} = \sin \alpha_0$ [Л. 5]. Там же приведен график переходного процесса в виде зависимости отклонения от положения равновесия $\Delta \alpha_n = \alpha_n - \alpha_0$ в функции дискретного времени n .

Значения $\alpha_{\min} = 0$ и $\alpha_{\max} = 180^\circ$ ограничивают область устойчивой работы выпрямителя. Если для $\alpha_0 = 30^\circ$ значение α_n находится в интервале $\alpha_1 < \alpha_n < \pi$, где α_1 вычисляется из выражения

$$F_1(\alpha_1) = F_1(0), \quad (6)$$

то вступает в действие система ограничения и $\alpha_{n+1} = 0$. Переходный процесс сходится для $\alpha_0 = 30^\circ$ примерно за два-три интервала дискретности. При $\alpha_0 = 90^\circ$ система ограничения не вступает в действие, так как при $0 < \alpha_n < \pi$ значения α_{n+1} также

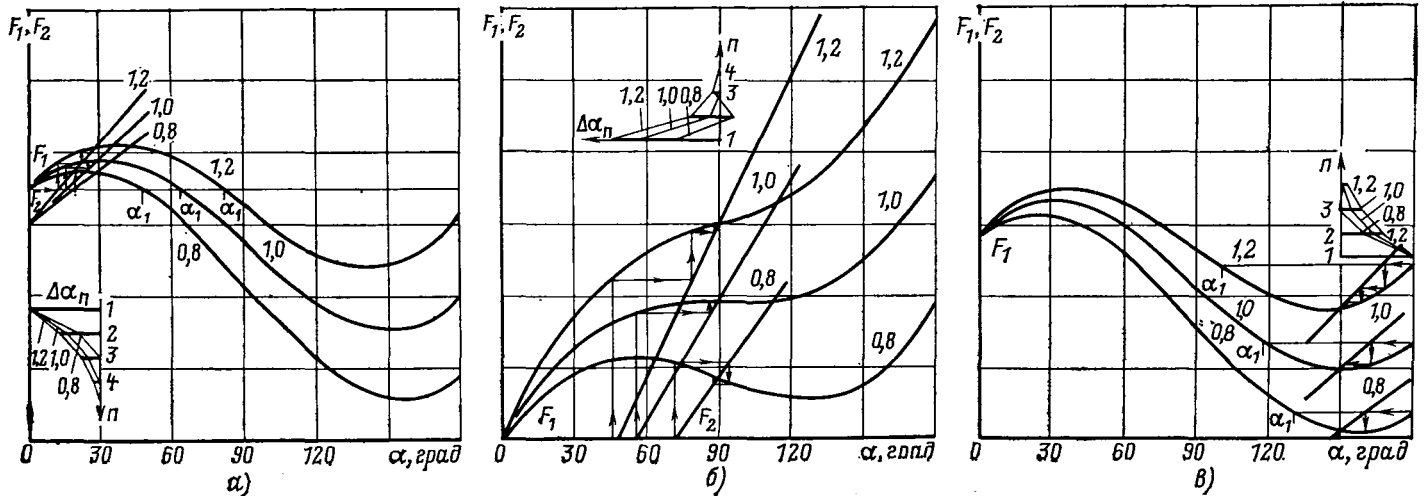


Рис. 2. Функции F_1 , F_2 и переходные процессы в выпрямителе в режиме непрерывного тока:
 $\alpha - \alpha_0 = 30^\circ$; $u_{10} = 0,5$; б — $\alpha_0 = 90^\circ$, $u_{10} = 1$; в — $\alpha_0 = 150^\circ$, $u_{10} = 0,5$

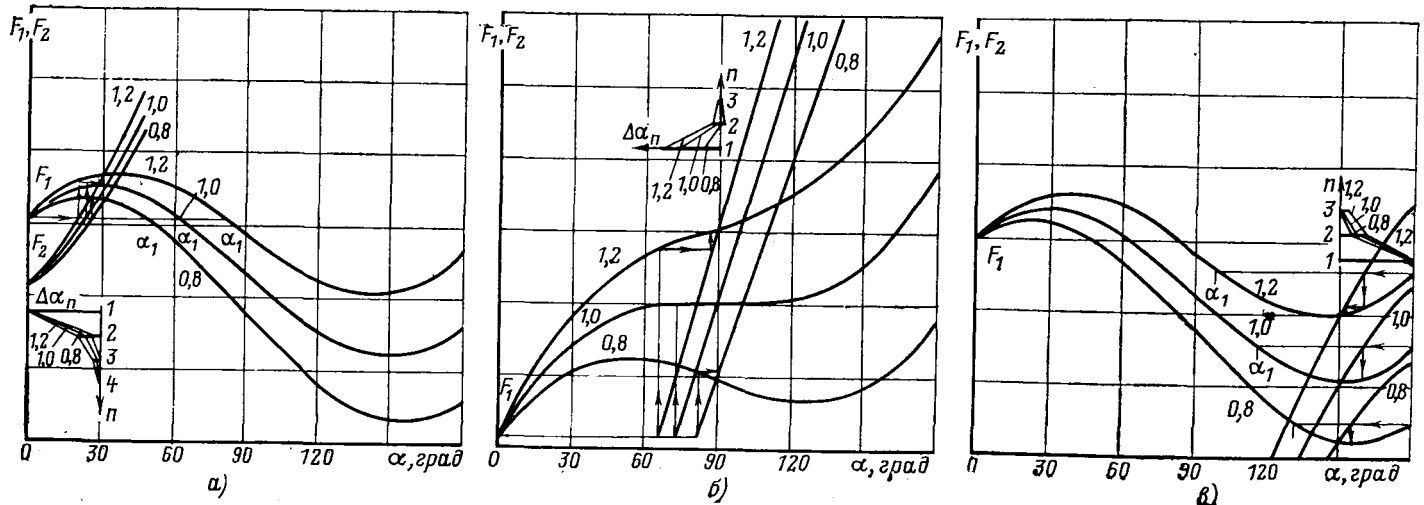


Рис. 3. Функции F_1 , F_2 и переходные процессы в выпрямителе в полупроводящем режиме:
 $\alpha - \alpha_0 = 30^\circ$, $u_{10} = 0,5$; б — $\alpha_0 = 90^\circ$, $u_{10} = 1$; в — $\alpha_0 = 150^\circ$, $u_{10} = 0,5$

лежат внутри интервала $0-\pi$. Как и в предыдущем случае, переходный процесс сходится практически за два — три интервала дискретности. В инверторном режиме для $\alpha_0=150^\circ$ при $0<\alpha_n<\alpha_1$, где α_1 определяется из выражения

$$F_1(\alpha_1)=F_1(\pi), \quad (7)$$

снова вступает в работу система ограничения. И здесь переходный процесс длится не более двух — трех интервалов дискретности.

Полууправляемый режим. Динамика выпрямителя в этом режиме для $m=2$ описывается уравнением [Л. 6]:

$$u_1\alpha_{n+1}=u_1\alpha_n+\cos\alpha_n-\cos\alpha_0. \quad (8)$$

Кривые F_1 и F_2 этого уравнения и соответствующие графики переходного процесса показаны на рис. 3. Так же, как и для непрерывного режима, переходный процесс вычислен для α_0 , равных 30° , 90° и 150° , при $u_1=u_{10}$ и отклонений на него на $\pm 20\%$, где $u_{10}=\sin\alpha_0$ [Л. 6]. При $\alpha=30^\circ$ и $\alpha_0=150^\circ$ работает система ограничения, угол α_1 здесь определяется по выражениям (6) и (7), для $\alpha_0=90^\circ$ система ограничения не вступает в работу. Так же, как и в непрерывном режиме, переходный процесс сходится практически за два — три интервала дискретности.

Как видно из графиков, процесс сходимости идет быстрее не при оптимальном по быстродействию значении сигнала u_{10} , определенном из линейной модели выпрямителя [Л. 5 и 6], а при значении $u_1=0,8u_{10}$ (переходный процесс считается законченным, когда $\Delta\alpha_n$ попадает в полосу $\Delta\alpha$, соответствующую $\Delta u=5\%$).

Аналогично можно определить быстродействие выпрямителя и при другом числе фаз. Таким образом, анализ нелинейных разностных уравнений, описывающих динамику выпрямителя с ин-

тегральной системой управления, состоящий в изучении взаимного расположения функций F_1 и F_2 , позволяет построить переходный процесс при любых отклонениях и получить точные данные о быстродействии системы, которые нельзя выявить с помощью линейной модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969.
2. Динамика вентильного электропривода постоянного тока / Под ред. А. Д. Поздеева. — М.: Энергия, 1975.
3. Наталкин А. В., Колоколкин А. В. Применение метода z-преобразования для анализа замкнутых вентильных систем с асинхронной одноканальной системой управления. — Электричество, 1976, № 10.
4. Поздеев А. Д. О динамических свойствах асинхронных систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями. — Электричество, 1979, № 8.
5. Придатков А. Г., Исхаков А. С. Устойчивость вентильных преобразователей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1977, № 10.
6. Придатков А. Г., Исхаков А. С. Устойчивость и быстродействие полууправляемых выпрямителей с системой управления интегрального типа. — Электричество, 1979, № 3.
7. Прянишников В. А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока. — Л.: Энергия, 1976.

[07.07.80]



УДК 621.318.51.013.1.001.24

Уточненное выражение для магнитных проводимостей выпучивания поля

ЗЕКЦЕР Д. М., канд. техн. наук, ЗЕКЦЕР М. Д., инж.

Харьков

В плоских электромагнитных механизмах, которые применяются в качестве промежуточных, контрольных и указательных реле в устройствах автоматики и телемеханики, электромагнитные поля между якорем и сердечником имеют выпучивания по краям в виде конических фигур, получаемых между прямоугольниками $E\Phi XT$ и $ABSP$, расположенными на некотором расстоянии от оси под углом менее 90° (рис. 1).

В существующих расчетах [1] магнитную проводимость учитывают при вращении параллелограмма $ACSR$ (рис. 2), что облегчает расчеты, но одновременно снижает их точность. На самом деле боковые грани якоря и сердечника имеют форму прямоугольника, и поэтому следует принимать во внимание еще магнитные проводимости, образуемые между двумя дополнительными треугольниками ABC и RSP и их зеркальным отображением XTH и $E\Phi J$ (рис. 2).

Для вывода расчетной формулы магнитной проводимости с учетом того, что боковая поверхность грани якоря имеет форму прямоугольника $E\Phi XT$, а боковая поверхность грани сердечника — $ABSP$, используем выражение магнитной проводимости долого полуцилиндра [2]:

$$G = \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \left(1 + \frac{d}{r} \right), \quad (1)$$

где r — $1/2$ расстояния между полюсами, равная $O'M$; l — длина полюса; d — ширина полюса, равная MN .

На высоте $y=FD$ выделим элементарный полый полуцилиндр, высотой dy с внутренним радиусом $O'M$ и внешним $O'N$.

Обозначая $AB=c'$, $BC=a'$, $AC=b'$ $BD=h$ и используя простые геометрические преобразования, получаем:

$$dG = \frac{\mu_0}{\pi} dy \ln \left[1 + \frac{(h-y)b'}{hr+y(R-\rho)} \right]. \quad (2)$$

В результате интегрирования получаем выражение для определения магнитной проводимости тела вращения, образован-

ного треугольником ABC :

$$G_{\Delta} = \frac{\mu_0 h}{\pi} \left[\frac{R}{R-\rho-b'} \ln hR - \frac{\rho+b'}{R-\rho-b'} \ln h(\rho+b') - \frac{R}{R-\rho} \ln hR + \frac{\rho}{R-\rho} \ln h\rho \right]. \quad (3)$$

Уточненная формула для магнитной проводимости фигуры, полученной вращением параллелограмма и двух треугольников на расстоянии $\rho>0$ и $\rho'>0$ от оси вращения, имеет вид:

$$G_{\text{уточ}} = G_{\text{парал}} + G_{\Delta ABC} + G_{\Delta RSP},$$

где значение $G_{\text{парал}}$ приведено в [1].

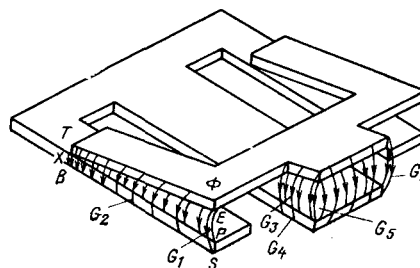


Рис. 1. Плоская Ш-образная магнитная система с П-образным якорем

По аналогии с (1) среднеобъемное превышение температуры обмотки в установившемся тепловом режиме можно описать выражением

$$\tau_{c.o.} = k_{\tau.o.} p k_0, \quad (7)$$

где $k_{\tau.o.} = \psi_1 k_{\tau m}$, а ψ_1 — среднеобъемный критерий неравномерности температурного поля в обмотке, являющийся функцией геометрических и теплофизических параметров обмотки [3].

Кроме того, среднеобъемное превышение температуры обмотки

$$\tau_{c.o.} = \psi_1 \tau_m. \quad (8)$$

Из (3) и (8) следует, что максимальное и среднеобъемное превышения температуры в значительной мере зависят от относительного значения тока, т. е. от схемы включения обмотки.

Так, для параллельных обмоток (обмоток напряжения) $i_{\tau} < 1$, $p_{k.c.o.}/p_{k_0} < 1$, а для последовательных обмоток (токовых обмоток) $i_{\tau} = 1$, $p_{k.c.o.}/p_{k_0} > 1$. Сопоставляя максимальные и среднеобъемные

превышения температуры параллельных и последовательных обмоток при одних и тех же геометрических и теплофизических параметрах по (3) и (8) найдем:

$$\frac{\tau_m}{\tau_{m1}} = \frac{\tau_{c.o.}}{\tau_{c.o1}} = \frac{1 - \beta k_{\tau m} p k_0}{1/i_{\tau}^2 - \beta k_{\tau m} p k_0}, \quad (9)$$

где τ_{m1} и $\tau_{c.o1}$ — значения соответствующих величин при $i_{\tau} = 1$

для последовательных обмоток.

Графически зависимости (9) построены на рис. 1 в функции i_{τ} для нескольких значений $\beta k_{\tau m} p k_0$. Из этих кривых видно, что при прочих равных условиях превышение температуры параллельных обмоток меньше превышения температуры для последовательных обмоток, причем эта разница увеличивается с повышением значения i_{τ} .

Рассмотрим более подробно тепловой расчет параллельных обмоток. При неизменном подводимом напряжении ($U = \text{const}$) для параллельных обмоток постоянного тока имеем:

$$U = I_0 r_0 = I r, \quad (10)$$

откуда

$$r/r_0 = 1/i_{\tau}, \quad (11)$$

$$p_{k.c.o.}/p_{k_0} = i_{\tau}. \quad (12)$$

Из (5) с учетом (12) получим:

$$\tau_{c.o.} = 1/\beta \frac{1 - i_{\tau}}{i_{\tau}}. \quad (13)$$

Выражение (13) показывает, что среднеобъемное превышение температуры параллельной обмотки постоянного тока при данном материале провода однозначно связано с относительным значением тока в обмотке. На рис. 2 по (13) построены зависимости $\tau_{c.o.}(i_{\tau})$ для медных и алюминиевых обмоток.

Очевидно, что максимальное превышение температуры параллельной обмотки с учетом (13)

$$\tau_m = \frac{1}{\beta \psi_1} \frac{1 - i_{\tau}}{i_{\tau}}. \quad (14)$$

Как показано в [3], среднеобъемный критерий неравномерности температурного поля в конкретной обмотке в реальном диапазоне тепловых режимов мало зависит от интенсивности внутренних источников тепла, поэтому с достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать, что максимальное превышение температуры параллельных обмоток постоянного тока однозначно связано с относительным значением тока в обмотке.

Приравняв (3) и (14), найдем:

$$(1 - \psi_1) \beta k_{\tau m} p k_0 i_{\tau}^2 - \beta k_{\tau m} p k_0 i_{\tau}^2 - i_{\tau} + 1 = 0. \quad (15)$$

Пренебрегая малыми величинами при решении уравнения (15), получаем:

$$i_{\tau} = \frac{1}{\sqrt{\psi_1}} \frac{\sqrt{1 + 4\beta k_{\tau m} p k_0} - 1}{2\beta k_{\tau m} p k_0}. \quad (16)$$

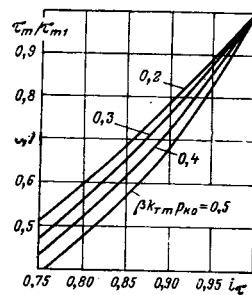


Рис. 1

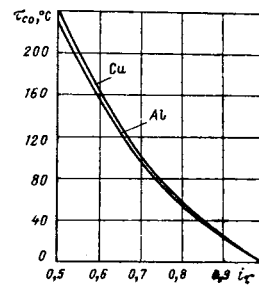


Рис. 2

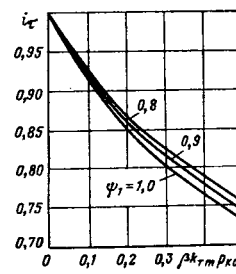


Рис. 3

На рис. 3 по (15) построены зависимости i_{τ} в функции $\beta k_{\tau m} p k_0$ при нескольких значениях ψ_1 . Из кривых рис. 3 видно, что при проектировании устройств длительного режима работы ($\beta k_{\tau m} p k_0 < 0,3$) расчет значения i_{τ} может быть произведен без учета неравномерности температурного поля в обмотке, т. е. при $\psi_1 = 1$.

Приложение. Требуется определить максимальное и среднеобъемное превышения температуры параллельной и последовательной обмоток постоянного тока. Геометрические параметры обмоток: внутренний диаметр 0,04 м, ширина 0,02 м, высота 0,04 м. Теплофизические параметры обмоток: коэффициенты теплоотдачи с внутренней боковой и наружной боковой поверхности равны и имеют значение 20 Вт/(м²·°C), коэффициент теплопроводности в радиальном направлении 0,4 Вт/(м²·°C), коэффициент теплопроводности в осевом направлении 0,5 Вт/(м²·°C). Начальная интенсивность внутренних источников тепла $p_{k_0} = 2 \cdot 10^5$ Вт/м³.

В соответствии с формулами, приведенными в [2 и 3] найдем: $F = 0,521$; $\psi_1 = 0,924$. Значение коэффициента

$$k_{\tau m} = 4,8 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C} \cdot \text{м}^2/\text{Вт}.$$

Максимальное и среднеобъемное превышения температуры последовательной обмотки найдем по (3) и (8) при $i_{\tau} = 1$ и $\beta = 1/273^\circ\text{C}$: $\tau_{m1} = 148^\circ\text{C}$; $\tau_{c.o1} = 136,8^\circ\text{C}$. Относительное значение тока в параллельной обмотке в соответствии с (16) будет: $i_{\tau} = 0,789$.

Максимальное и среднеобъемное превышения температуры параллельной обмотки определим по (14) и (13):

$$\tau_m = 79,3^\circ\text{C}; \tau_{c.o.} = 73,1^\circ\text{C}.$$

Таким образом, в данном случае максимальное превышение температуры последовательной обмотки в 2 раза больше максимального превышения температуры параллельной обмотки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов Ю. В. Обобщенные закономерности для оптимизации электромагнитных устройств малой мощности. — Электричество, 1974, № 12, с. 54—59.
2. Смирнов Ю. В. Тепловой расчет обмоток электромагнитных устройств малой мощности. — Электротехника, 1975, № 12, с. 52—57.
3. Смирнов Ю. В. Критерии неравномерности температурного поля в катушках электромагнитных устройств. — Электротехника, 1975, № 11, с. 41—45.

[26.02.81]

Управляемая поперечная компенсация передач переменного тока

(заседание секции Научного Совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики», 21 сентября 1981 г., ЭНИН им. Г. М. Кржижановского).

Пропускная способность межсистемных связей Единой электроэнергетической системы СССР (ЕЭЭС) по условию устойчивости недостаточна для полной реализации ее экономических преимуществ. Имеет место вынужденное использование неэкономичных станций, запаривание мощности и др.

Устройства управляемой поперечной компенсации (в дальнейшем — КУ) могут увеличить пропускную способность действующих межсистемных связей на десятки процентов. Такие устройства особенно нужны для дальних и сильно загруженных передач переменного тока сверхвысокого напряжения, где их применение увеличит пропускную способность в 1,5–2 раза.

Хотя капитальные вложения в КУ значительны, их применение оказывается экономически оправданным. Польза от управления поперечной компенсацией осознана специалистами как в нашей стране, так и за рубежом, и не будет преувеличением сказать, что применение КУ занимает начало нового этапа в развитии техники передачи электрической энергии переменным током.

Вступительное слово о задачах управления режимами ЕЭЭС и важности увеличения пропускной способности межсистемных связей по условию устойчивости произнес д. т. н. С. А. Савалов.

В докладе д. т. н. М. С. Либкина были обоснованы возможности автоматически управляемой поперечной компенсации, обращено внимание на нежелательные побочные эффекты, высказаны соображения о требованиях к регулированию КУ и о возможности их удовлетворения в устройствах различного типа, а также отмечены некоторые неясные вопросы.

Управлять поперечной компенсацией — значит плавно изменять эквивалентную емкостную проводимость линии. Этот эффект достигается с помощью синхронных компенсаторов либо статических компенсаторов на основе управляемых и насыщающихся реакторов, либо реакторно-тиристорных и конденсаторно-тиристорных блоков. Непременной принадлежностью КУ любого типа является автоматический регулятор.

С помощью КУ выполняется плавное регулирование напряжения на линии и реактивной мощности на трансформаторах связи с конечными и промежуточными системами. Появляется возможность локального (по участкам) регулирования напряжения с целью уменьшения расхода энергии в передаче. Осуществляется демпфирование колебаний, возникающих в передаче вследствие тех или иных возмущений режима. Некоторые типы КУ эффективно ограничивают внутренние перенапряжения, оказывают симметрирующее воздействие на напряжение линии и обнаруживают другие полезные свойства. Таким образом, КУ представляют собой multifunctionальные устройства, пригодные для двустороннего использования.

Докладчик подчеркнул, что физический смысл управления поперечной компенсацией проявляется в двух эффектах, влияющих на устойчивость: поддерживается почти неизменный уровень напряжения при изменении мощности P потока энергии в линии и деформируется в нужном направлении угловая характеристика передачи $P(\delta)$, где δ — сдвиг фаз между э. д. с. генератора и напряжением на некоторых шинах бесконечной мощности. Если регулировать КУ по условию $\lambda' = \delta$, где λ' — волновая длина компенсированной линии (рад), то зависимость $P(\delta)$ будет прямолинейной.

Такое регулирование обеспечивает проявление обоих упомянутых эффектов и является необходимым при перегрузке (по отношению к натуральной мощности некомпенсированной линии) или большой длине линии, когда передача энергии происходит в области искусственной устойчивости. В области естественной устойчивости достаточно выдержать более простое условие $U \approx \text{const}$.

Утверждение некоторых авторов о том, что стабилизация модуля напряжения, например, в одной точке длинной линии делит ее на две независимые (в части устойчивости) более короткие линии, в общем случае неправильно, так как фаза напряжения в точке присоединения КУ не закрепляется.

В числе вопросов, подлежащих исследованию, названы: принципы и критерии регулирования КУ с учетом их взаимодействия

с генераторными блоками и между собой, а также с применяемыми системами противоаварийной автоматики; устранение с помощью КУ аномальных колебаний параметрической природы, в том числе субсинхронного резонанса; высшие гармоники в линии и подавление электромагнитных излучений от КУ тиристорного типа и др.

Д. т. н. В. А. Веников поделился соображениями о методических вопросах использования КУ и возникающих при этом новых задачах теории. Можно ожидать, что в скором времени появятся конденсаторы очень большой емкости. Накопители энергии на основе таких конденсаторов изменят привычные представления о компенсаторах реактивной мощности и придадут новые свойства электропередачам. Применение конденсаторов с нелинейной вольт-кулоновой характеристикой потребует разработки соответствующих методов для анализа и расчета переходных процессов в линии электропередачи.

Касаясь зарубежного опыта, В. А. Веников отметил, что синхронные компенсаторы вытесняются статическими компенсирующими устройствами тиристорного и ферромагнитного типа. Для выбора типа статического компенсатора выполняются в большем объеме технико-экономический анализ, исследования на физических моделях, расчеты на ЭВМ и проверка опытно-промышленных образцов КУ в условиях энергосистемы. Такой подход оправдывается новизной и сложностью процессов в управляемой передаче, важным значением КУ для передач сверхвысокого напряжения и высокой их стоимостью.

В докладе к. т. н. В. В. Худякова рассматривались различные схемные решения для КУ реакторно-тиристорного типа и обсуждалось состояние разработок, выполняемых в ВЭИ им. В. И. Ленина. Докладчик сообщил также технические данные и экономические показатели ряда статических КУ, разработанных или изготовленных иностранными фирмами. По данным зарубежных специалистов статические компенсирующие устройства дешевле синхронных компенсаторов, характеризуются большим коэффициентом готовности и лучшими техническими параметрами.

Д. т. н. В. В. Бургсдорф в своем выступлении обратил внимание на различие в соотношении стоимостей оборудования и самой линии передачи, которое имеет место в настоящее время. Несмотря на высокую стоимость оборудования применение КУ весьма перспективно. Следует выявить те участки системообразующей сети ЕЭЭС, где целесообразно использовать КУ и определить очередность их установки.

Для обсуждения были предложены следующие вопросы: критерии автоматического регулирования устройств поперечной компенсации (с учетом их взаимодействия между собой и с генераторами);

математические модели статических компенсаторов реактивной мощности;

требования к скорости регулирования по условиям статической устойчивости, качества динамических переходов и ограничения внутренних перенапряжений; как обеспечивается необходимое быстрдействие компенсаторов разного типа;

проблема однофазного АПВ на линии СВН с управляемой поперечной компенсацией;

величина и длительность перегрузок по напряжению и току, на которые следует рассчитывать компенсирующее устройство;

уменьшение расхода электрической энергии в передаче, в том числе потерь на корону, путем регулирования компенсирующих устройств;

перспективы использования вращающихся машин для создания управляемой поперечной компенсации;

зарубежный опыт эксплуатации передач переменного тока с управляемыми и насыщающимися устройствами поперечной компенсации;

разработки и опыт изготовления мощных статических компенсаторов в СССР;

возможность устранения низкочастотных автоколебаний роторов генераторов путем регулирования управляемой компенсации;

параметрическое демпфирование колебаний с помощью устройств поперечной компенсации.

По поставленным вопросам высказался ряд специалистов. К. т. н. Мишта рассказал об особенностях автоматического регулятора, разрабатываемого для реакторно-тиристорного КУ, предназначенного для тупиковой подстанции 500 кВ.

К. т. н. А. Х. Калужный и инж. В. А. Кочетыгов сообщили результаты исследований на физической модели и ЭВМ устойчивости передачи с КУ и переходных электромагнитных процессов в линии с КУ тиристорного типа при ОАПВ.

К. т. н. В. С. Рашкес обратил внимание секции на возможность уменьшить установленную мощность КУ за счет использования его кратковременной перегрузочной способности. В режиме потребления реактивной мощности длительность 2,5 кратной перегрузки не превысит 15 с. По условию ограничения внутренних перенапряжений время перевода КУ из режима генерации реактивной мощности в режим ее потребления должно иметь порядок 0,1 с.

По условию гашения дуги при ОАПВ на линиях 750 кВ обычно бывает достаточна двухсекундная пауза, которая может быть уменьшена до 0,6—0,7 с при четырехлучевом реакторе (нерегулируемом). При использовании управляемой компенсации может понадобиться пофазное управление, чтобы снизить напряжение на отключенной фазе и поднять напряжение на здоровых фазах.

Д. т. н. Н. И. Соколов сообщил о разработке неявнополусного синхронного компенсатора с дополнительной обмоткой возбуждения в поперечной оси, которая позволяет увеличить потребление реактивной мощности в регулируемом режиме; повысить устойчивость работы самого компенсатора; использовать большую перегрузочную способность компенсатора и др.

К. т. н. Г. А. Славин сообщил, что исследование показывает сильную зависимость высших гармоник тока в режиме ОАПВ от типа КУ и параметров передачи. Возможно резонансное усиление высших гармоник на порядок величины. Поставлен вопрос о целесообразности оснащения КУ резистором для гашения колебаний в передаче. В нормальном режиме резистор закорочен.

К. т. н. Я. Я. Ярвик рассказал о трехфазном управляемом реакторе мощностью 2,5 МВ·А со стержневым симметричным магнитопроводом. Реактор устанавливается в сети 35 кВ.

Расчеты показали, что реакторы такого типа соответствующей мощности могут быть выполнены с хорошими технико-экономическими показателями для непосредственного включения в сеть 500 кВ.

К. т. н. А. Г. Крайз доложил о разработках по индуктивным элементам КУ, которые ведет Московский электротехнический завод им. В. В. Куйбышева.

К. т. н. В. М. Сорокин привел основные параметры управляемого реактора с вращающимся магнитным полем мощностью

25 МВ·А, устанавливаемого в сети 10 кВ. Важной особенностью этого реактора является отсутствие высших гармоник тока при нелинейной вольт-амперной характеристике. При использовании реакторов с такой характеристикой для ограничения внутренних перенапряжений отсутствие высших гармоник имеет принципиальное значение.

Секция приняла решение, в котором отмечается целесообразность многофункционального использования КУ и подчеркивается необходимость опытной эксплуатации КУ. Важнейшими направлениями исследований управляемой поперечной компенсации в XI пятилетке признаны следующие:

1. Принципы и критерии автоматического регулирования КУ с учетом взаимодействия между КУ данной передачи, между КУ и генераторными блоками, между КУ и регулированием трансформаторов связи.

2. Взаимодействие системы регулирования КУ с применяемыми системами противоаварийной автоматики.

3. Разработка физических, математических и гибридных моделей КУ разного типа для исследования переходных процессов, в частности, несимметричных; для анализа устойчивости передачи с КУ.

4. Разработка алгоритмов и программ расчета на ЭВМ процессов, упомянутых выше.

5. Взаимодействие КУ с разрядниками и ограничителями внутренних перенапряжений.

6. Проблемы гашения дуги тока короткого замыкания при однофазном АВП на линии СВН с управляемой поперечной компенсацией.

7. Использование КУ для демпфирования качаний, возникающих в передаче после больших возмущений; для устранения аномальных колебаний параметрической природы, в том числе субсинхронного резонанса.

8. Исследование высших гармоник и частотных характеристик примыкающих систем в управляемой передаче в симметричном и несимметричном режимах с учетом параметров конечных и промежуточных систем.

9. Использование КУ для уменьшения расхода энергии на ее транспорт по линии, в том числе потерь на корону.

10. Анализ пропускной способности действующих межсистемных связей ЕЭС с целью выявления мест наиболее эффективного первоочередного применения КУ.

11. Исследование целесообразности оснащения КУ резисторами для рассеяния избыточной энергии, возникающей при коммутациях и локальных нарушениях баланса по активной мощности.

Председатель секции № 3 д. т. н. Либкинд М. С.

АЛЕКСАНДР АЛЕКСЕЕВИЧ ЧЕРНЫШЕВ

(К 100-летию со дня рождения)

Крупнейший ученый, изобретатель и педагог Александр Алексеевич Чернышев внес большой вклад в развитие отечественной электротехники, автоматики и телемеханики.

Александр Алексеевич родился 21 (9) августа 1882 г. в местечке Ловынь Городнянского района Черниговской губернии. В 1902 г. он окончил с золотой медалью гимназию в г. Немирове Каменец-Подольской губернии и по конкурсу аттестатов был принят на электромеханическое отделение только что организованного в Петербурге политехнического института. Ему посчастливилось учиться в одной группе с известными впоследствии учеными М. В. Шулейкиным, Н. И. Циклиным, А. А. Горевым. По окончании института в 1907 г. А. А. Чернышев был оставлен при институте для подготовки к преподавательской деятельности. Начале он был нештатным младшим лаборантом электротехнической лаборатории, руко-

водимой М. А. Шателеном, а в 1909 г. — штатным лаборантом электротехнической лаборатории.

Еще будучи студентом А. А. Чернышев занимался исследованием диэлектриков. Его первая статья «К вопросу о законах пробоя диэлектриков» (1908 г.) содержала новые интересные результаты. Логическим продолжением статьи явился и его доклад «Методы испытания изолирующих веществ» на 5-м Всероссийском электротехническом съезде (1909 г.). В этом же году А. А. Чернышев был принят в члены Русского технического общества.

В 1909 г. А. А. Чернышева командировали в Швейцарию, Италию и Германию. Эта командировка имела вполне конкретные задачи по изучению средств измерения в цепях высокого напряжения. Решая поставленные задачи, А. А. Чернышев разработал и построил дистанционный электростатический вольтметр на 180 кВ, а несколько позд-

нее — электростатический ваттметр. Эти приборы он описал в статьях (1909—1912 гг.), а при создании в политехническом институте первой в России высоковольтной лаборатории и строительстве линии 110 кВ использовал их. За выдающиеся в то время работы в области техники высокого напряжения А. А. Чернышев был награжден в 1912 г. медалью РТО и премией имени К. Ф. Сименса.

В конце 1911 г. А. А. Чернышева командировали в Италию и Германию на Всемирные электротехнические выставки, которые он описал в «Электричестве» (1912 г.). Под впечатлением увиденных на выставке в Италии установок телеграфирования и телефонирования без проводов и передачи изображений на расстоянии А. А. Чернышев стал увлекаться радиоэлектроникой и телевидением, не прерывая работы и над другими проблемами электротехники.

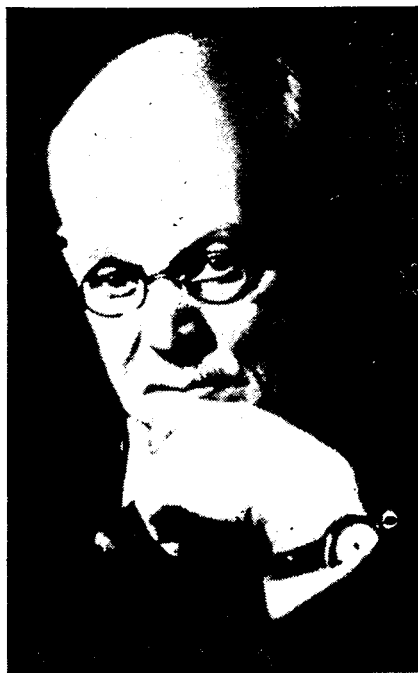
В 1913 г. он успешно защитил диссертацию «Абсолютные измерения в высоковольтных цепях». В этом же году Александр Алексеевич совместно с М. В. Шулейкиным опубликовал статью «Применение осциллографа к изучению движущихся машин».

Начиная с 1910 г., под непосредственным руководством В. Ф. Миткевича в политехническом институте начали разрабатываться учебные планы подготовки специалистов по радиотехнике. Об увлечении этими вопросами А. А. Чернышева свидетельствуют сохранившиеся в архиве его конспекты работ А. Зоммерфельда о законах распространения электромагнитных волн. Позднее эти материалы нашли отражение в опубликованных статьях А. А. Чернышева. Он принадлежит к числу первых в России создателей радиотелеметрических систем для определения расстояний между судами и центральным автоматическим управлением артиллерийским огнем. Эти работы были весьма актуальны в канун мировой войны 1914 г.

Для подготовки диссертации А. А. Чернышев был зачислен стипендиатом министерства торговли и промышленности России (в это министерство входил политехнический институт), а затем командирован в США на два года для ознакомления с производством электротехнического оборудования на заводах и изучения техники высоких напряжений и электрификации железных дорог.

В 1915 г. после возвращения на родину Александр Алексеевич был избран по конкурсу в политехнический институт преподавателем электротехники и радиотелеграфии. В этот период он опубликовал ряд статей: «Гидроэлектрические установки южных штатов Северной Америки» («Электричество», 1915 г.), «Индуктивные явления, вызываемые токами однофазных железных дорог и средства борьбы с ними» (1916 г.), «Роль Земли и верхних слоев атмосферы в распространении электромагнитных волн вокруг земной поверхности» (1916 г.), «Однофазная тяга в Соединенных штатах» («Электричество», 1916 г.) и др. В 1916—1918 гг. Чернышев принял деятельное участие в электрификации Владикавказской железной дороги.

Великую Октябрьскую революцию А. А. Чернышев встретил уже сложившимся и авторитетным специалистом. Он понял, какие возможности открыла она перед русскими учеными и твердо встал на путь служения трудовому народу. 23 сентября 1918 г. был создан Государственный рентгенологический и радиологический институт, в составе которого было четыре отдела: физико-технический (А. Ф. Иоффе), медико-биологический (М. И. Неменов), оптический (Д. С. Рождественский) и радиоактивный (Л. С. Коловрат-Червинский). Физико-технический отдел размещался в здании политехнического института, ближайшим помощником А. Ф. Иоффе стал А. А. Чернышев. В 1919 г. А. А. Чернышев был утвержден профессором радиотехники Петроградского политехнического института и начал организацию радиотехнической кафедры на электромеханическом факультете.



Одним из обстоятельств, способствовавших увлечению А. А. Чернышева радиотехникой, было представительное совещание при Наркомпочтеле в Москве 21 декабря 1918 г. по вопросу об устройстве радиосети. На этом совещании от политехнического института выступали В. Ф. Миткевич и М. А. Шателен, которые поддерживали предложение С. М. Айзенштейна об использовании дугового генератора для радиотелеграфной связи между Москвой и Владивостоком.

Вскоре представилась возможность Александру Алексеевичу и самому проявить себя в практике использования дуговых генераторов. Как известно, при наступлении белогвардейских войск на революционный Петроград была взорвана Царскосельская радиостанция. В 1920 г. было принято правительственное решение: «Восстановить радиостанцию в Детском Селе, оборудовав ее передатчиком системы Паульсена...» А. А. Чернышев взялся создать генератор. Результаты своей работы он изложил в докладе «Преобразователь Паульсена для Детскосельской радиостанции и результаты его испытаний в лабораторной обстановке». Доклад был прочитан на VIII Всероссийском электротехническом съезде в Москве в 1921 г., опубликован в 1922 г. А. А. Чернышев изготовил тогда два генератора Паульсена: один был позднее установлен на радиостанции, а другой долгое время использовался как источник тока высокой частоты для индукционного нагрева электродов электронных ламп при дегазации.

В 1919 г. А. А. Чернышев опубликовал статью «Фотоэлементы», в которой изложил содержание своего обширного доклада на Совете физико-технического отдела об изготовлении, исследовании и применении фотоэлементов в физических исследованиях. Эта тематика долгое время была в поле зрения А. А. Чернышева.

Особое место в научной деятельности А. А. Чернышева занимали электро-

вакуумные приборы. В августе 1918 г. Александр Алексеевич запатентовал «Катодное реле» и в 1922 г. опубликовал статью «Катодное реле большой мощности». Впервые в мировой практике он создал «подогретый катод», температура и электронная эмиссия которого определялись выделяющейся на нем энергией за счет бомбардировки вспомогательного электронного потока, для которого этот катод служил анодом. Этот катод применялся в сложных высоковольтных электронных устройствах и послужил А. А. Чернышеву основанием для изобретения 24 мая 1924 г. катода косвенного накала, сформулировал его как «Способ нагрева эквипотенциального катода в электронных вакуумных реле».

В 1921 г. А. А. Чернышев публикует статью «Пустотные приборы и область их применения в науке и технике», являющуюся, по существу, программой работ по производству электронных ламп, рентгеновских трубок и фотоэлементов на многие годы.

В 1921—1923 гг. им опубликованы статьи: «Развитие радиотехники в течение последних лет», «Дальность действия радиопередачи» и «Современное состояние радиотехники». На уровне знаний того времени эти статьи выдвинули их автора в число наиболее авторитетных радиоспециалистов.

Весьма значителен вклад А. А. Чернышева в развитие телевидения. Только в этой области техники им получено 15 патентов на изобретения. В 1925 г. он предложил идею передающей телевизионной трубки с использованием явления внутреннего фотоэффекта. Лишь через 25 лет в некоторых странах мира появились эксплуатационные образцы таких трубок, получивших затем широкое применение под названием «видиконов». В том же 1925 г. А. А. Чернышев запатентовал систему «большого экрана» приемного телевизионного устройства, получившую название «светоклапанной системы А. А. Чернышева». В ее основу положено использование принципа двойного лучепреломления в жидкости под действием электрического поля (эффект Керра). Одновременно Чернышев впервые в СССР разработал систему передачи неподвижных изображений, создав оригинальное «устройство для синхронизации передачи и приемника в аппаратуре электронной телескопии», как тогда называли телевидение.

Многие работы по этой тематике выполнялись под руководством и при участии А. А. Чернышева в Ленинградском электрофизическом институте АН СССР (ЛЭФИ), директором которого Александр Алексеевич был до 1935 г., а также во ВНИИ телемеханики выделившимся из ЛЭФИ. Именно во ВНИИТ в 1933 г. был организован сектор телевидения во главе с учеником А. А. Чернышева Я. А. Рыфтиным, где была осуществлена первая в СССР установка электронного телевидения.

Специалист в области радиоэлектроники и техники высокого напряжения, А. А. Чернышев внес большой вклад в решение ряда энергетических вопросов и относящихся к ним задач надежного обеспечения связи и телеуправления вдоль линий электропередач, в частности защиты линий связи от опасных напряжений, появляющихся в них вследствие электромагнитной ин-

дукции от линий электропередач, особенно при аварийных режимах. За рубежом в таких случаях прибегали в основном к замене воздушных проводов подземными кабелями. А. А. Чернышев решил задачу оригинально и просто, предложив включать между линией связи и землей газоразрядники, которые заземляли эти линии при опасных повышениях напряжения.

Из других изобретений того времени можно отметить «ловушку А. А. Чернышева» — устройство для поглощения энергии перенапряжения. А. А. Чернышев разработал аппаратуру для улучшения производства кабеля 35 кВ и быстрого определения места его повреждения. Вся методика ликвидации повреждений кабелей легла в основу многолетней практики кабельной сети Ленинграда.

Еще в 1922 г. А. А. Чернышев работал «ионный инвертор» для линии постоянного тока высокого напряжения, а также метод магнитного управления ионным разрядом. Позднее (1931 г.) для этих же целей он создал более совершенные ионные инверторы с электромагнитным управлением — преобразователь с ртутным катодом и механическим преобразователем в вакууме.

В 1931 г. в ЛЭФИ А. А. Чернышев создал передовую по тем временам высоковольтную лабораторию, в которой установил импульсный генератор на 2,5 млн. В и трансформаторную установку на 1 млн. В, построил первую в мире опытную линию электропередачи длиной 1,6 км на напряжение 500 кВ. С помощью этой линии и ее оборудования велись эксперименты по непрерывному повышению напряжения в ЛЭП.

В 1931–1935 гг. А. А. Чернышев публикует ряд статей, посвященных реализации плана ГОЭЛРО: «Единая

высоковольтная сеть СССР» (1931 г.), «Современное состояние передачи энергии постоянным током и перспективы дальнейшего развития» «Электричество», (1931 г.), «Основные проблемы электрификации», «Электроэнергетические проблемы Урало-Кузбасского комбината», (1933 г.), «Научно-технические предпосылки и задачи плана электрификации СССР».

А. А. Чернышев является пионером в осуществлении телефонной связи по проводам высоковольтных линий токами высокой частоты, а также автоматизации управления высоковольтными сетями. Большинство идей и технических решений Александра Алексеевича были реализованы позднее при создании ЕЭС.

А. А. Чернышев является также одним из создателей радиолокации в СССР. Работы по радиолокации начались в ЛЭФИ в январе 1934 г. после исторического совещания в физико-техническом институте АН СССР с участием крупнейших советских ученых. Участник совещания Б. К. Шембель пишет: «...четко выразил свое положительное отношение к проблеме только А. А. Чернышев. Он сказал, что, по его твердому убеждению, использование вторичного излучения самолетом радиоволн является единственным путем решения задачи, что он считает его вполне реальным и берется вести работы в этом направлении».

7 февраля 1934 г. А. А. Чернышев подал первую в СССР заявку на «Устройство обнаружения аэропланов и дирижаблей во время полета с помощью электромагнитных волн».

В 1936 г. Президиум АН СССР принял решение о создании под председательством акад. А. А. Чернышева Комиссии по автоматике и телемеханике, главными задачами которой являлись бы выявление и объединение

всех работ в этой области в нашей стране, систематизация и обобщение мирового опыта. В этом же году А. А. Чернышев основал журнал «Автоматика и телемеханика» и стал его первым редактором.

А. А. Чернышев всегда с большим интересом и вниманием относился к работе всероссийских и всесоюзных электротехнических съездов, много раз представлял СССР на международных конгрессах.

В 1935 г. он был избран председателем Всесоюзного научного инженерно-технического общества энергетиков (ВНИТОЭ).

С 1936 г. после переезда в Москву А. А. Чернышев руководит лабораторией газового разряда ЭНИН АН СССР, где снова принимается за усовершенствование газоразрядных инверторов.

С 1938 по 1940 г. он был первым директором Института усовершенствования инженеров по энергетике, автоматике и связи.

А. А. Чернышев опубликовал свыше 100 работ, получил 42 патента и свидетельства на изобретения. Его общественная и научно-педагогическая деятельность была высоко оценена партией и правительством: в 1930 г. одному из первых ученых была присуждена Ленинская премия за выдающиеся научные работы.

Александр Алексеевич Чернышев скоропостижно скончался в Москве 18 апреля 1940 г.

В нашей памяти навсегда останется светлый образ этого талантливого ученого, изобретателя и педагога, скромного и обаятельного человека, внесшего своими трудами неоценимый вклад в сокровищницу отечественной науки.

В. Ю. Рогинский

АЗАД АЛИЕВИЧ ЭФЕНДИЗАДЕ

(К 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет со дня рождения крупного специалиста в области автоматического управления и регулирования электроприводов, заслуженного деятеля науки Азерб. ССР, акад. АН Азерб. ССР, члена КПСС с 1940 г. Азада Алиевича Эфендизаде.

А. А. Эфендизаде окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина в 1931 г. по специальности инженер-электрик. С 1931 по 1938 г. работал в ВСНХ. Уполномоченным Азерб. ССР и в системе Азэнерго, где занимался вопросами проектирования, строительства и эксплуатации электрических станций. С 1938 по 1941 г. преподавал в Азербайджанском институте нефти и химии им. М. Азизбекова, а с 1941 по 1946 г. был главным энергетиком Кировабадского объединения электростанций и директором Кировабадской научно-исследовательской базы АН Азерб. ССР.

С 1946 г. А. А. Эфендизаде работает в Азербайджанском НИИ энергетики им. И. Г. Есьмана в качестве старшего научного сотрудника, заместителя директора и директора. С 1960 г. он руководит лабораторией управляемых электроприводов (ныне промышленной электроэнергетики).



В 1945 г. А. А. Эфендизаде защитил кандидатскую диссертацию, в 1952 г.

докторскую; в 1953 г. ему присвоено звание профессора. В 1955 г. А. А. Эфендизаде избран членом-корреспондентом, а в 1969 г. академиком АН Азерб. ССР. Им внесен большой вклад в разработку основ теории регулируемого асинхронного электропривода, частотно-управляемых тиристорных электроприводов переменного тока. Эти работы посвящены разработке систем управления, математических моделей замкнутых регулируемых тиристорных электроприводов, оптимальных законов управления. Все работы Азада Алиевича отличаются актуальностью и практической направленностью, особенно это относится к работам, проведенным для нефтяной промышленности Азербайджана.

Академиком А. А. Эфендизаде опубликовано около 200 печатных работ, в том числе пять монографий. Большую научную деятельность он вот уже много лет совмещает с педагогической работой в Азербайджанском институте нефти и химии им. М. Азизбекова. Среди его учеников высококвалифицированные специалисты, кандидаты и доктора технических наук. Им создано первое учебное пособие по автоматическому управлению электроприводами на азербайджанском языке, первый учебник на азербайджан-

ском языке «Теория автоматического управления».

Широко известна научно-организационная деятельность А. А. Эфендизаде. Он является председателем Совета по автоматизации научных исследований при Президиуме АН Азерб. ССР, членом Главной редколлегии Азербайджанской Советской энциклопедии, председателем специализированного Совета по защите кандидатских диссертаций.

Большую работу проводит

А. А. Эфендизаде в Международной федерации по автоматическому управлению (ИФАК), где является председателем Азербайджанской территориальной группы Национального комитета СССР по автоматическому управлению. А. А. Эфендизаде неоднократно участвовал в работе международных конгрессов ИФАК и выступал с докладами. С 1966 г. он активный член Международного комитета терминологии и стандартизации ИФАК. Им подготовлены

к изданию трехязычный и шестизычный терминологические словари по автоматическому управлению.

Большая научная, педагогическая и общественная деятельность А. А. Эфендизаде отмечена правительственными наградами: орденами Трудового Красного Знамени, «Знак Почета» и медалями. Ему присвоено почетное звание заслуженного деятеля науки Азерб. ССР.

Коллектив АЗНИИ энергетики
им И. Г. Есьмана



ИЗРАИЛЬ ЛЬВОВИЧ КАГАНОВ

(К 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Израйля Львовича Каганова, известного ученого в области промышленной электроники и преобразовательной техники.

После окончания в 1925 г. электротехнического факультета МВТУ И. Л. Каганов работал на ХЭМЗе, затем был старшим инженером Государственного электротехнического треста (ГЭТ). В 1929 г. он — главный инженер по электрооборудованию кинофабрики (ныне Мосфильм). В том же году И. Л. Каганов был принят по конкурсу на преподавательскую работу в МВТУ, а после создания МЭИ в декабре 1930 г. стал работать в этом вузе на кафедре ТОЭ. С 1934 по 1947 г. одновременно с преподавательской деятельностью в МЭИ он работал в ВЭИ им. В. И. Ленина, где занимался исследованиями в области ведомых сетей и автономных инверторов. В 1934 г. без защиты диссертации ему была присуждена степень кандидата технических наук.

И. Л. Каганов впервые прочел в МЭИ курс «Электронные и ионные преобразователи», который читал затем в течение ряда лет и по которому был издан первый учебник. В 1940 г. он защитил докторскую диссертацию «Инvertирование постоянного тока в трехфазный» и в том же году издал одноименную монографию.

Во время Великой Отечественной войны (в 1941—1943 гг.) И. Л. Каганов был командиром во главе бригады сотрудников ВЭИ на Урал для обеспечения бесперебойной работы выпрямительных подстанций на заводах этого района.

По инициативе И. Л. Каганова в декабре 1945 г. в МЭИ были организованы кафедра и специальность «Ион-



ные приборы и преобразователи тока». Эту кафедру, названную в 1950 г. «Промышленная электроника», И. Л. Каганов возглавлял до 1974 г. По ее разрабке или под ее влиянием были затем созданы одноименные кафедры во многих вузах страны. С 1961 по 1976 г. И. Л. Каганов возглавлял Научно-методический Совет по промышленной электронике при Минвузе СССР.

И. Л. Каганову всегда было присуще чувство нового. Им поставлен в МЭИ ряд новых курсов: «Физические основы расчета ионных приборов», «Пе-

редача энергии постоянным током», «Транзисторы и их применение» (впоследствии «Полупроводниковые приборы») и др. Большое внимание уделял он написанию учебников и учебных пособий: трехтомник «Электронные и ионные преобразователи», учебники по общему курсу «Промышленная электроника», «Ионные приборы» и др. Всего им написано 14 книг учебного характера, многие из которых переведены на иностранные языки и языки народов СССР. Большое внимание И. Л. Каганов всегда уделял совершенствованию учебной и методической работы кафедры, разработке новых учебных планов и программ, расширению научной деятельности кафедры и практическому внедрению результатов.

Под руководством И. Л. Каганова выполнено свыше 30 кандидатских диссертаций. Многие из его учеников занимают руководящие должности в учебных и отраслевых институтах и на заводах.

За участие в разработке и исследовании вентильных преобразователей с улучшенным коэффициентом мощности И. Л. Каганову в 1962 г. было присвоено звание лауреата Ленинской премии. Он награжден орденами Трудового Красного Знамени, Красной Звезды, «Знак Почета» и медалями.

В настоящее время И. Л. Каганов продолжает активно работать в МЭИ в качестве профессора-консультанта.

Широкий научный кругозор, педагогическое мастерство, высокая требовательность к себе и членам руководимых коллективов и вместе с тем доброжелательность и отзывчивость создали И. Л. Каганову авторитет и признание широкого круга специалистов страны.

Группа товарищей и учеников



ЮЛИЙ МАРКОВИЧ ЭЛЬКИНД

(К 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет одному из старейших энергетиков страны, доктору технических наук, профессору Юлию Марковичу Элькинду.

После окончания в 1930 г. Московского энергетического института Ю. М. Элькинд работал в Энергострое, затем в ОРГРЭСе. Работы Ю. М. Элькинда того периода, направленные на исследование и совершенствование электроизмерительной техники, способствовали качественному росту тогда еще молодой советской электроэнергетики.

В 1941 г. Ю. М. Элькинд участвовал в строительстве оборонительных сооружений г. Москвы, после чего был направлен в Узбекэнерго главным инженером Центральной электротехнической лаборатории.

В 1942 г. Ю. М. Элькинду было поручена организация завода «Энерго-прибор», на котором он работал в должности главного инженера до 1944 г., пока не был переведен в ЦНИЭЛ МЭС (ныне ВНИИЭ) на должность заместителя главного инженера.

Ю. М. Элькинд поступил в аспирантуру ЦНИЭЛ, а после ее окончания и защиты кандидатской диссертации в 1948 г. руководил сначала лабораторией электрических измерений, затем лабораторией автоматизации, а впоследствии лабораторией электромеханических исследований электрических машин.

В этот период Ю. М. Элькинд возглавлял новое направление работ по комплексному изучению электромеханических явлений в электрических машинах, что способствовало выбору критериев допустимости специальных режимов синхронных генераторов, усовер-



шенствованию их конструкции и повышению надежности эксплуатации. Под руководством и при личном участии Ю. М. Элькинда разработана и широко внедрена методология исследования механических характеристик электрических машин, создан комплекс средств для экспериментальных исследований.

В 1966 г. Ю. М. Элькинд защитил докторскую диссертацию, обобщив свои обширные теоретические и экспериментальные исследования электромеханических процессов в статорах гидрогенераторов.

По инициативе Ю. М. Элькинда и под его руководством начаты и ведутся работы по созданию средств и систем диагностики эксплуатационного состояния мощных синхронных генераторов. Он является автором свыше 80 печатных работ, научно-производственную деятельность плодотворно сочетает с подготовкой научных и инженерных кадров.

Активно участвуя в научно-общественной жизни, Ю. М. Элькинд в разное время являлся заместителем председателя Комитета по эксплуатационной прочности и вибрациям электрических машин при Техническом Совете Министерства строительства электростанций, председателем Комиссии по разработке норм на вибрацию крупных синхронных агрегатов, членом Экспериментального совета по осциллографам при Минприборе.

За участие в комплексе работ по созданию, метрологическому обеспечению и широкому внедрению методов и средств контроля надежности сооружений и оборудования ГЭС и ГАЭС Ю. М. Элькинд удостоен премии Совета Министров СССР. Он награжден также орденом Трудового Красного Знамени и медалями, отмечен значком «Отличник энергетики и электрификации СССР» и знаком «60 лет ГОЭЛРО».

Группа товарищей

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., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тарсеев 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, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 15.06.82	Подписано в печать 09.08.82	T-16703	Формат 63x30 ¹ / ₈	Печать высокая	Усл. печ. л. 10	Усл. кр.-отт. 10,5
Уч.-изд. л. 13,66	Тираж 5902 экз.	Заказ 156				

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

Поправка

Редакция помещает скорректированные рисунки к статье Рагозина А. А. и Орсоевой А. А. «Колебательная устойчивость автоматически регулируемых электроэнергетических систем», опубликованной в № 5, 1982 г.

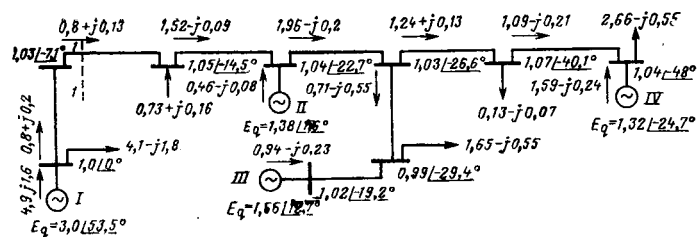


Рис. 1. Схема энергообъединения. Фазы э. д. с. возбуждения генераторов и узловых напряжений даны относительно вектора напряжения генератора I

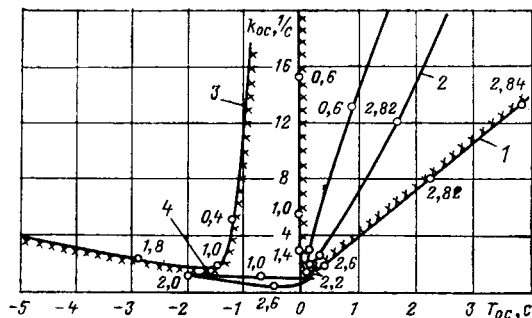


Рис. 2. Кривые D-разбиения в плоскости параметров регулирования $T_{ос}$, $k_{ос}$ АРВ пропорционального действия генератора I при $k_u=30$ (1— $\alpha=0$; 2— $\alpha=-0,2$ и $k_u=4$ (3— $\alpha=0$; 4— $\alpha=-0,4$). Цифры на кривых означают частоты самораскачивания в рад/с

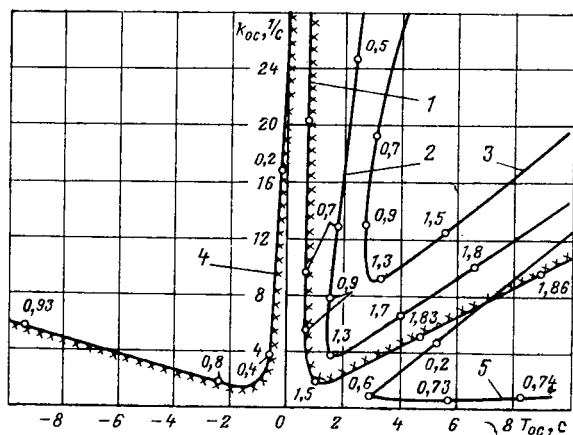


Рис. 3. Кривые D-разбиения при $T_v=0,5$ с; $T_k=0,8$ с; $k_u=30$ (1— $\alpha=0$; 2— $\alpha=-0,2$; 3— $\alpha=-0,4$) и $k_u=4$ (4— $\alpha=0$; 5— $\alpha=-0,4$)

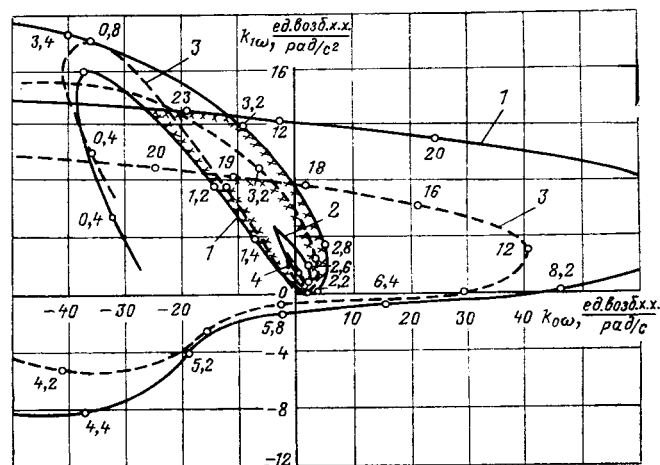


Рис. 4. Кривые D-разбиения в координатах коэффициентов $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ АРВ сильного действия генератора II при $k_{1u}=11,2$ (1— $\alpha=0$; 2— $\alpha=-0,2$ и $k_{1u}=0$ (3— $\alpha=0$; 4— $\alpha=-0,2$)

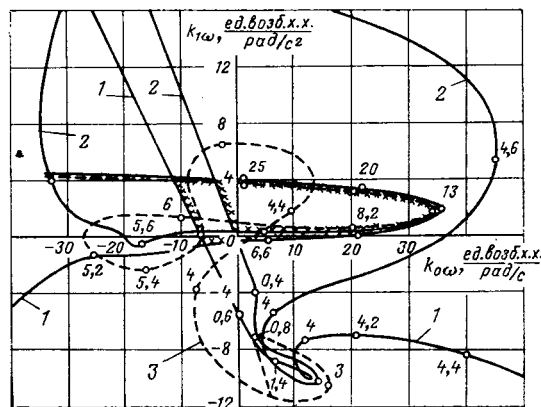


Рис. 5. Кривые D-разбиения в координатах коэффициентов $k_{0\omega}$, $k_{1\omega}$ АРВ генератора II в максимальном режиме ОЭС (1— $\alpha=0$; 2— $\alpha=-0,2$; 3— $\alpha=-0,4$)



СОДЕРЖАНИЕ

Бартоломей П. И., Окуловский С. К., Авраменко А. В., Ярославцев А. А. — Повышение эффективности метода Ньютона при расчетах установившихся режимов больших электрических систем	1
Фокин Ю. А., Харченко А. М. — Расчет надежности систем электроснабжения	5
Лежнюк П. Д., Ярных Л. В. — Расчет токораспределения в электрической сети	10
Ушаков Е. И. — Учет асинхронной нагрузки при расчетах апериодической устойчивости сложных электроэнергетических систем	14
Цукерник Л. В. — Об учете характеристик нагрузок и методике расчета статической устойчивости энергосистем	21
Львов Е. Л. — Гармонический баланс в релейных системах с учетом высших гармоник	24
Аржанников Е. А. — Дистанционная защита и одностороннее определение места повреждения	29
Вавин Н. В. — О расчетной оценке надежности релейной защиты	34
Бродяня Г. Л. — Моделирование каскадно-мостовых вентильных преобразователей	39
Нус Г. С. — Уточненная методика определения основных параметров многошлаковых гуднотермических электропечей	43
Павлов Н. А. — Анализ двумерного электромагнитного поля цилиндрического индуктора	47
Из опыта работы	
Меерович Э. А., Карабаев Г. Х., Барышев В. И. — Магнитный повторитель для измерения токов в линиях электропередачи высокого напряжения	50

Щапенко Е. Ф., Случевский Ю. Н., Чучелов Д. Н. — Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью	52
Гайтов Б. Х., Семенко Л. П. — Характеристики асинхронного двигателя с массивным ротором при частотном управлении	54

Сообщения

Гельман М. В. — Расчет вентильных преобразователей по частотным характеристикам линейной части схемы	56
Рябенский В. М., Швец Э. А. — Динамическая модель и устойчивость в малом стабилизированных преобразователей с инверторным регулированием	58
Арутюнян В. С. — О свойствах пространственных гармоник поля явнополюсной синхронной машины	60
Ломакин В. А., Каменский И. М. — Электромагнитные процессы в полупроводниковом коммутаторе машины постоянного тока, работающей в переходных режимах	64
Исхаков А. С., Придатков А. Г. — Оценка быстродействия и переходные процессы в выпрямителях с интегральной системой управления	67
Зекцер Д. М., Зекцер М. Д. — Уточненное выражение для магнитных проводимостей выпучивания поля	69
Смирнов Ю. В. — Тепловой расчет обмоток постоянного тока с учетом изменения их сопротивления при нагреве	70
Хроника	72

CONTENTS

Improving the Effectiveness of Newton's Method in Power Flow Calculations of Large Power Systems — P. I. Bartolomei, S. K. Okulovski, A. V. Avramenko, A. A. Yaroslavytsev	1
Calculation of Power Supply System Reliability — U. A. Fokin, A. M. Kharchenko	5
Calculation of Current Distribution in a Network — P. D. Ledgniuk, L. V. Yarnikh	10
Accounting for Induction Motor Load in Computing Dead-Beat Stability of a Large Power System — E. I. Ushakov	14
Accounting for Load Characteristics and a Method for Calculating the Steady-State Stability of Power Systems — L. V. Tsukernik	21
Harmonic Balance in Relay Systems With Account Taken of Higher Harmonics — E. L. Lvov	24
Distance Relaying and Fault Location Using Quantities From One Line Terminal — E. A. Ardjanikov	29
On Evaluating the Reliability of Relay Protection — N. V. Vavin	34
Simulation of Bridge Staged Electronic Converters — G. L. Brodian	39
A Precise Method for Determining the Main Parameters of Slag Ore-Smelting Electric Furnaces — G. S. Nus	43
Analysis of the Two-Dimensional Electromagnetic Field in a Cylindrical Inductor — N. A. Pavlov	47

FROM OPERATING EXPERIENCE

A Magnetic Repeater for Current Measurement on HV Trans-	
--	--

mission Lines — E. A. Meyerovitch, G. H. Karabayev, V. I. Barishev	50
Determining the Parameters of the Phase-to-Ground Insulation in Networks With Insulated Neutrals — E. F. Tsapenko, U. N. Sluchevski, D. N. Chuchelov	52
Characteristics of a Solid Rotor Induction Motor With Frequency Control — B. H. Gaitov, L. P. Semenko	54
REPORTS	
Design of Electronic Converters From Frequency Characteristics of the Linear Section of the Circuit — M. V. Helman	56
A Model System and Stability for Small Perturbations of Stabilized Converters With Inverter Control — V. M. Riabenki, E. A. Shvets	58
On the Properties of Space Harmonics in the Field of a Salient-Pole Synchronous Machine — V. S. Arutunian	60
Electromagnetic Processes in the Semi-Conductor Commutator of a D. C. Machine During Transients — V. A. Lomakin, I. M. Kamenski	64
Evaluating Speed of Response and Transients in Rectifiers Having an Integral Control System — A. S. Iskhakov, A. G. Pridatkov	67
A Precise Expression for the Permeances of a Bulge in the Field — D. M. Zektser, M. D. Zektser	69
Evaluating the Heating of D. C. Windings With Account Taken of Their Temperature-Dependent Resistance — U. V. Smirnov	70
CHRONICLE	72

УДК 621.311.001.24

Повышение эффективности метода Ньютона при расчетах установившихся режимов больших электрических систем. — Бартоломей П. И., Окуловский С. К., Авраменко А. В., Ярославцев А. А. — «Электричество», 1982, № 8.

Рассматривается новая реализация метода Ньютона с итерационным решением систем линейных уравнений, позволяющая рассчитывать режимы больших электрических систем, по размерности не уступающим возможностям метода Зейделя. Разработан комплекс программ КУРС-1000, предназначенный для расчетов режимов сетей до 1000 узлов. Библ. 11.

УДК 621.316.1.019.34.001.24

Расчет надежности систем электроснабжения. Фокин Ю. А., Харченко А. М. — «Электричество», 1982, № 8.

Предложены методы расчета, позволяющие формализовать применительно к ЦВМ процесс формирования условий работоспособности систем электроснабжения (расчетных схем по надежности) относительно узлов нагрузки. Алгоритмы учитывают особенности логики функционирования электрических схем систем электроснабжения. Библ. 6.

УДК 621.316.1.014.001.24

Расчет токораспределения в электрической сети. Лежнюк П. Д., Ярных Л. В. — «Электричество», 1982, № 8.

Предложен алгоритм определения оптимального токораспределения с использованием последовательных расчетов токов в сети по ее схеме замещения, состоящей из активных сопротивлений элементов. Библ. 3.

УДК 621.311.016.351.001.24

Учет асинхронной нагрузки при расчетах аperiodической устойчивости сложных электроэнергетических систем. Ушаков Е. И. — «Электричество», 1982, № 8.

Рассмотрены методы расчета аperiodической устойчивости сложных электроэнергетических систем в целом, а также по отдельности для синхронных и асинхронных машин в предположении пренебрежимой малости постоянных механической инерции последних. Выявлена взаимосвязь полученных критериев устойчивости. На этой основе предложена единая методика расчета необходимых условий устойчивости, охватывающая и устойчивости нагрузки. Библ. 8.

УДК 621.316.925.2.018.3

Гармонический баланс в релейных системах с учетом высших гармоник. Львов Е. Л. — «Электричество», 1982, № 8.

Путем гармонического баланса по всем нечетным гармоникам определены условия существования и параметры автоколебаний в замкнутой системе с релейным элементом и линейным звеном. Условия сводятся к пересечению амплитудно-фазовой характеристики линейного звена с однопараметрическим семейством годографов отрицательного инверсного коэффициента передачи релейного элемента для первой гармоники, вычисленного при сложном гармоническом сигнале на его входе. Библ. 3.

УДК 621.316.925.45

Дистанционная защита и одностороннее определение места повреждения. Аржанников Е. А. — «Электричество», 1982, № 8.

Рассматриваются принципы осуществления дистанционной защиты и определения места повреждения линии с двусторонним питанием на основе расчета сопротивления от места установки устройства до места замыкания. При этом основное внимание уделено устранению влияния переходного сопротивления в месте однофазного или двухфазного замыкания и устранению влияния несовпадения по фазе токов последовательностей в месте установки устройства с токами в переходном сопротивлении. Библ. 3.

УДК 621.316.925.2.019.3.001.24

О расчетной оценке надежности релейной защиты Вавин Н. В. — «Электричество», 1982, № 8.

Для оценки надежности функционирования систем и устройств релейной защиты (РЗ) и противоаварийной автоматики (ПА) предлагаются критерии эффективности функционирования и метод определения показателей надежности.

Предложенный метод позволяет оценивать эффективность различных усовершенствований устройств, а также сравнивать по надежности различные системы РЗ и ПА (например, ближнее и дальнее резервирование РЗ). Библ. 2.

УДК 621.314.6.001.57

Моделирование каскадно-мостовых вентильных преобразователей. Бродяг Г. Л. — «Электричество», 1982, № 8.

Предлагается новый метод аналогового моделирования вентильных преобразователей (ВП) с помощью физических аналогов применительно к моделированию каскадно-мостовых ВП передачи постоянного тока. Метод основан на описании электромагнитных процессов в ВП с помощью коммутационных функций. Рассмотрена модель каскадно-мостового ВП, разработанная на основе предложенного метода. Библ. 11.

УДК 621.365.001.24

Уточненная методика определения основных параметров многошлаковых руднотермических электропечей. Нус Г. С. — «Электричество», 1982, № 8.

Изложены результаты дальнейшего развития и усовершенствования предложенного автором ранее подхода к исследованию к расчету руднотермических многошлаковых электропечей. Осуществлен более полный учет явлений в рабочем объеме печи. Рассмотрен общий случай соизмеримости инерционных и вязкостных сил в расплаве. С помощью планируемого эксперимента на модели определено соотношение параметров печи, обеспечивающее неизменность температуры на подпине при переходе от «образцовой» к проектируемой печи. Исследования, проведенные в широком диапазоне между предельными режимами свободной конвекции (вязкостно-гравитационным и инерционно-гравитационным), позволили существенно уточнить методику расчета основных параметров печи, особенно при значительном увеличении мощности печи, превышающем двухкратное.

Сопоставление результатов исследования с практическими данными заводов цветной металлургии показало их хорошую сходимость. Библ. 10.

УДК 621.3.044:538.311

Анализ двукерного электромагнитного поля цилиндрического индуктора. Павлов Н. А. — «Электричество», 1981, № 8.

Для анализа осесимметричного электромагнитного поля индуктора целесообразно использовать метод комплексных индуктивных связей, пригодный при любых физических свойствах загрузки индуктора. Рассмотрены аналитические и численные способы расчета комплексных связей между нагреваемым телом цилиндрической формы и индуктором. Предложен эффективный алгоритм расчета индуктора с неоднородной и нелинейной загрузкой, основанный на совместном решении внутренней задачи расчета поля в объеме загрузки конечно-разностным методом и внешней задачи связи между напряженностью магнитного поля на поверхности загрузки и напряжением индуктора методом комплексных индуктивных связей. Библ. 2.

УДК 621.316.925:621.315.1:621.317.44

Магнитный повторитель для измерения токов в линиях электропередачи высокого напряжения. Меерович Э. А., Карабаев Г. Х., Барышев В. И. — «Электричество», 1982, № 8.

Приведено описание магнитного повторителя — прибора, предназначенного для измерения токов в отдельных проводах и волновых каналах ВЛ в устройствах релейной защиты и автоматики. Библ. 4.

УДК 621.317.333:621.316.1

Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью. Цапенко Е. Ф., Случевский Ю. Н., Чуелов Д. Н. — «Электричество», 1982, № 8.

Описан способ определения параметров изоляции относительно земли сетей с изолированной нейтралью на основании измерений одним вольтметром. Даны практические рекомендации по применению метода и алгоритмы расчета на ЦВМ.

УДК 621.313.333.012.001.24

Характеристики асинхронного двигателя с массивным ротором при частотном управлении. Гайтов Б. Х., Семенко Л. П. — «Электричество», 1982, № 8.

Получены уравнения для построения механических и скоростных характеристик АДМР при частотном управлении, простота которых позволяет использовать их в инженерной расчетной практике.

По предлагаемым уравнениям могут производиться расчеты механических и скоростных характеристик в условиях различных частных случаев: отсутствия частотного управления, различных способов аппроксимации кривой намагничивания стали ротора. Библ. 4.

УДК 621.314.2.001.24

Расчет вентильных преобразователей по частотным характеристикам линейной части схемы. Гельман М. В. — «Электричество», 1982, № 8.

Развит метод расчета, основанный на применении параметров частотных характеристик при фиксированных частотах (равных и кратных частоте управления), позволяющий с помощью номограмм определить основные параметры электрического режима — угол проводимости, амплитуду напряжения на вентиле и угол предоставляемый на выключение. Учтены гармоники, включая пятую. Повышена информативность и общность номограмм. Упрощена методика их построения. Библ. 4.

УДК 621.314.621

Динамическая модель и устойчивость в малом стабилизированных преобразователей с инверторным регулированием. Рябенский В. М., Швец Э. А. — «Электричество», 1982, № 8.

Обоснована импульсная динамическая модель стабилизированного преобразователя с инверторным регулированием. Проведено исследование устойчивости в малом предварительно линеаризованной системы и предложен способ синтеза корректирующих устройств преобразователя с использованием ω -преобразования. Библ. 6.

УДК 621.313.32.013.8.018.3

О свойствах пространственных гармоник поля явнополюсной синхронной машины. Арутюнян В. С. — «Электричество», 1982, № 8.

Вопросы теории и применения системы авторегулируемого самовозбуждения синхронной машины от 3-й гармоники поля рассматриваются с помощью аналитического определения состава поля затора идеализированной машины. Определяются свойства синхронных гармонических порядка $n=1, 3, 5, 7, 9$ в зависимости от режима машины и геометрии индуктора.

Приводятся рекомендации по обеспечению авторегулируемого самовозбуждения, показано, что по совокупности показателей наиболее приемлемо 3-я гармоника поля. Рассмотрены основные свойства этой гармоники в зависимости от геометрии и режима работы. Библ. 6.

УДК 621.313.2:621.314.632.001.24

Электромагнитные процессы в полупроводниковом коммутаторе машины постоянного тока, работающей в переходных режимах. Ломан В. А., Каменский И. М. — «Электричество», 1982, № 8.

Исследованы нестационарные электромагнитные процессы в полупроводниковом коммутаторе при переходных режимах работы машины постоянного тока. Получены уравнения для разрядных токов и напряжений коммутирующего конденсатора при линейном законе изменения нагрузки машины. Описываются алгоритмы для расчета нестационарной коммутации с помощью ЦВМ при «набросах» и «сбросах» нагрузки.

Приводится пример расчета электромагнитных процессов и обобщенные зависимости минимально-необходимого начального напряжения для подзарядки конденсатора при «толчках» тока. Произведена оценка возможных аварийных ситуаций, с учетом которых разработаны принципы управления коммутатором. Полученные результаты можно использовать при разработке полупроводниковых коммутаторов для современных электроприводов постоянного тока. Библ. 3.

УДК 621.3.045.024.001.24

Тепловой расчет обмоток постоянного тока с учетом изменения их сопротивления при нагреве. Смирнов Ю. В. — «Электричество», 1982, № 8.

Предлагаемый упрощенный метод теплового расчета обмоток постоянного тока с учетом изменения их сопротивления при нагреве позволяет с достаточной для инженерных расчетов степенью точности рассчитать максимальное и среднее значение превышения температуры последовательных и параллельных обмоток. Показано, что при одинаковых тепловых характеристиках и геометрических параметрах и одинаковой начальной интенсивности внутренних источников тепла превышение температуры параллельных обмоток значительно меньше такового для последовательных обмоток. Библ. 3.