

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

7
1975
ИЮЛЬ

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

УДК 621.311.001.57

Комплексные модели электроэнергетических систем

Доктор техн. наук ГЛЕБОВ И. А., кандидаты техн. наук КАШТЕЛЯН В. Е., КИЧАЕВ В. В., инж. АНИСЮТКИН В. К.
Всесоюзный научно-исследовательский институт электромашиностроения

Имеющийся в СССР большой и длительный опыт использования электродинамических моделей показал, что они являются мощным средством изучения процессов в сложных электроэнергетических системах [Л. 1 и 2]. С помощью электродинамических моделей выполнен целый ряд важных исследований, связанных с созданием и внедрением дальних электропередач переменного и постоянного тока, быстродействующих ионных и тиристорных систем возбуждения, автоматических регуляторов возбуждения сильного действия, систем и устройств противоаварийной автоматики и др. Большую роль электродинамические модели играют также при разработке методов расчета сложных объектов, закономерность протекания процессов в которых еще слабо изучена. Например, при создании методов расчета на ЦВМ электромагнитных процессов в электропередачах постоянного тока зачастую единственным средством их апробации служит электродинамическая модель.

Быстрое развитие вычислительной техники не сузило, а наоборот расширило сферу применения электродинамических моделей. В современных комплексных моделях широко используются аналоговые вычислительные машины, с помощью которых моделируются различные элементы энергетической системы (в частности — паровые турбины).

Еще большее значение электродинамические модели должны сыграть при решении важнейших народнохозяйственных задач ближайшего будущего, к которым относятся создание Единой энергетической системы СССР, внедрение атомной энергетики, разработка систем управления крупными энергоблоками и другими объектами. Очевидно, что в этих случаях использование натурного объек-

та для целей исследования и экспериментальной отработки процессов и принципов управления окажется вряд ли возможным. Поэтому единственным средством экспериментальной проверки принятых решений является использование моделирующего комплекса, включающего в свой состав модели различных устройств, выполненные с разной степенью детализации и использующие разные методы моделирования.

Комплексное моделирование. Решение поставленных задач возможно при создании комплексной модели, наиболее полно использующей преимущества как физического, так и математического моделирования. Современная комплексная модель электроэнергетических систем должна объединить электродинамическую модель в обычном ее понимании и цифроаналоговый комплекс, так как в этом случае возможно наиболее полное использование преимуществ каждого из указанных объектов в отдельности: точности ЦВМ при выполнении логических и арифметических операций, быстродействия АВМ и возможностей исследования процессов на объектах реальной физической природы, обеспечиваемых электродинамической моделью.

Необходимость включения цифроаналогового комплекса в состав модели электроэнергетических систем диктуется рядом причин и прежде всего — научно-техническими проблемами, которые предстоит решать уже в ближайшем будущем. В частности, система управления энергообъединением или атомной электростанцией в качестве подсистемы имеет информационную систему, которая служит для сбора, обработки и анализа поступающей информации и строится как в реальных условиях, так и при исследовании на базе использования

цифровой вычислительной машины. Выбор информационной системы для указанных объектов, разработку датчиков и алгоритмов обработки первичной информации, а также создание стратегии управления целесообразно выполнять с помощью исследований на моделях (макетах) соответствующих объектов. Наконец, моделирование ряда объектов, например, реактора атомной электростанции, наиболее удобно осуществлять с помощью цифроаналогового комплекса.

Комплексная модель электроэнергетических систем, помимо расширения класса решаемых на ней задач, резко увеличивает также и возможности исследования. В частности, цифроаналоговый комплекс позволяет вести исследования по выбору оптимальных решений. С его помощью можно существенно сократить время разработки новых систем управления и регулирования. Например, можно реально синтезировать требуемые системы управления, что исключает обычный долгий путь макетирования, необходимый для реализации и проверки алгоритмов разрабатываемых систем.

Самостоятельной актуальной задачей сегодняшнего дня, которая решается теми же средствами, является повышение эффективности инженерных исследований. Автоматизация проведения экспериментов на электродинамических моделях предполагает повышение точности измерений, исключение субъективных ошибок, облегчение обработки результатов эксперимента при одновременном увеличении объема информации от эксперимента и сокращении времени на его проведение [Л. 3].

Комплексная модель электроэнергетических систем может состоять из следующих основных элементов: модели электроэнергетической системы, содержащей физические и математические модели отдельных ее элементов, реальные устройства автоматического регулирования и управления и т. п.; управляющей вычислительной машины (УВМ) с устройством связи и пультом оператора; устройств преобразования информации из аналоговой формы в дискретную и наоборот (АЦП и ЦАП); датчиков информации с их линиями связи (рис. 1).

Цифроаналоговый комплекс. Конкретный состав комплексной модели, а также состав цифроаналогового комплекса будут зависеть от характера решаемых задач. Поэтому требования, предъявляемые к элементам комплекса, могут изменяться в довольно широких пределах. Тем не менее интересно попытаться определить основные из них для цифроаналогового комплекса, работающего в составе комплексной модели.

Основная техническая характеристика комплексной модели — это ее точность, которая обычно характеризуется абсолютной ошибкой результата или заданием его доверительного интервала. Составляющие суммарной погрешности — это погрешности исходной информации, моделирования, измерения и преобразования. Априори можно утверждать, что все эти погрешности некоррелированы, и суммарная погрешность (погрешность результата эксперимента) определяется как среднеквадратичное значение:

$$\Delta = \sqrt{\sum_{i=1}^n \Delta_i^2}. \quad (1)$$

При оценке точности комплексной модели следует учитывать два аспекта этой проблемы. Точность результатов при исследовании процессов конкретной электрической системы определяется погрешностью моделирования и неточностью исходной информации, так как погрешность измерения обычно намного меньше. Исходя из этого, можно было бы ориентироваться на погрешность измерения в 1–2 %. Однако существует большой класс задач, когда на первое место выдвигаются не абсолютные результаты, а их относительные значения. Фактически это почти все задачи по разработке алгоритмов управления и регулирования и по оценке качества процессов. В этих случаях, когда идут сравнительные исследования в условиях выбранной (заданной) схемы модели, погрешность эксперимента следует оценивать как погрешность измерения. Именно поэтому все современные электродинамические модели оснащены в основном измерительными приборами классов точности 0,5 и 0,2.

При создании цифроаналогового комплекса к нему целесообразно предъявить такие же требования по точности, т. е. фиксация любого из параметров квазиустановившегося режима должна осуществляться с приведенной погрешностью $\gamma = 0,2 - 0,5\%$. Отсюда следуют требования по точности к отдельным элементам цифроаналогового комплекса: аналого-цифровым (АЦП) и цифроанало-

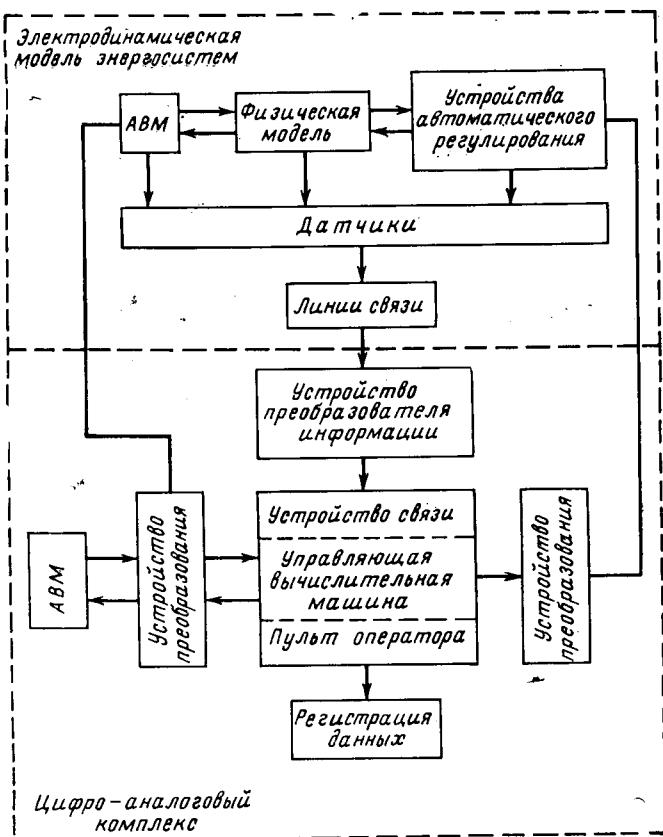


Рис. 1. Блок-схема комплексной модели электроэнергетических систем.

говым (ЦАП) преобразователям, датчикам с их линиями связи, УВМ. Если остановиться на применении преобразователей информации с погрешностью 0,1%, то в соответствии с выражением (1) датчики информации должны иметь погрешность в диапазоне 0,15–0,45%.

Статическая погрешность цифровых приборов складывается из инструментальной погрешности и погрешности квантования. В соответствии с информационными критериями последняя величина определяется как количество информации, которое содержится в сообщении прибора. При кодировании информации в двоичной системе исчисления количество информации I равно количеству двоичных разрядов n и определяется выражением [Л. 4]:

$$I = n = \log_2 \left(\frac{100}{2\gamma_k} + 1 \right), \quad (2)$$

где γ_k — допустимая относительная погрешность квантования.

Отсюда следует, что при измерении с погрешностью квантования $\gamma_k=0,1\%$ преобразователь должен иметь девять двоичных разрядов, а в случаях значений погрешности $\gamma_k=0,01\%$ и $\gamma_k=0,001\%$ число разрядов преобразователя возрастает соответственно до $n=12$ и $n=16$. К сожалению, точность современных АЦП и ЦАП определяется не погрешностью квантования, а инструментальной погрешностью, и поэтому точность преобразования сравнительно низка. Например, для преобразователя УП-1 при 11-разрядном коде гарантируется погрешность 0,1%, т. е. два последних разряда дают заведомо неверную информацию. Управляющие вычислительные машины, которые имеют число разрядов от $n=16$ до $n=32$, не вносят существенной погрешности в общий результат измерения.

Не менее важный параметр цифроаналогового комплекса — его временные характеристики. Быстродействие комплекса зависит от пропускной способности УВМ, динамической погрешности преобразователей, погрешности аппроксимации и временных характеристик датчиков. При этом наиболее трудно судить о требованиях к пропускной способности УВМ, которая целиком определяется классом задач, решаемых на модели. На основании сравнительно небольшого опыта работы на комплексной модели можно лишь указать, что среднее быстродействие УВМ желательно иметь не менее 50 тыс. операций в секунду.

Если аналого-цифровой комплекс ориентировать на запись быстропротекающих переходных процессов в синхронных машинах и других элементах сети, то его полосу пропускания следует выбирать исходя из максимального порядка гармонической составляющей сигнала, которую желательно зафиксировать. При исследованиях на электродинамических моделях наибольший интерес обычно представляют более медленные процессы или огибающие быстрых процессов, а также амплитудные и действующие значения параметров. В этом случае достаточно правильно передавать процессы с частотой скольжения, т. е. полосу пропускания цифроаналогового комплекса можно ограничить максимальной частотой 10–20 гц.

Кроме того, в задачах, решаемых с помощью электродинамических моделей, часто интересуются не столько характером процесса при скачкообразном изменении какого-либо параметра, сколько величиной скачка, который важно зафиксировать без заметного запаздывания во времени. В таких случаях при задании допустимого времени запаздывания t_3 одновременно фиксируется и нижняя граница частоты опроса датчиков $f_{\min} = \frac{1}{t_3}$. Ориентируясь на запаздывание от 1 до 10 мсек, которое для большинства задач можно считать допустимым, находим, что минимальная частота опроса датчиков лежит в области 100–1000 гц.

Динамическая погрешность преобразователей информации зависит от скорости изменения входного сигнала, допустимое значение которой на входе АЦП

$$A' \leq \frac{A_m \gamma_k}{100 \tau_n}, \quad (3)$$

находится из условия, что за время преобразования τ_n входной сигнал A не изменится на величину, большую чем единица младшего разряда. При таком режиме работы погрешность преобразователя не выходит за пределы гарантированной погрешности γ . Однако пропускную способность АЦП удобнее характеризовать не предельной скоростью изменения входного сигнала, а частотой f_s эквивалентного синусоидального сигнала $u_s(t)$, амплитуда которого U_m равна пределу измерения A_m прибора, а максимальная скорость изменения гармонического сигнала ωU_m равна максимальной скорости A'_m исследуемого сигнала. Тогда частота эквивалентного синусоидального сигнала, который АЦП преобразует с заданной погрешностью

$$f_s = \frac{A'_m}{2\pi U_m} = \frac{\gamma}{200 \pi \tau_n}. \quad (4)$$

Оценивая параметры выпускаемых отечественных АЦП с точки зрения использования их в комплексных моделях, можно видеть, что все они характеризуются недостаточным быстродействием.

Значительное влияние на требуемые временные параметры цифроаналогового комплекса оказывает выбор частоты квантования, величина которой зависит от спектрального состава измеряемого параметра, требуемой точности преобразования и характера кривой аппроксимации, которая используется не только при аналоговом, но и при дискретном контроле параметра и особенно при работе УВМ в замкнутом контуре управления. В общем случае задача о выборе необходимой частоты квантования сигнала с ограниченным спектром частот решается на основе теоремы Котельникова, на практике же она обычно выбирается исходя из требований точности контроля измеряемого параметра в любой момент времени, т. е. исходя из погрешности аппроксимации.

Известны различные способы восстановления непрерывного сигнала по его дискретным значениям. Наиболее распространена ступенчатая аппроксимация, которая используется в устройствах цифроаналоговых преобразователей УВМ. В то же вре-

мя в [Л. 4] убедительно показано, что наиболее приемлемой для практики дискретных измерений следует считать линейную аппроксимацию. Этот вывод тем более важен при работе УВМ в замкнутой системе управления, поскольку с уменьшением частоты квантования измеряемого параметра увеличивается допустимое время обработки сигнала на УВМ.

Можно напомнить, что частота квантования при ступенчатой аппроксимации входного сигнала

$$F_1 = \frac{\omega_c |A_m(t)|}{\Delta_a}, \quad (5)$$

а при линейной аппроксимации выражением

$$F_2 = \frac{\omega_c}{2} \sqrt{\frac{|A_m(t)|}{2\Delta_a}}, \quad (6)$$

где Δ_a — допустимая погрешность аппроксимации; $A_m(t)$ — максимальное значение входного сигнала; ω_c — угловая частота среза спектральной плотности функции $A(t)$.

В частности, при относительной погрешности аппроксимации $\gamma_a = \frac{\Delta_a}{|A_m(t)|} = 0,1\%$ частота квантования при ступенчатой аппроксимации равна $F_1 \approx 60f_c$, а при линейной аппроксимации $F_2 \approx 7f_c$.

Аппроксимация сигнала может быть осуществлена и другими способами, в частности, с помощью использования фильтров низких частот. При этом погрешность аппроксимации будет иметь место не только на участках между измерениями, но и в моменты измерения.

Датчики информации. Технические требования, предъявляемые к датчикам, включают в себя точность, быстродействие при передаче информации с входа на выход, возможность значительной перегрузки по первичной величине, наличие ограничения выходной величины при всех режимах перегрузки по входу, гальваническое разделение входа и выхода преобразователя, обеспечение независимости выходной величины от изменения нагрузки на выходе, отсутствие искажений информации при действии внешних факторов, ограничение на допустимом уровне амплитуды пульсаций выходной величины.

Как уже было определено, достаточно, чтобы относительная погрешность датчика комплексной модели находилась в области $\gamma = 0,15\text{--}0,45\%$. Быстродействие, определяющее допустимую скорость съема информации, численно характеризуется постоянной времени или временем установления выходного сигнала. Поскольку, как уже говорилось, при передаче единичного скачка допустимо запаздывание во времени до 10 мсек, то значения постоянных времени для наиболее быстродействующих датчиков не должны превышать $\tau = 1\text{--}5$ мсек.

Датчики основных электрических величин, выпускаемые у нас в стране и за рубежом, достаточно полно описаны в [Л. 5]. Их погрешности лежат в диапазоне 0,1—1,5% при постоянных временах до 2 сек, причем более высокая точность достигается при больших значениях постоянной времени. Выпускаемые нашей промышленностью датчики

тока и напряжения серии Е имеют погрешность $\gamma = 0,5\text{--}1,0\%$ и постоянную времени $\tau = 0,1\text{--}0,5$ сек.

Наиболее широко применяются датчики выпрямительного типа. При выпрямлении входного сигнала или его частотной модуляции на выходе датчика возникают пульсации, которые при съеме информации создают аддитивную периодическую погрешность, так как изменение выходного сигнала датчика не связано с изменением входной величины. Фильтр на выходе датчика уменьшает величину пульсации, но вносит запаздывание. Совершенствование датчиков информации предполагает увеличение их энергетического к. и. д., либо повышение одного из показателей за счет снижения другого при заданном к. п. д.

При создании датчиков для комплексной модели электроэнергетических систем можно пойти по пути создания специализированных датчиков — отдельно для квазистабилизированных и переходных процессов [Л. 6]. Возможно также компромиссное решение, которому и было отдано предпочтение: точность датчиков тока и напряжения ограничена погрешностью $\gamma = 0,5\%$ при выполнении требований к их быстродействию. Повышение точности измерения в квазистабилизированных режимах до 0,15—0,3% достигается другими способами.

Статистическая обработка результатов. Известно, что повышение точности результата измерений можно достигнуть путем статистической обработки ряда измерений, благодаря чему учитываются и случайные погрешности. Повышение точности окончательного результата основано на известном соотношении $\Delta = \Delta_n / \sqrt{n}$, где Δ_n — погрешность отдельного измерения, а n — количество измерений. Погрешность результата ограничена снизу погрешностью отдельного измерения, а сверху — погрешностью метода. Существует оптимальное число измерений, которому соответствует минимальная погрешность результата [Л. 4]. В случае периодической погрешности частота отсчетов не должна быть кратной частоте пульсаций. Автоматизация статистического анализа серий измерений легко осуществляется с помощью цифроаналогового комплекса.

Цифровые методы фильтрации. Другим путем построения системы обработки сигналов, имеющим гораздо большую область применения, является метод цифровой фильтрации [Л. 7]. Цифровой фильтр во многих случаях обеспечивает очень высокую точность и стабильность. Алгоритм цифрового фильтра определяется выражением:

$$y(n) = \sum_{j=0}^l a_j A(n-j) - \sum_{i=1}^k b_i y(n-i), \quad (7)$$

где $A(n-j)$ — входная последовательность чисел; $y(n)$ — выходная последовательность чисел. Переходная функция этого соотношения в z -области

$$H(z) = \frac{Y(z)}{A(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_l z^{-l}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_k z^{-k}}. \quad (8)$$

Фильтр, в котором предыдущие значения выходной величины используются для вычисления ее по-

следующих значений, носит название рекурсивного фильтра. Если все коэффициенты b_i в выражении (7) равны нулю, то имеется нерекурсивный фильтр типа

$$y(n) = \sum_{j=0}^{2m} a_j A(n-j). \quad (9)$$

Нерекурсивные фильтры удобны для выполнения таких операций, как низкочастотная фильтрация, интерполяция и экстраполяция, дифференцирование. Реализация нерекурсивных фильтров обычно требует больше машинного времени, чем реализация рекурсивных фильтров [Л. 7].

Забегая несколько вперед, можно отметить, что при работе на цифроаналоговом комплексе комплексной модели Всесоюзного научно-исследовательского института электромашиностроения используется несколько типов цифровых фильтров. Фильтрация выходных сигналов датчиков осуществляется на УВМ с помощью нерекурсивного низкочастотного фильтра, реализующего зависимость (9). Коэффициенты этого уравнения вычисляются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} a_j &= a_{2m-j} = \left(0,54 + 0,46 \cos \frac{(m-j)\pi}{m} \right) \times \\ &\quad \times \frac{\sin(m-j)\pi r}{(m-j)r}; \\ a_n &= r, \quad j = 0, 1, \dots, m-1, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $r = \frac{2f_c}{f_k}$ — отношение частоты среза по частотной характеристике в z — области к частоте квантования f_k ; j — номер члена ряда. Частотная характеристика низкочастотного фильтра описывается уравнением:

$$H(\omega) = \sum_{n=1}^{2m} a_n e^{-jn\omega\pi}, \quad (11)$$

где ω выражена в долях угловой частоты квантования ω_k .

На рис. 2 показаны частотные характеристики нерекурсивных низкочастотных цифровых фильтров, отличающихся количеством членов ряда $n = 2m$.

Комплексная модель ВНИИЭлектромаш. Разработки моделирующих комплексов с применением вычислительной техники для исследования работы сложных автоматизированных энергосистем проводятся в настоящее время как в нашей стране, так и за рубежом. Такие модели создаются в Сибирском энергетическом институте СО АН СССР, Московском энергетическом институте, во Всесоюзном научно-исследовательском институте электромашиностроения [Л. 6, 8 и 9].

Комплексная модель электроэнергетических систем ВНИИЭлектромаш состоит из электродинамической модели [Л. 9] и цифроаналогового комплекса. При создании цифроаналогового комплекса был избран путь использования ЦВМ в качестве про-

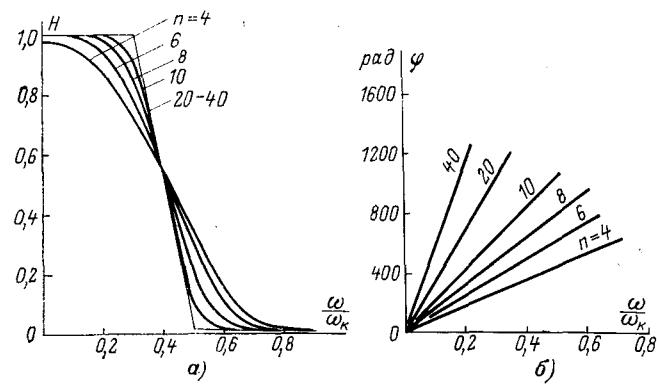


Рис. 2. Частотные характеристики низкочастотного цифрового фильтра.
а — амплитудно-частотные характеристики; б — фазо-частотные характеристики.

граммированного органа при сохранении вспомогательных цепей непрерывного регулирования. Таким образом, многие элементарные функции управления и регулирования выполняются вне ЦВМ. Тем самым облегчаются требования к УВМ, а роль последней сводится к контролю за выполнением отдельных операций и к их координации.

Цифроаналоговый комплекс модели состоит из цифровой управляющей машины «Днепр-1», ряда аналоговых машин, преобразователей информации. Устройства преобразования информации предназначены для работы в цифроаналоговых системах, содержащих ЦВМ типа М-20 и АВМ типа МН-14 или МН-17. Для сопряжения этих устройств с УВМ «Днепр-1» разработаны схемы сопряжения, включающие согласующие усилители и блоки формирования сигналов управления и кодовых сигналов. Преобразователь УП-1 позволяет за одно обращение к нему опросить любой из восьми каналов АЦП и записать код по адресу одного из восьми каналов ЦАП.

Чтобы иметь возможность раздельного обращения к любому из каналов ЦАП или АЦП, для УВМ «Днепр-1» были разработаны две новые команды. Одна из них (код команды — 212A₁A₂) позволяет обращаться к любому из каналов АЦП, вторая (код команды — 211A₁A₂) — записать двоичный двенадцатиразрядный код из оперативного запоминающего устройства ЦВМ на приемный регистр любого из каналов ЦАП. При этом сохранена возможность обращения к преобразователям машины «Днепр-1». Все дополнительное оборудование, обеспечивающее совместную работу УВМ «Днепр-1» и преобразователей, смонтировано в ее блоке УСО.

Одной из основных задач, связанных с созданием систем автоматического сбора информации, является разработка датчиков информации. Наиболее полно эти работы представлены в Сибирском энергетическом институте СО АН СССР [Л. 6 и 8]. Аналогичные работы ведутся и во ВНИИЭлектромаш, где созданы первые образцы быстродействующих датчиков переменного тока и напряжения с параметрами γ = 0,5%, τ = 5 мсек, а также датчики активной мощности и углов сдвига фаз.

Работы по созданию комплексной модели электроэнергетических систем было решено осуществить в три этапа: а) создание информационной системы модели; б) отработка алгоритмов работы УВМ в разомкнутой системе управления; в) работа УВМ в замкнутом контуре управления. Созданы программы сбора информации об установившемся режиме работы модели и статистической обработки результатов эксперимента. Значительное место занимают создание датчиков и разработка алгоритмов цифровых фильтров.

Первые исследования, проведенные на комплексной модели Всесоюзного научно-исследовательского института электромашиностроения, подтвердили широкие возможности исследования электроэнергетических систем, открывающиеся при сочетании физических и математических методов моделирования.

С помощью цифроаналогового комплекса приведены работы по синтезу новых систем регулирования возбуждения синхронных гидро- и турбогенераторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электродинамическое моделирование энергетических систем. Под ред. М. П. Костенко. М.—Л., Изд. АН СССР, 1959.
2. Веников В. А. Моделирование энергетических систем. — «Электричество», 1971, № 1.
3. Цукерник Л. В., Коваленко В. П., Меженный Ю. Я. Автоматизация экспериментальных исследований на электродинамических моделях энергосистем. — В сб.: Доклады V межвузовской конференции по физическому и математическому моделированию. М., «Энергия», 1968.
4. Хлистанов В. Н. Основы цифровой измерительной техники и цифровые преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1966.
5. Ковалевская В. В., Машенков В. М. Энергетические измерительные преобразователи электрических величин. Л., «Энергия», 1969.
6. Кибернетику — на службу коммунизму. Под ред. А. И. Берга и В. А. Веникова. Т. 7. Кибернетические проблемы энергетических систем. М., «Энергия», 1973.
7. Хьюлман Л. П. Активные фильтры. М., «Мир», 1972.
8. Горский Ю. М., Новожилов М. А. Цифроаналого-физический комплекс для исследования АРВ синхронных генераторов. — «Электричество», 1973, № 7.
9. Буевич В. В., Кичаев В. В., Смолин Г. М. Опыт эксплуатации и вопросы совершенствования электродинамической модели. — В сб.: Кибернетика и моделирование в энергетике. М., «Наука», 1972.

[25.11.1974]



УДК 621.311.016.352.001.57.001.4

Экспериментальные исследования (на динамической модели) некоторых вопросов результирующей устойчивости электрических систем

Доктора техн. наук ЛЕДЯНКИН Д. П., ЛИТКЕНС И. В., кандидаты техн. наук ПОМАЗКИН В. П., ПУГО В. И.
Московский энергетический институт, Ивановский энергетический институт

Обеспечение результирующей устойчивости электрических систем предполагает допустимость кратковременных асинхронных режимов части генераторов в системе с последующей их ресинхронизацией [Л. 1]. Применение таких режимов способствует повышению надежности и экономичности системы, если они не приводят к дальнейшему развитию аварии, в частности, возникновению вторичного нарушения устойчивости синхронно работающих генераторов под воздействием асинхронного хода в системе. Явления вторичного нарушения устойчивости в сложных регулируемых электрических системах сложны. Переходные процессы в таких системах описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, для которых практически невозможно разработать строгие аналитические методы. Это побудило многих авторов [Л. 2—11] к разработке различных приближенных методов и критериев устойчивости.

В основе приближенных методов, разработанных в [Л. 5—7], лежит метод гармонического баланса и исследования устойчивости отдельно для постоянных и гармонических составляющих периодических решений. Различные приближенные математические модели возмущения, создаваемого

асинхронным ходом в системе, рассмотрены в [Л. 5 и 10]. В [Л. 2 и 4] предложены приближенные критерии оценки опасности вторичного нарушения устойчивости, основанные на инженерных соображениях.

Авторами сделана попытка обобщить, оценить и дополнить результаты существующих исследований по изучению причин и характера вторичного нарушения устойчивости и эффективности различных мероприятий по его предотвращению. Для этого проведены специальные экспериментальные исследования на электродинамической модели МЭИ, где в трехмашинной электрической системе два синхронных генератора работали через линии передач на узел, связанный линией с шинами бесконечной мощности (рис. 1). Исследованы переходные процессы и причины вторичного нарушения устойчивости одной машины (СМ-1, модельный турбогенератор) при нарушении синхронной работы, установившемся асинхронном ходе и ресинхронизации второй машины (СМ-2, модельный гидрогенератор).

Начальный период асинхронного хода (от момента выхода генератора СМ-2 из синхронизма до момента достижения им максимального скольже-

ния). Нарушение синхронной работы СМ-2 осуществлялось одним из следующих способов:

1) медленным подъемом момента первичного двигателя до нарушения статической устойчивости;

2) резким набросом момента на вал модельной турбины подачей кратковременного импульса напряжения на регулятор скорости;

3) кратковременной потерей возбуждения генератора СМ-2.

В этот начальный период асинхронного хода СМ-2 возможно вторичное нарушение устойчивости синхронно работающего генератора СМ-1 вследствие двух причин.

Во-первых, нарушение устойчивости синхронно работающего генератора при выходе другого генератора в асинхронный ход возможно в результате динамического перехода работы системы с одного режима на другой при уменьшении среднего уровня электромагнитной мощности синхронно работающего генератора СМ-1 за счет снижения напряжения в узле примыкания. Это наиболее вероятно в двух случаях: а) если выход из синхронизма СМ-2 обусловлен кратковременной потерей его возбуждения; б) если скорость изменения скольжения СМ-2 в начальный период асинхронного хода достаточно большая.

В этих случаях синхронная устойчивость генератора СМ-1 в начальный период асинхронного хода СМ-2 может определяться в предположении отсутствия периодических возмущений со стороны асинхронно идущей машины, так как синхронно работающий генератор СМ-1 как бы «не ощущает» 1-й гармоники периодических колебаний напряжения узла примыкания $U_{\text{узл}}$, а реагирует только на снижение постоянной составляющей $U_{\text{узл}}$.

Во-вторых, нарушение устойчивости синхронно работающего генератора СМ-1 при достаточно медленном выходе в асинхронный ход возбужденного генератора СМ-2 возможно в результате периодических колебаний электромагнитной мощности СМ-1 и напряжения узла примыкания $U_{\text{узл}}$, что было отмечено впервые в [Л. 2]. В настоящей работе установлено, что чем больше средняя скорость изменения скольжения СМ-2, тем меньше

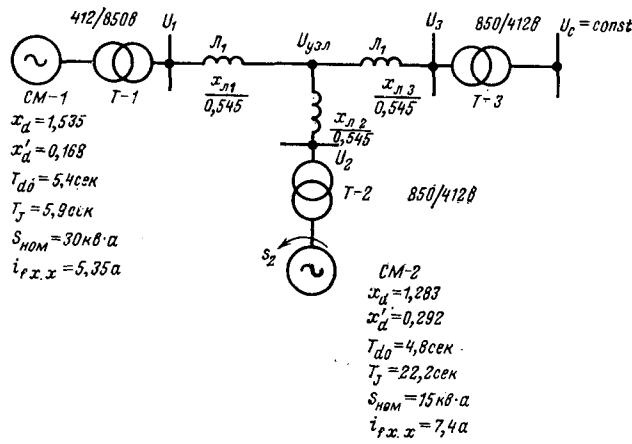


Рис. 1. Схема исследуемой системы (сопротивления даны в относительных единицах при $S_{\text{баз}}=35,3 \text{ кВ}\cdot\text{а}$; $U_{\text{баз}}=414 \text{ в}$).

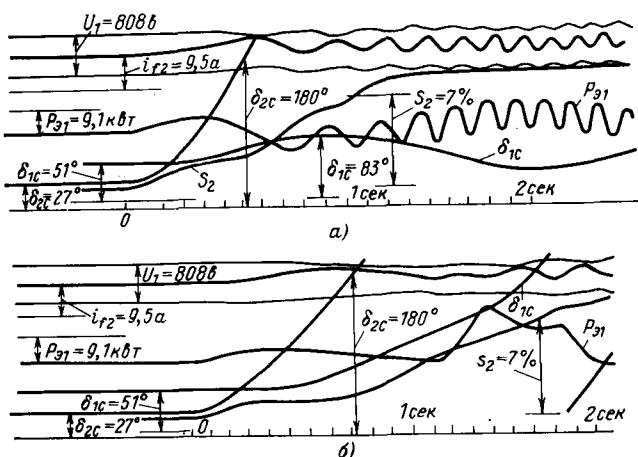


Рис. 2. Переходные процессы в электрической системе в начальный период асинхронного хода СМ-2.
 а — при скорости изменения скольжения СМ-2 3 град/сек; б — то же 2 град/сек.

опасность нарушения устойчивости СМ-1. Из сравнения осциллограмм (рис. 2,а и б) видно, что при одинаковых параметрах исходного режима в первом случае (рис. 2,а) генератор СМ-1 остается в синхронизме, если средняя скорость изменения скольжения СМ-2 равна 3 град/сек; во втором случае (рис. 2,б) устойчивость генератора СМ-1 нарушается, если средняя скорость изменения скольжения СМ-2 равна 2 град/сек.

Отметим, что в начальный период асинхронного хода СМ-2 обычно не успевают развиться вынужденные колебания ротора СМ-1, а идет свободный переходный процесс. Поэтому указанная зависимость опасности нарушения устойчивости от скорости изменения среднего скольжения асинхронного хода объясняется не существованием известного эффекта скорости прохождения через резонанс при вынужденных колебаниях (что подробно рассмотрено в [Л. 7]), а тем, что уменьшение скорости изменения скольжения СМ-2 увеличивает время нахождения величины электромагнитной мощности СМ-1 в зоне минимальных значений и соответственно увеличивает энергию ускорения ротора синхронно работающего генератора СМ-1.

Период асинхронного хода СМ-2 с установившимся или изменяющимся во времени скольжением. Возникающие в этот период синхронные качания СМ-1, явления электромеханического резонанса (главного и параметрического) и процессы нарушения синхронной динамической устойчивости вследствие больших вынужденных колебаний изучались на динамической модели при разных значениях ds_2/dt и, в частности, при $ds_2/dt=0$ (установившийся асинхронный ход СМ-2). При этом определялись предельные условия, превышение которых приводит к вторичному нарушению устойчивости при резонансном значении скольжения асинхронного хода ($s_{2\text{рез}}$) и критическом уровне возмущения [Л. 6].

Показано, что характер вторичного нарушения устойчивости зависит от скорости прохождения через резонанс: если частота возмущения s_2 приближается к точке $s_{2\text{рез}}$ с некоторой скоростью

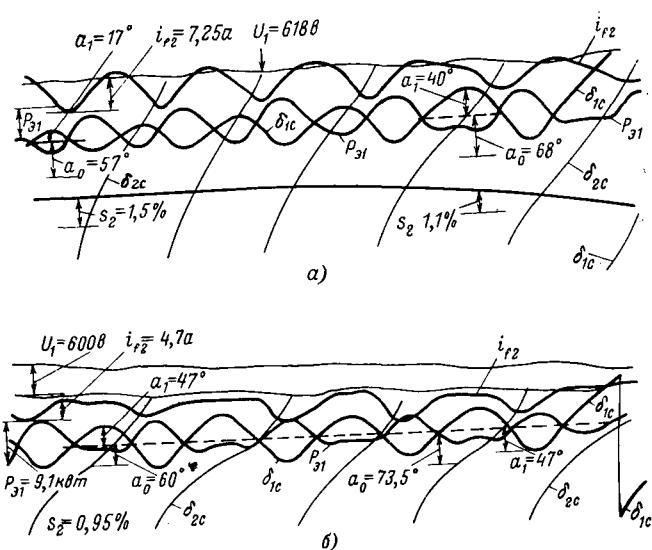


Рис. 3. Процессы нарушения устойчивости СМ-1 в период установившегося асинхронного хода СМ-2.
а — при $ds_2/dt \neq 0$; б — при $ds_2/dt \approx 0$.

($ds_2/dt \neq 0$), то процесс нарушения устойчивости СМ-1 происходит в виде постепенного нарастания постоянной составляющей a_0 и 1-й гармоники a_1 угла ротора δ_{ic} (рис. 3, а). При медленном ($ds_2/dt \approx 0$) подходе скольжения СМ-2 к значению $s_{2\text{рез}}$ процесс нарушения устойчивости СМ-1 происходит (рис. 3, б) при непрерывном увеличении a_0 и $a_1 \approx \text{const}$. Математически такое нарушение устойчивости СМ-1 соответствует нарушению условий устойчивости постоянной составляющей a_0 периодического решения [Л. 6].

Необходимо отметить, что нарушение устойчивости генератора СМ-1 может происходить не только при резонансных значениях скольжения асинхронного хода $s_{2\text{рез}}$, но и при достаточно больших ($s_2 > s_{2\text{рез}}$) скольжениях асинхронного хода СМ-2. Это соответствует случаю, когда уровень возмущения от асинхронного хода больше критического.

На электродинамической модели была также проведена проверка и показана правомерность применения двух математических моделей возмущения от асинхронного хода в системе: модели в виде вектора напряжения $U(t)$ в узле примыкания синхронно и асинхронно работающих генераторов [Л. 9 и 10] и модели в виде гармонического воздействия на вал синхронно работающего генератора [Л. 5]. Правомерность применения этих моделей определялась путем сопоставления всех качественных особенностей явлений электромеханического резонанса и процессов нарушения устойчивости в физических и математических моделях.

Кроме описанных явлений главного резонанса в электрической системе при установившемся асинхронном ходе обнаружена в эксперименте возможность возникновения явлений параметрического резонанса, когда частота возмущения (s_2) вдвое больше собственной частоты ротора СМ-1, с которой происходят его колебания. Теоретически возможность таких явлений может быть показана следующим образом.

Электромеханические переходные процессы в синхронно работающем генераторе СМ-1 при установившемся асинхронном ходе СМ-2 могут быть в первом приближении описаны уравнением:

$$T_J \frac{d^2\delta}{dt^2} + E' |U(t)| y \sin(\delta - \delta_{U(t)}) = P_T. \quad (1)$$

Здесь $|U(t)|$ и $\delta_{U(t)}$ — модуль и аргумент вектора $U(t)$ — модели возмущения, создаваемого для генератора СМ-1 асинхронным ходом СМ-2 [Л. 9 и 10];

$$\left. \begin{aligned} U(t) &\approx U_{c1} + U_s e^{j(st+\beta)}; \\ |U(t)| &= \\ &= \sqrt{|U_{c1}|^2 + U_s^2 \cos^2(st+\beta) + [U_s \sin(st+\beta)]^2}; \\ \delta_{U(t)} &= \arctg \frac{U_s \sin(st+\beta)}{U_{c1} + U_s \cos(st+\beta)}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Уравнение (1) с учетом (2) может быть переписано в виде:

$$T_J \frac{d^2\delta}{dt^2} + E' U_{c1} y \sin \delta + E' y [U_s \cos(st+\beta) \sin \delta - U_s \sin(st+\beta) \cos \delta] = P_T. \quad (3)$$

Здесь U_{c1} , U_s , y , β — определяются по методике, изложенной в [Л. 9 и 10], и в первом приближении учитываются в виде постоянных величин для конкретной схемы с заданными параметрами.

В случае малых колебаний угла ротора СМ-1 уравнение (3) может быть приведено к виду обобщенного уравнения Хилла, которое соответствует возможности возникновения в определенной зоне параметров системы явлений параметрического резонанса.

Эксперимент показал, что явления параметрического резонанса возникают и при больших вынужденных колебаниях в электрической системе при наличии установившегося асинхронного хода. Эти явления возникают, как показал опыт, относительно редко, но они могут привести к вторичному нарушению устойчивости в системе. На рис. 4 представлена осциллограмма, показывающая длительный слабо нерегулярный процесс колебаний генератора СМ-1 с собственной частотой $\omega_{\text{см-1}} \approx \frac{1}{2} s_2$ перед выпадением из синхронизма и процесс выпадения СМ-1 из синхронной работы. Нарушение устойчивости происходит вследствие достижения максимального значения постоянной составляющей a_0 колебаний угла ротора СМ-1.

Экспериментальное выявление возможности возбуждения опасных параметрических колебаний

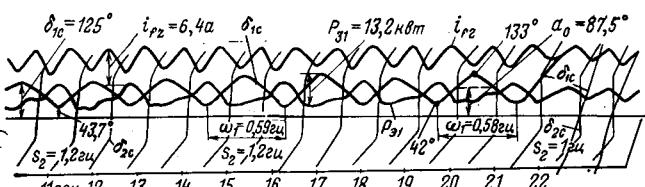


Рис. 4. Параметрический резонанс в электрической системе в период установившегося асинхронного хода СМ-2.

при асинхронном ходе в электрической системе определило необходимость теоретического исследования этих явлений.

Такое исследование, проведенное разработанными в [Л. 5, 6 и 8] методами изучения больших нелинейных колебаний в электрической системе, показало, что параметрические колебания обладают следующими характерными особенностями:

1) возбуждение параметрических колебаний СМ-1 происходит в некоторой зоне частот возмущения — скольжений СМ-2 Δs_2 , ширина которой будет тем больше, чем больше уровень возмущения от асинхронного хода СМ-2 в системе;

2) при возмущениях, уровень которых ниже некоторой величины, называемой «порогом генерации», параметрические колебания СМ-1 вообще не могут существовать;

3) при нарастании уровня возмущения от асинхронного хода СМ-2, начиная с «порога генерации», и уменьшении частоты возмущения в зоне Δs_2 величины a_0 (постоянная составляющая) и $a_{1/2}$ (амплитуда гармоники с частотой $\omega = \frac{1}{2} s_2$ колебаний угла ротора СМ-1) также нарастают и в предельном случае приводят к нарушению синхронной устойчивости генератора СМ-1;

4) предельные величины a_0 и $a_{1/2}$ соответствуют достаточно большим уровням возмущения от асинхронного хода СМ-2. Так, если за уровень возмущения принять э. д. с. асинхронно идущей машины E_2 , то предельное значение $E_{\text{пар,пред}}$, превышение которого приводит к нарушению синхронной устойчивости СМ-1 вследствие параметрического резонанса, будет на порядок больше критической величины $E_{2\text{крит}}$, определяемой явлениями главного резонанса.

Частота возмущения $s_{2\text{рез}}^{\text{пар}}$, при которой происходит нарушение устойчивости СМ-1 при параметрических колебаниях от возмущения $E_{2\text{рез}}^{\text{пар}}$, также сдвинута в сторону больших скольжений асинхронного хода s_2 по сравнению с частотой $s_{2\text{рез}}$ при главном резонансе.

На ЦВМ были рассчитаны кривые гармонических составляющих параметрических колебаний СМ-1 $a_0(s_2)$ и $a_{1/2}(s_2)$ для схемы рис. 1 и исходного режима $\delta_1=50^\circ$.

В результате расчета получены следующие данные: порог генерации $E_2=0,18$; предельное возмущение для параметрических колебаний $E_{\text{пар,пред}}^{\text{пар}}=1,48$; критическое возмущение по главному резонансу $E_{2\text{крит}}=0,123$. На ЦВМ интегрируются дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы в системе (СМ-1 описана уравнением Парка — Горева, а асинхронно идущая СМ-2 представлена эквивалентной э. д. с. $E_2=\text{const}$), методом гармонического баланса в предположении периодических решений вида

$$\delta_1 = a_0 + a_{1/2} \sin \left(-\frac{1}{2} s_2 + \varphi \right)$$

при учете, что $\delta_2=s_2 t$ и при заданном значении s_2 .

Первая, вторая и третья характерные особенности параметрических колебаний в электрической

системе совпадают с особенностями, присущими явлению параметрического резонанса в простейшей нелинейной колебательной системе второго порядка [Л. 12]. Четвертая особенность, характерная только для электрической системы, свидетельствует о том, что предельные условия, вызывающие опасность вторичного нарушения устойчивости вследствие явлений параметрического резонанса, отличаются от аналогичных условий, соответствующих главному резонансу. В связи с этим при расчете допустимости асинхронного хода в конкретной схеме необходимо учитывать как явления главного, так и параметрического резонанса.

Период срыва установившегося асинхронного хода и ресинхронизации. К моменту срыва установившегося асинхронного хода в зависимости от длительности всего предшествующего режима, от скорости изменения скольжения асинхронно работающего генератора, угол синхронного генератора СМ-1 может испытывать либо вынужденные колебания с частотой, определяемой скольжением асинхронно работающего генератора СМ-2, либо свободные — от возмущения, полученного генератором СМ-1 в начальный период асинхронного хода. Этими колебаниями определяются условия движения ротора генератора СМ-1 в момент срыва асинхронного хода, что в большой степени влияет на сохранение устойчивости исследуемой машины СМ-1 при ресинхронизации генератора СМ-2.

Большие колебания СМ-1, обусловленные возмущениями от начального периода асинхронного хода, способствуют вторичному нарушению устойчивости СМ-1. Наоборот, хорошее гашение колебаний ротора СМ-1 к моменту срыва асинхронного хода делает более вероятным возникновение синхронных качаний СМ-1 без вторичного нарушения устойчивости.

Основными причинами нарушения устойчивости синхронно работающего генератора в этот период асинхронного хода являются длительные снижения его электромагнитного момента из-за уменьшения напряжения в узловой точке и периодические возмущения, вызванные асинхронным ходом и затем синхронными качаниями ресинхронизируемого генератора. При этом чем больше скорость уменьшения скольжения s_2 асинхронного хода СМ-2, тем меньше опасность вторичного нарушения устойчивости СМ-1.

Мероприятия по предотвращению нарушения устойчивости синхронно работающих генераторов при асинхронном ходе в системе. Уровень результирующей устойчивости с точки зрения допустимости асинхронного хода в различные его периоды можно повысить следующими путями:

1) уменьшением величины возмущения от асинхронного хода в системе;

2) увеличением средней скорости изменения скольжения асинхронно идущего генератора;

3) специальной настройкой регулирования возбуждения с целью гашения колебаний ротора синхронно работающего генератора;

4)бросом части мощности турбины синхронно работающего генератора, работающего в «избыточной» части системы.

Снижение величины возмущения может быть достигнуто путем увеличения сопротивления связи асинхронно работающего генератора с синхронно работающими машинами, обладающими малыми запасами устойчивости, или путем ограничения уровня возбуждения генератора, работающего в режиме асинхронного хода. Возможности увеличения средней скорости изменения скольжения асинхронно идущего генератора определяются параметрами существующих регуляторов скорости синхронных машин. Реализация остальных мероприятий определяется типом регуляторов возбуждения и регуляторов мощности турбины синхронно работающих машин. Необходимо отметить, что так как на различных этапах асинхронного хода вторичное нарушение устойчивости вызывается разными причинами, то эффективность отдельных мероприятий по повышению запасов результирующей устойчивости в системе будет также зависеть от того, какой этап асинхронного хода является наиболее опасным.

Так, эксперимент показал, что с точки зрения возможности нарушения устойчивости синхронного генератора в начальный период асинхронного хода наличие регулирования возбуждения как асинхронно идущей, так и синхронно работающей машины не имеет существенного значения из-за запаздывания в системе АРВ и обмотках возбуждения и большой скорости протекания переходного процесса. В этот период наиболее благоприятное действие на условия устойчивости оказывает специальное регулирование по кратковременной разгрузке турбины синхронно работающего генератора.

В период установившегося асинхронного хода регулирование возбуждения (АРВ сильного действия) синхронно работающих машин повышает уровень результирующей устойчивости, так как оно способствует демпфированию вынужденных колебаний ротора и поддержанию среднего уровня напряжения в узле. Эффективность АРВ сильного действия синхронно работающего генератора в период установившегося асинхронного хода в эксперименте оценивалась по максимальной величине мощности турбины генератора СМ-1 в исходном режиме, при котором устойчивость генератора СМ-1 сохранялась при асинхронном ходе СМ-2. При этом уровень возмущения (величина тока ротора i_{r2} генератора СМ-2) оставался неизменным. Эксперимент показал, что АРВ сильного действия (закон регулирования $\Delta U, \Delta J, pU, pJ, p^2J$) увеличивает предельный по устойчивости исходный режим генератора СМ-1 с величины $P_{\text{пр1}}=10,5 \text{ квт}$ (без АРВ) до $P_{\text{пр2}}=14,8 \text{ квт}$. Эффективность АРВ в этом случае можно численно оценить коэффициентом

$$k = \frac{P_{\text{пр2}} - P_{\text{пр1}}}{P_{\text{пр1}}} \cdot 100 = 41\%.$$

Определение устойчивости генератора СМ-1 для каждого заданного момента турбины проводилось при фиксированных значениях скольжения асинхронно работающего генератора СМ-2 в диапазоне, близком к резонансной частоте генератора СМ-1.

В период срыва асинхронного хода и ресинхронизации ограничение колебаний ротора синхронно работающего генератора перед срывом с помощью регулирования возбуждения может существенно повысить его запас устойчивости.

Выводы. 1. Наиболее существенными причинами вторичного нарушения устойчивости являются:

а) в начальный период асинхронного хода — снижение электромагнитного момента синхронно работающего генератора (за счет снижения напряжения в узле примыкания) и периодические колебания электромагнитного момента;

б) в период асинхронного хода с установившимся или изменяющимся во времени скольжением — резонансные явления, создаваемые асинхронным ходом в системе;

в) в период срыва асинхронного хода и ресинхронизации — длительное снижение электромагнитного момента из-за понижения уровня напряжения в узловой точке и периодические возмущения, вызванные асинхронным ходом и затем синхронными качаниями ресинхронизируемого генератора.

2. Наиболее эффективными мероприятиями по повышению запаса устойчивости синхронно работающих генераторов при допустимости асинхронного хода следует считать:

а) увеличение средней скорости изменения скольжения на всех стадиях асинхронного хода с помощью настройки регуляторов скорости асинхронно идущей машины;

б) специально выбранное автоматическое регулирование возбуждения синхронно работающих генераторов;

в) кратковременная разгрузка турбин той станции, для которой существует опасность вторичного нарушения устойчивости в начальный период асинхронного хода в системе.

3. Анализ причин, характера и условий вторичного нарушения устойчивости, мероприятий по повышению запасов результирующей устойчивости рекомендуется проводить на основе приближенных методов, разработанных в [Л. 2,5—7,9—11], с учетом уточнений и дополнений, указанных в настоящей статье.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., «Высшая школа», 1970. 472 с.
2. Мамиконянц Л. Г., Портной М. Г., Хачатуров А. А. О нарушении устойчивости в энергетической системе вследствие асинхронного хода по одной из передач. — «Электричество», 1966, № 6.
3. Хэ Ян-Цзань. К вопросу о результирующей устойчивости электрических систем. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1962. (МЭИ).
4. Хачатуров А. А. Условия возникновения электромеханического резонанса в сложных электрических системах. — «Электричество», 1973, № 1.
5. Литкенс И. В., Пugo В. И. Асинхронный ход в сложной системе как гармоническое возмущение синхронной машины. — «Электричество», 1971, № 11.
6. Пugo В. И. Исследование влияния длительного асинхронного хода в электрической системе на устойчивость синхронно работающих генераторов. — «Электричество», 1973, № 6.
7. Литкенс И. В., Пugo В. И., Сулайманов И. К. Влияние нестационарности периодического возмущения на резонансные явления в электрических системах. — «Электричество», 1974, № 2.

8. Литкенс И. В. Большие колебания в электрических системах. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1968, № 5.
9. Ледянкин Д. П., Помазкин В. П. Синхронная устойчивость генератора в начальный период асинхронного хода в системе. — В сб.: Электрические сети и системы. Львов, 1969, вып. 6.
10. Ледянкин Д. П., Помазкин В. П. Экспериментальная проверка математической модели для оценки устойчивости генератора при асинхронном ходе. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1971, № 1.
11. Гуревич Ю. Е., Хачатуров А. А. Устойчивость работы синхронных двигателей при несинхронном АПВ и асинхронном режиме в системе. — «Труды ВНИИЭ», 1966, вып. 24.
12. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М., Физматгиз, 1963.

[30.9.1974]



УДК 621.315.1.016.8.001.24:519.251.8

Статистико-вероятностный анализ длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи

Инженеры МЕЛЬЗАК И. Я., ХАЗИНА И. С., ЧУЧУКИН Г. В.
Москва

Выбор проводов проектируемых линий электропередачи предусматривает учет ряда факторов, среди которых одним из наиболее существенных является длительный нагрев электрическим током. Ограничения по нагреву характерны в основном для линий с одиночными проводами в фазе (220 кВ и ниже). При расщепленной фазе (330 кВ и выше) с этими ограничениями иногда приходится считаться при выборе ошиновки открытых распределительных устройств, а также при выборе конструкции фазы на протяженных переходах через водные и горные преграды. В эксплуатационных условиях требования нагрева проводов принимаются во внимание при ведении не только послеаварийных, но и нормальных режимов работы линий электропередачи, а также при плавке гололеда на проводах и грозозащитных тросах.

Известно несколько расчетных методик определения длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов $I_{\text{доп}}$ [Л. 1—4]. В СССР нашла применение наиболее простая из них [Л. 1 и 2].

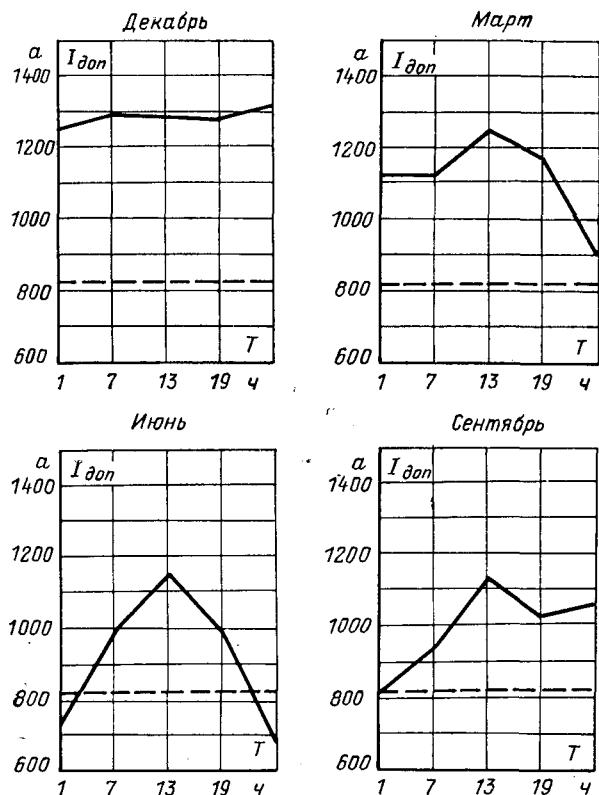
В последнее время в отечественной и зарубежной научно-технической литературе [Л. 5 и 6] наметился и совершенствуется переход от традиционных детерминистических к более прогрессивным статистико-вероятностным методам исследования $I_{\text{доп}}$.

В статье на основании исследований, выполненных авторами, в ОДП «Энергосетьпроект», получают дальнейшее развитие основные принципы [Л. 6].

Формулы плотности и функции распределения вероятностей $I_{\text{доп}}$ были выведены в [Л. 6] на базе расчетной методики [Л. 1 и 2] в предположении отсутствия корреляционной связи между температурой воздуха $t_{\text{возд}}$ и скоростью ветра V . О практической независимости этих случайных величин свидетельствуют результаты выборочных расчетов, проведенных в Московском отделении ВНИИГМИ-МЦД (Всесоюзный научно-исследовательский институт гидрометеорологической информации — Мировой центр данных) для различных районов Советского Союза, а также данные, приведенные в [Л. 5]. Для иллюстрации сказанного ниже приведены результаты расчетов коэффициентов корреляции $\{t_{\text{возд}}, V\}$, выполненных авторами на ЦВМ

«БЭСМ-4» по данным метеорологических станций Крапивино (1971 г., месяцы года) и Владимир (1960 г., часы суток):

Месяцы года	I	II	III	IV	V	VI
Коэффициент корреляции	0,32	0,25	0,52	0,33	0,44	0,05
Месяцы года	VII	VIII	IX	X	XI	XII
Коэффициент корреляции	0,41	0,02	0,15	0,42	0,32	0,35
Часы суток	1	7	13	19	25	31
Коэффициент корреляции	0,22	0,23	0,21	0,19	0,03	



Зависимости $I_{\text{доп}}$ от месяца года и часа суток (Москва, АСО-400, $t_{\text{пров}}=70^{\circ}\text{C}$).

— расчетные данные; - - - рекомендация ПУЭ.

Таблица 1

№ п/п	Метеорологическая станция	Длительно допустимая по нагреву токовая нагрузка провода АСО-400 с интегральной вероятностью 0,9 ($t_{\text{прог}}=70^{\circ}\text{C}$)		№ п/п	Метеорологическая станция	Длительно допустимая по нагреву токовая нагрузка провода АСО-400 с интегральной вероятностью 0,9 ($t_{\text{прог}}=70^{\circ}\text{C}$)	
		зима	лето			зима	лето
1.	Амдерма (Архангельская область)	1490	1300	32.	Курильск	1245	1010
2.	Апатиты	1065	—	33.	Курск	1305	—
3.	Архангельск	1320	—	34.	Лиепая	1190	—
4.	Ачинское (Красноярский край)	1045	880	35.	Мезень (Архангельская область)	1355	—
5.	Бабушкин (Бурятская АССР)	1070	905	36.	Минск	1320	—
6.	Бакуриани	925	850	37.	Москва	1165	980
7.	Безенчук (Куйбышевская область)	1210	—	38.	Мурманск	1255	—
8.	Брест	1130	985	39.	Нижнеангарск (Бурятская АССР)	1010	860
9.	Василевичи	1125	960	40.	Новороссийск	1360	—
10.	Великие Луки	1205	—	41.	Одесса	1450	—
11.	Вильнюс	1095	—	42.	Палочка (Томская область)	1120	925
12.	Воейково (Ленинградская область)	1325	—	43.	Петрозаводск	1180	—
13.	Вологда	1200	—	44.	Полтава	1400	—
14.	Воркута	1320	1205	45.	Рига	1125	—
15.	Воропоново (Волгоградская область)	1445	—	46.	Ростов-на-Дону	1230	—
16.	Ворошиловград	1105	—	47.	Севастополь	1270	980
17.	Гарм (Таджикская ССР)	1000	825	48.	Сквородино (Амурская область)	1035	850
18.	Горький	1210	990	49.	Смоленск	1325	1050
19.	Гурьев	1340	—	50.	Таллин	1195	1085
20.	Елабуга (Хабаровский край)	1135	—	51.	Тобольск	1165	990
21.	Земетчино (Пензенская область)	1175	—	52.	Толька (Тюменская область)	1095	920
22.	Зима (Иркутская область)	1000	895	53.	Улуңга (Приморский край)	1370	1030
23.	Золотой Рог	1335	1090	54.	Усть-Баргузин (Бурятская АССР)	1135	955
24.	Камышин	1240	—	55.	Усть-Нюкжа (Амурская область)	1010	835
25.	Кежма (Красноярский край)	1050	900	56.	Усть-Шугор (Коми АССР)	1080	—
26.	Кемь-порт (Карельская АССР)	1355	—	57.	Үэлен (Магаданская область)	1230	1165
27.	Кзыл-Орда	1145	895	58.	Цымлянская	1360	1045
28.	Киев	1075	—	59.	Чекунда (Хабаровский край)	985	815
29.	Клепинино (Крымская область)	1120	960	60.	Чумикан (Хабаровский край)	1325	990
30.	Комсомольск-на-Амуре	1115	980	61.	Элиста (Калмыцкая АССР)	1255	975
31.	Красноводск	1060	940	62.	Ялта	1140	905

Для проведения статистико-вероятностных исследований были собраны необходимые метеорологические данные и выполнена их математическая обработка. Исходной информацией послужили усредненные за 15—30 лет годовые плотности распределения вероятностей $t_{\text{возд}}$ и V , полученные в Главной геофизической обсерватории им. Войкова (г. Ленинград) по срочным (1, 7, 13 и 19 ч) замерам 62 метеорологических станций Советского Союза. Причем год был условно разделен на два сезона: зима ($t_{\text{возд}} < 0^{\circ}\text{C}$) и лето ($t_{\text{возд}} \geq 0^{\circ}\text{C}$).

В целях обеспечения преемственности с [Л. 6] и для сокращения количества расчетов большая часть исследований проводилась применительно к проводу АСО-400 при расчетной температуре его нагрева $t_{\text{прог}} = 70^{\circ}\text{C}$ и интегральной вероятности $W(I_{\text{доп}}) = 0,9$. Результаты расчетов $I_{\text{доп}}$, выполненных на ЦВМ «БЭСМ-4», приведены в табл. 1.

Максимальные значения $I_{\text{доп}}$ соответствуют метеорологическим условиям Амдермы (зима и лето), а минимальные — Бакуриани (зима) и Чекунды (лето).

В зависимости от местоположения метеорологической станции вычисленные значения $I_{\text{доп}}$ по отношению к рекомендуемому «Правилами устройства электроустановок» (ПУЭ) для провода АСО-400 значению 825 а составляют:

Зима — $(1,12 \div 1,81)$

Лето — $(0,99 \div 1,58)$.

Таблица 2

Сечение провода, мм^2	Коэффициенты пересчета $I_{\text{доп}}$ для проводов, отличных от базисного		
	AC	ACO	ACU
35	0,22	—	—
50	0,26	—	—
70	0,33	—	—
95	0,40	—	—
120	0,46	—	0,45
150	0,53	0,54	0,53
185	0,61	0,61	0,61
240	0,72	0,75	0,73
300	0,83	0,83	0,85
330	—	0,91	—
400	1,01	1,00	1,02
500	—	1,14	—
600	—	1,27	—
700	—	1,49	—

Таблица 3

$W(I_{\text{доп}})$	$T_{\Sigma}, \text{ч}$			
	Зима		Лето	
	Амдерма	Бакуриани	Амдерма	Чекунда
0,85	295/275	270/—	240/—	205/60
0,90	205/185	170/20	165/150	130/10
0,95	115/95	70/—	90/—	55/5

Примечание. Цифры в числителе соответствуют $V_{\min}=0$, а в знаменателе — $V_{\min}=0,1 \text{ м/сек}$.

Для одной и той же метеорологической станции $I_{\text{доп}}$ зимой на (6—34)% выше, чем летом.

Расчеты по данным метеорологических станций Амдерма, Бакуриани и Чекунда показали, что как зимой, так и летом максимальные значения $I_{\text{доп}}$ в большинстве случаев соответствуют дневным часам (13 ч), а минимальные — ночным (1 ч). Причем диапазон изменения $I_{\text{доп}}$ составляет (6÷11)%.

На рисунке для метеорологических условий Москвы приведены зависимости $I_{\text{доп}}$ от месяца года и часа суток, из анализа которых видно, что диапазон изменения $I_{\text{доп}}$ для указанного провода в течение года составляет 207% или (0,82—1,71) по отношению к рекомендуемому ПУЭ значению. Отмеченная выше закономерность изменения $I_{\text{доп}}$ по часам суток в наибольшей степени проявляется в летнее время и в основном объясняется характером изменения V [Л. 6].

Таким образом, длительно допустимые по нагреву токовые нагрузки проводов в значительной степени зависят от трассы линии электропередачи и сезона года. Вычисленные в соответствии с методикой [Л. 6] и приведенные в табл. 1 значения $I_{\text{доп}}$, как правило, значительно превышают рекомендуемое ПУЭ значение. Кроме того, как показано выше, имеются дополнительные возможности уточнения значений $I_{\text{доп}}$ за счет перехода от условных сезонов к реальным месяцам года и часам суток.

После выявления основных закономерностей, характерных для базисного варианта провода (АСО-400), были выполнены дополнительные расчеты, в которых варьировались марка, сечение и расчетная температура нагрева проводов, а также интегральная вероятность, с которой оценивалась длительно допустимая токовая нагрузка.

Влияние конструкции провода на значение $I_{\text{доп}}$ исследовалось для следующих марок и сечений:

$$\begin{aligned} \text{AC-35} &= 400 \text{ mm}^2; \\ \text{ACO-150} &= 700 \text{ mm}^2; \\ \text{ACU-120} &= 400 \text{ mm}^2. \end{aligned}$$

В итоге оказалось, что длительно допустимая по нагреву токовая нагрузка проводов линии электропередачи может быть определена из выражения:

$$I_{\text{доп}} = I_{\text{доп.баз}} k,$$

где $I_{\text{доп.баз}}$ — значение тока для провода АСО-400 в зависимости от трассы линии электропередачи и сезона года (табл. 1); k — коэффициент пересчета $I_{\text{доп}}$ для проводов, отличных от базисного (табл. 2).

Влияние $t_{\text{прог}}$ на значение $I_{\text{доп}}$ исследовалось в диапазоне (70—90)°С. Расчеты свидетельствуют о том, что связь между $t_{\text{прог}}$ и $I_{\text{доп}}$ почти линейная и весьма слабая — увеличение $t_{\text{прог}}$ на 10°С приводит к увеличению $I_{\text{доп}}$ всего на (5—7)%.

Физический смысл принятой в расчетах величины интегральной вероятности $W(I_{\text{доп}})=0,9$ заключается в том, что при рабочем токе линии электропередачи $I_{\text{раб}}=I_{\text{доп}}=\text{const}$ возможны такие неблагоприятные сочетания $t_{\text{возд}}$ и V , при которых в течение 10% времени каждого условного сезона года $t_{\text{прог}}>70^{\circ}\text{C}$. В то же время температура (100÷120)°С считается допустимой для стальноеалюминиевых проводов при их непрерывном нагреве в течение от нескольких часов до нескольких дней [Л. 5].

Таблица 4

Объединенные энергосистемы	Сезон года	Количество (номера) метеорологических станций, для которых имеются плотности распределения вероятностей $t_{\text{возд}}$ и V	Коэффициенты увеличения $I_{\text{доп}}$ по сравнению с рекомендуемыми ПУЭ значениями		
			min	max	среднее-взвешенное
Северо-Запада	Зима	16 (№ 2, 3, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 26, 34, 35, 36, 38, 43, 45, 50)	1,29	1,64	1,48
	Лето	3 (№ 8, 9, 50)	1,16	1,32	1,22
Юга	Зима	7 (№ 16, 28, 29, 41, 44, 47, 62)	1,34	1,76	1,48
	Лето	3 (№ 29, 47, 62)	1,10	1,19	1,15
Центра	Зима	5 (№ 15, 18, 33, 37, 49)	1,41	1,61	1,56
	Лето	3 (№ 18, 37, 49)	1,19	1,27	1,22
Северного Кавказа	Зима	4 (№ 40, 46, 58, 61)	1,49	1,65	1,58
	Лето	2 (№ 58, 61)	1,20	1,27	1,23
Закавказья	Зима	1 (№ 6)	1,12	1,12	1,12
	Лето	1 (№ 6)	1,03	1,03	1,03
Средней Волги	Зима	3 (№ 7, 21, 24)	1,43	1,50	1,46
	Лето	—	—	—	—
Урала	Зима	2 (№ 51, 56)	1,31	1,41	1,36
	Лето	1 (№ 51)	1,20	1,20	1,20
Северного Казахстана	Зима	1 (№ 19)	1,62	1,62	1,62
	Лето	—	—	—	—
Средней Азии	Зима	3 (№ 17, 27, 31)	1,21	1,38	1,29
	Лето	3 (№ 17, 27, 31)	1,00	1,14	1,08
Сибири	Зима	7 (№ 4, 5, 22, 25, 39, 42, 52, 54)	1,22	1,38	1,29
	Лето	7 (№ 4, 5, 22, 25, 39, 42, 52, 54)	1,04	1,16	1,09
Дальнего Востока	Зима	8 (№ 20, 23, 30, 48, 53, 55, 59, 60)	1,19	1,66	1,41
	Лето	7 (№ 23, 30, 48, 53, 55, 59, 60)	0,99	1,32	1,14

Учитывая сказанное, в табл. 3 приведены результаты расчетов по оценке суммарного за сезон времени T_{Σ} , в течение которого $t_{\text{прог}} \geq 100^{\circ}\text{C}$. При этом $W(I_{\text{доп}})$ принималась равной 0,85—0,95, а минимальная расчетная скорость ветра — 0 и 0,1 м/сек. Теоретически наименьшее значение V равно нулю. Однако измерения, выполненные в средней полосе Европейской части СССР с помощью вентиляционного анемометра [Л. 7], показали, что для открытых участков она практически не бывает меньше 0,15—0,2 м/сек. При аналогичных кратковременных (около 20 мин) измерениях [Л. 8], выполненных в США анемометром теплового типа, было зафиксировано снижение V до 0,1 м/сек. Такие скорости ветра не регистрируются обычным флюгером с отклоняющейся доской вследствие малой его чувствительности.

При увеличении $W(I_{\text{доп}})$ значительно уменьшается T_{Σ} , но одновременно несколько снижается $I_{\text{доп}}$. Так, при увеличении $W(I_{\text{доп}})$ с 0,85 до 0,9 ($V=0$) T_{Σ} и $I_{\text{доп}}$ уменьшаются соответственно на (30—37) % и (5—7) %, а при увеличении $W(I_{\text{доп}})$ с 0,9 до 0,95 — на (31—37) % и (10—12) %.

В зависимости от диапазона изменения скорости ветра увеличение ее минимального расчетного значения с 0 до 0,1 м/сек вызывает различную степень уменьшения T_{Σ} . При широком диапазоне изменения она незначительная (до 10 %), а при узком — очень большая (в 3 и более раз). При прочих равных условиях T_{Σ} зимой выше, чем летом.

Данные табл. 3 соответствуют метеорологическим условиям, при которых обеспечиваются экстремальные значения $I_{\text{доп}}$. В среднем же для обоих условных сезонов года можно считать, что при $W(I_{\text{доп}})=0,9$ и $V_{\min}=0,1$ м/сек. $T_{\Sigma} \approx (3,5 \div 4)$ суток. Учитывая интегральный характер T_{Σ} , это значение можно считать вполне допустимым. Фактически же оно будет значительно меньше расчетного, так как условие $I_{\text{раб}}=I_{\text{доп}}=\text{const}$ в течение всего года не реализуемо.

Резюмируя сказанное выше, можно сделать вывод о том, что длительно допустимые по нагреву токовые нагрузки проводов, вычисленные при $t_{\text{пр}}=70^{\circ}\text{C}$ и $W(I_{\text{доп}})=0,9$, могут быть рекомендованы для практических целей. Одновременно необходимо отметить, что исследования по обоснованию оптимального соотношения между $t_{\text{пр}}$, $W(I_{\text{доп}})$ и T_{Σ} должны быть продолжены. При этом особое внимание следует уделить вопросам правильного прогнозирования токовой нагрузки проводов и учета потери ими механической прочности в течение всего срока эксплуатации линий электропередачи.

Количество имеющихся в настоящее время метеорологических данных недостаточно для определения $I_{\text{доп}}$ любой отдельно взятой линии электропередачи. Поэтому была предпринята попытка временно сформулировать более общие рекомендации по оценке $I_{\text{доп}}$ — для объединенных энергосистем в целом [Л. 9]. Данные табл. 4 показывают, что длительно допустимая по нагреву токовая нагрузка проводов линий электропередачи в Европейской части СССР может быть увеличена по сравнению с рекомендациями ПУЭ как минимум на 30—50 % зимой и 10—20 % летом; в Сибири и на Дальнем Востоке — на 20 % зимой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Глазунов А. А. Теория и расчет электрических распределительных сетей. Ч. I. М., ГОНТИ, 1939.
- Городецкий Г. М. Расчет электрических сетей. Киев, Гостехиздат УССР, 1953. 346 с.
- Webs Alfred. Danerstrombelastbarkrit von nach DIN 48201 getertigten freileitungsseilen aus Kupfer, Aluminium und Aldrey. — «Elektrizitätswirtschaft», 1963, 62, № 23, S. 861—872.
- Morgan V. T. Rating of bare overhead conductors for continuous currents. — «Proc. IEEE», 1967, vol. 114, № 10, pp. 1473—1482.
- Мельзак И. Я. Обзор зарубежных исследований по нагреву проводов линий электропередачи электрическим током. — «Энергохозяйство за рубежом», 1973, № 3, с. 19—22.
- Мельзак И. Я., Шеренцис А. Н. Возможности увеличения длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи. — «Электричество», 1973, № 7, с. 7—11.
- Махлин Б. Ю. Нагрев проводов и его влияние на механическую прочность. — «Труды ЦНИИЭЛ», 1956, вып. V, с. 186—202.
- Бургдорф В. В. Нагрев проводов воздушных линий электропередач и существующие нормы. — «Электричество», 1937, № 17—18.
- Справочник по проектированию электрических сетей (под ред. Рокотяна С. С. и Шапиро И. М.). М., «Энергия», 1971, 247 с.

[9.1, 1975]



УДК 621.315.1.015.38

Ограничение внутренних перенапряжений в электропередачах 750 кв синхронным включением серийных воздушных выключателей

Инж. КУЗЬМИЧЕВА К. И., канд. техн. наук РАШКЕС В. С., инж. ХОЕЦИАН К. В.

ВНИИ электроэнергетики, СССР,

маг.-инж. ИВАНОВСКИЙ А., доктор-инж. КМЕЧЬ А.

Институт энергетики, ПНР

В [Л. 1] показана возможность осуществления синхронного включения на серийных воздушных выключателях СВН, поэтому важно оценить эффективность ограничения коммутационных перенапряжений с помощью синхронного включения, которая зависит от электромеханических характеристик используемого выключателя и параметров электропередачи.

Выбор угла синхронного включения. При осуществлении синхронного включения «идеальным» выключателем [Л. 1], не имеющим разброса собственного времени включения $t_{\text{вкл}}$, наименьшая переходная составляющая перенапряжения обеспечивается

при угле включения $\Psi=0$ град. Разброс во времени $t_{\text{вкл}}$ приводит к появлению более высоких перенапряжений, которые определяются зависимостью ударного коэффициента перенапряжения K_{ud} от угла включения Ψ .

На рис. 1 приведены зависимости ударного коэффициента перенапряжения для первой включающейся фазы от угла включения, полученные на трехфазной физической модели ИЭ и на ЦВМ во ВНИИЭ. Эти зависимости несимметричны относительно оси $\Psi=0$ и более пологи в области $\Psi<0$, предшествующей переходу синусоиды питающего напряжения через нуль. С увеличением длины ли-

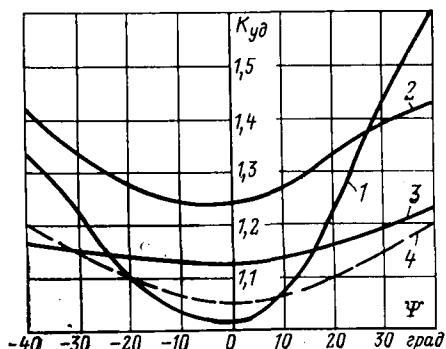


Рис. 1. Зависимость ударного коэффициента перенапряжения на разомкнутом конце первой включающейся фазы линии 750 кв от угла включения.

1 — для линии длиной 100 км при включении; 2 — то же 350 км; 3 — то же 500 км; 4 — для линии длиной 350 км при повторном включении ($U_0 = E_m$). Реактивное сопротивление источника питания 100 ом.

нии (уменьшением первой собственной частоты свободных колебаний включенной электропередачи β) диапазон малых значений $K_{уд}$ расширяется и смещается в зону $\Psi < 0$. Поэтому для линий длиною 300—500 км устройство синхронного включения желательно настраивать на угол включения $\Psi = -10 \div -15$ град.

Реальные выключатели обладают конечной скоростью спада межконтактной электрической прочности V_U , которая характеризуется временем спада U_Φ до нуля

$$T_a = \frac{1}{V_U}.$$

Влияние этой величины на диапазон реально достижимых на выключателе углов включения, полученное на модели, приведено на рис. 2. Величина T_a совместно с разбросом в $t_{вкл}$ определяет уставку устройства синхронного включения, которая выбирается таким образом, чтобы разброс в $t_{вкл}$ не вызывал попадания в зону углов с максимальными ударными коэффициентами.

Графический выбор уставки устройства синхронного включения Ψ , характеризующей для реального выключателя преобладающий (средний) угол включения, показан на рис. 3. Исходным является построение касательной 2 под углом V_U к кривой 1 модуля напряжения на контактах выключателя. Пересечение касательной 2 со следующим полупериодом кривой 1 дает значение минимально достижимого при данном $V_U(T_a)$ угла включения Ψ_{min} , получающегося в результате электрического пробоя промежутка между сближающимися контактами выключателя. Пересечение касательной с осью Ψ , t указывает момент механического смыкания контак-

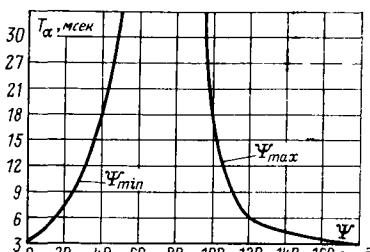


Рис. 2. Зависимость минимально и максимально достижимого углов включения от скорости спада межконтактной электрической прочности выключателя, выраженной через параметр T_a .

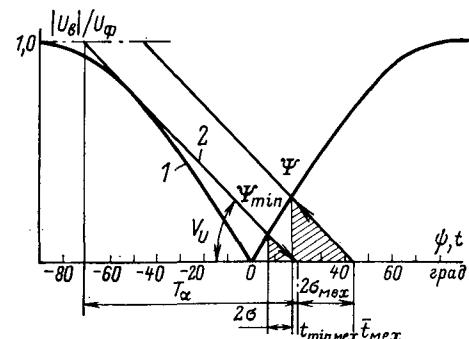


Рис. 3. Графическое определение уставки устройства синхронного включения ψ по известным значениям $V_U(T_a)$ и $\sigma_{мех}$.

1 — модуль напряжения на контактах выключателя; 2 — кривая спада межконтактной электрической прочности выключателя в процессе его включения.

тов выключателя $t_{min\ meh}$. Учет разброса в $t_{вкл}$, характеризуемого стандартом $\sigma_{мех}$, достигается прибавлением к полученному значению $t_{min\ meh}$ величины $\tau\sigma_{мех}$, где τ — аргумент нормальной функции распределения, определяемый требуемой вероятностью P попадания в зону малых углов включения. Если принять $P=0,98$, что соответствует допущению скачка от Ψ_{min} к Ψ_{max} [Л. 1] не более, чем в 2% случаев, то $\tau=2$. Момент $t_{meh}=t_{min\ meh}+\tau\sigma_{мех}$ определяет желаемый момент механического смыкания контактов выключателя, который должен обеспечиваться устройством синхронного включения. Требуемую уставку ψ этого устройства определяем, проходя прямую параллельно касательной 2 из точки t_{meh} до пересечения с кривой 1.

Разбросу собственного времени включения выключателя $\tau\sigma_{мех}$ отвечает по рис. 3 разброс углов его электрического включения, близкий к $\tau\sigma$. Соотношение между σ и $\sigma_{мех}$ зависит от величины V_U ; во всех случаях $\sigma \leq \sigma_{мех}$.

Построение на рис. 3 выполнено применительно к выключателю ВВБ-750 с пневматической системой передачи управляющего сигнала. Для этого выключателя при $\tau=2$ уставка устройства синхронного включения $\psi=17$ град.

Аналитическое выражение для $\bar{\psi}$ по известным $\Psi_{min}, T_a, \sigma_{мех}$ может быть получено из рассмотрения подобных треугольников, заштрихованных на рис. 3:

$$\bar{\psi} + \frac{180}{\pi} \omega T_a \sin \bar{\psi} = \psi_{min} + \frac{180}{\pi} \omega T_a \sin \psi_{min} + \tau\sigma_{мех}, \quad (1)$$

где ω — круговая частота.

Из рис. 3 и выражения (1) следует, что с увеличением скорости спада межконтактной электрической прочности и уменьшением нестабильности собственного времени включения уставка устройства синхронного включения может быть приближена к оптимальной. Одновременно менее опасным становится скачок от Ψ_{min} к Ψ_{max} , поскольку значение Ψ_{max} попадает в зону малых ударных коэффициентов перенапряжения.

Выбор угла синхронного ТАПВ линии без реактора. При осуществлении синхронного ТАПВ наименьшие перенапряжения возникают, если повторное включение осуществляется в момент минимума

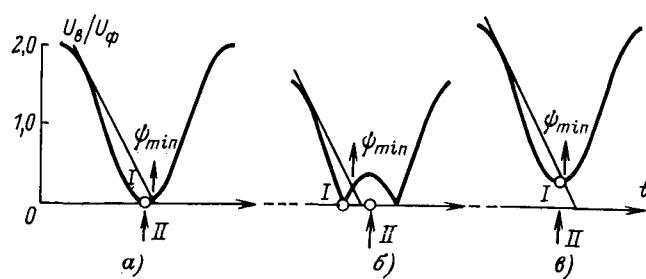


Рис. 4. Выбор момента синхронного повторного включения по кривой напряжения на контактах выключателя U_b .

a — при равенстве э. д. с. источника питания E_m и остаточного напряжения U_0 на линии к моменту ТАПВ; *б* — при $U_0 < E_m$; *в* — при $U_0 > E_m$.

I — момент идеального синхронного включения; II — рекомендуемый момент повторного включения.

напряжения на контактах выключателя. На рис. 4 рассмотрены характерные кривые напряжения на контактах выключателя перед моментом АПВ для линии без реактора. Цифрой I отмечены точки, отвечающие идеальному синхронному АПВ. Если остаточное напряжение U_0 на отключенной линии к моменту АПВ равно амплитуде э. д. с. источника питания E_m , точка I соответствует моменту $U_b = 0$. В этой точке равна нулю производная питающей э. д. с. $\frac{de}{dt}$, что соответствует нулевому значению вынужденного емкостного тока включенной линии. Если $U_0 < E_m$, что может быть, например, следствием разряда линии за бесстоковую паузу, то имеются две точки, в которых $U_b = 0$. Наиболее благоприятна из них для повторного включения та, за которой следует меньшая полуволна напряжения [Л. 2]. В этой точке $\frac{de}{dt} \neq 0$, но все же значительно меньше, чем в момент перехода синусоиды э. д. с. через нуль, соответственно, сравнительно невелико и мгновенное значение вынужденного тока включенной линии. Если $U_0 > E_m$, что может быть, например, следствием большого вынужденного напряжения схемы, не существует точки, где $U_b = 0$. В этом случае минимуму перенапряжения соответствует повторное включение в точке минимума U_b , где $\frac{de}{dt} = 0$ так же, как и мгновенное значение вынужденного емкостного тока включенной линии.

Поскольку при синхронном АПВ мало не только напряжение U_b в момент повторного включения, но и мгновенное значение вынужденного тока линии, ограничение перенапряжений получается еще более глубоким и зависит от $K_{ud}(\psi)$ более пологим, чем при синхронном включении (рис. 1). Аналогичный вывод сделан, например, в [Л. 2].

Так как начальное значение остаточного напряжения на линии и дальнейший разряд линии за бесстоковую паузу АПВ не могут быть оценены однозначно, нельзя заранее предсказать положение точки оптимального повторного включения I. Определение ее положения путем непрерывного слежения за напряжением на стороне отключенной линии и экстраполяция измеряемой зависимости вперед на собственное время включения выключателя представляет собой технически сложную задачу. Кроме того, даже существенное отклонение от оптималь-

ного угла повторного включения не приводит к значительным перенапряжениям, поэтому не следует стремиться к идеальному синхронному повторному включению, ограничиваясь осуществлением повторного включения в зоне малых значений U_b . Следовательно, можно рекомендовать настройку устройства синхронного включения выключателя на осуществление АПВ в точке II рис. 4. Эта точка соответствует минимуму U_b в случаях, рассмотренных на рис. 4, *а* и *в*, и середине сравнительно широкой зоны малых значений U_b (рис. 4, *б*). Поэтому во всех случаях выполнения ТАПВ в хорошую погоду, когда остаточное напряжение U_0 значительно, перенапряжения будут невелики. В дождь, когда остаточное напряжение линии снижается быстро, перенапряжения при ТАПВ возрастают, однако будут меньше, чем при простом включении.

Уставка устройства синхронного АПВ выбирается для реального выключателя аналогично уставке синхронного включения. Графическое определение этой уставки для $V_U = 200 U_\phi 1/\text{сек}$ дает $\psi = 33 \text{ град}$.

Выбор угла синхронного ТАПВ линии с шунтирующими реакторами. Разряд отключенной линии с шунтирующими реакторами имеет форму медленно затухающих одно- или двухчастотных свободных колебаний, а напряжение на контактах выключателя состоит соответственно из двух или трех составляющих [Л. 3]. Амплитуда и начальная фаза собственных колебаний отключенной линии в прямой последовательности β_1 зависит от условий отключения, которые влияют на местоположение моментов $U_b = 0$. При возникновении составляющей нулевой последовательности β_0 происходит дополнительное смещение этих моментов, которые определяются также амплитудой и начальной фазой колебаний β_0 . Результирующая кривая напряжения U_b становится в этом случае особенно сложной и может быть непериодической. Поэтому осуществить синхронное ТАПВ линии с реактором обычными выключателями невозможно. Вместо синхронного ТАПВ для ограничения перенапряжений здесь может быть использовано ТАПВ в минимум огибающей напряжения на контактах выключателя [Л. 3].

Если шунтирующие реакторы снабжены демпфирующими сопротивлениями, обеспечивающими за бесстоковую паузу АПВ практический полный разряд линии, повторное ее включение аналогично случаю простого включения линии [Л. 4 и 5]. Поэтому можно осуществлять синхронное ТАПВ в момент, близкий к переходу через нуль питающей э. д. с., как это делается при синхронном включении линии. Угол включения выбирается в этом случае по формуле (1).

Экспериментальное определение эффективности синхронного включения и АПВ на электропередаче 750 кв Конаково — Москва. Эксперименты по ограничению перенапряжений с помощью синхронного включения осуществлены на опытно-промышленной электропередаче 75 кв Конаково — Москва [Л. 6]. Для синхронного включения был использован воздушный выключатель ВВБ-750 подстанции Опытная [Л. 1].

В ходе испытаний было осуществлено 49 трехфазных опытов включения холостой некомпенсиро-

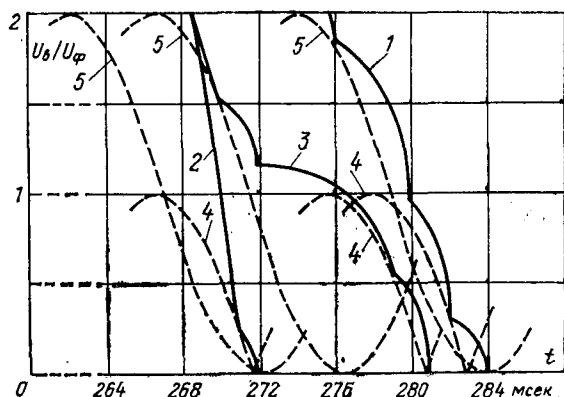


Рис. 5. Кривые спада межконтактной электрической прочности в процессе включения выключателя ВВБ-750.

1 — кривая спада межконтактной электрической прочности фазы A ; 2 — то же фазы B ; 3 — то же фазы C ; 4 — кривые напряжения на контактах выключателя при включении; 5 — то же при АПВ. Момент $t=0$ соответствует выдаче импульса на включение выключателя.

ванной линии 750 кв в цикле БАПВ ($B-O$, 2 сек — $O-O$, 3 сек — $B-O$, 2 сек — O) и девять опытов трехфазного включения этой линии с шунтирующим реактором, обеспечивающим 144%-ную компенсацию зарядного тока линии. В основной части опытов устройство синхронного включения было настроено в соответствии с предварительным расчетом, на средний угол включения, близкий к 20 град, и средний угол АПВ, близкий к 40 град. В этих опытах в устройство синхронного включения вводилась температурная коррекция. В остальной части опытов исследовались: диапазон достижимых углов включения на выключателе ВВБ-750, перенапряжение при неточном управляемом включении (при отсутствии температурной коррекции) и влияние на перенапряжения дополнительного (сверх минимально необходимых 60 и 120 град) разнесения во времени моментов включения фаз выключателя.

Испытуемый выключатель управлялся пофазно от специальной синхронизирующей схемы при первом включении линии, запускающейся при переходе синусоиды питающего напряжения через нуль, а при ТАПВ — пускающейся от исчезновения тока в линии 750 кв в момент ее предшествующего отключения. Давление воздуха в камерах выключателя, а также напряжение питания управляющих соленоидов в течение опытов поддерживались практически постоянными. Температура окружающего воздуха в период испытаний колебалась от 16 до 26°C.

В процессе опытов осциллографировались напряжения на обеих концах линии 750 кв, контактах выключателя и питающих шинах 750 кв; токи линии 750 кв, токи через разрядники 750 кв и в соленоидах управления выключателя. Для измерения напряжений были использованы емкостные делители напряжения, установленные на передаче Конаково — Москва, для измерения токов — трансформаторы тока и безындуктивные токовые шунты. Регистрация осуществлялась электронно-лучевыми осциллографами с механической разверткой; среднеквадратическая погрешность измерения близка к 4%.

Поскольку в период между измерениями [Л. 1] и настоящими испытаниями выключатель ВВБ-750 подвергался текущему ремонту, непосредственно пе-

ред опытами были дополнительно измерены собственные времена включения всех 24 камер выключателя. По данным этих измерений в соответствии с методикой [Л. 1] на рис. 5 построены кривые спада межконтактной электрической прочности выключателя ВВБ-750 в процессе включения. Согласно рис. 5 средняя скорость спада межконтактной электрической прочности V_U в диапазоне напряжения $0-U_f$ составляет для фаз A , B и C $170U_f$, $250U_f$ и $210U_f$ 1/сек, что удовлетворяет требованиям синхронного включения. На фазе A электрическое включение осуществлялось тремя камерами из восьми, причем контакты двух камер смыкались одновременно, а третий — с запаздыванием на 2 мсек; на фазе C — также тремя камерами, но включавшимися в обратном порядке (смыкались контакты одной камеры и через 2 мсек — еще двух камер); на фазе B — шестью камерами, контакты которых смыкались в течение 2 мсек.

Требованиям синхронного включения в наибольшей степени удовлетворяет регулировка фазы B выключателя, и в наименьшей степени — регулировка фазы C . Значительная неодновременность смыкания контактов в камерах фазы C проявляется особенно заметно при ТАПВ, когда диапазон воздействующего на выключатель напряжения расширяется до $2U_f$. В табл. 1 указан диапазон возможных углов включения испытывавшегося выключателя при простом включении и АПВ, рассчитанный по кривым рис. 5.

Сравнение рассчитанных углов включения с зарегистрированными в испытаниях, выполненное в табл. 1, показывает хорошее совпадение, особенно для значений ψ_{\min} , которым при испытаниях было удалено наибольшее внимание. Значения ψ_{\max} определены по малому числу опытов и потому несколько менее точны. Совпадение опытных данных с расчетными подтверждает приведенные выше оценки скоростей спада межконтактной электрической прочности фаз испытывавшегося выключателя.

Как следует из [Л. 1] и рис. 5, при соблюдении паспортных норм на наладку выключателя скорость спада его межконтактной электрической прочности может варьироваться в значительных пределах. Это подтвердилось также в измерениях ВНИИЭ на выключателях 330 кв. Поэтому при регулировке выключателя целесообразно добиваться возможно большей одновременности смыкания контактов камеры выключателя в пределах полюса.

При обычном управлении выключателем момент подачи команды на электромагниты включения про-

Группа 1

Диапазон возможных углов включения выключателя ВВБ-750 (град).

Вид коммутации	Фаза A		Фаза B		Фаза C	
	расчет	опыт	расчет	опыт	расчет	опыт
Включение	ψ_{\min}	15	17	6	7	5
	ψ_{\max}	-20	-40	-15	-45	-40
АПВ	ψ_{\min}	0	17	0	2	50
	ψ_{\max}	-90	-95	0	-9	-115

изолен относительно синусоиды напряжения сети. Поэтому при многократном повторении операции включения моменты подачи команды равномерно распределяются относительно этой синусоиды, что приводит к распределению углов электрического включения выключателя в широком диапазоне от ψ_{\min} до ψ_{\max} . Такое включение принято называть неуправляемым.

При синхронном управлении угол включения выключателя определяется уставкой устройства синхронного включения и колеблется относительно нее в узком диапазоне, определяемом только нестабильностью собственного времени включения выключателя. Поэтому переход к синхронному включению уменьшает не только средний угол включения ψ , но и стандарт распределения углов σ .

В опытах неуправляемого включения на выключателе ВВБ-750 [Л. 5 и 6] углы включения были распределены в диапазоне 10—160 град со средним значением $\psi = 66$ град и стандартом распределения $\sigma = 34$ град. Переход к синхронному включению уменьшил средний угол включения до $\psi = 18,5$ град, а σ — до 7,5 град. Полученное значение σ соответствует разбросу собственного времени включения выключателя ВВБ-750 [Л. 1].

Измеренные при синхронном включении и АПВ ударные коэффициенты перенапряжения суммированы в табл. 2 и на рис. 6, где для сравнения указаны также значения, зарегистрированные в [Л. 3 и 6].

Из-за малого коэффициента емкостной связи между фазами линии 750 кв (около 0,1) и малых перенапряжений при синхронном включении дополнительное разнесение моментов включения фаз выключателя, осуществленное в части опытов, практически не дало дополнительного снижения перенапряжений.

Как следует из рис. 6 и табл. 2, применение синхронного включения на воздушном выключателе ВВБ-750 значительно понизило уровень перенапряжений при включении и особенно при ТАПВ линии Конаково — Москва. Максимальный ударный коэффициент перенапряжения на разомкнутом конце линии, достигавший при неуправляемом включении и

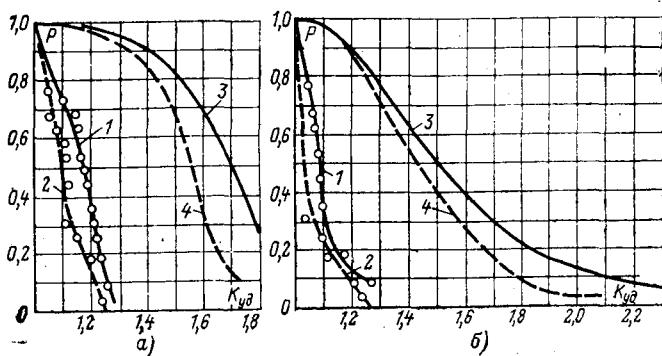


Рис. 6. Интегральные кривые распределения ударных коэффициентов перенапряжений, зарегистрированных при включении (а) и ТАПВ (б) линии 750 кв Конаково — Москва выключателем ВВБ-750.

1 — синхронное включение и синхронное ТАПВ для разомкнутого конца линии; 2 — то же для питающего конца линии; 3 — неуправляемое включение и ТАПВ по [Л. 4 и 7] для разомкнутого конца линии; 4 — то же для питающего конца линии. При неуправляемом ТАПВ перенапряжения ограничены срабатыванием разрядника.

Таблица 2

Ударные коэффициенты перенапряжения, зарегистрированные в опытах включения и ТАПВ линии 750 кв Конаково — Москва

Вид коммутации	Количество фаз-коммутаций	Начало линии		Конец линии			
		Средний (50%-ный)	Максимальный (2%-ный)	σ	Средний (50%-ный)	Максимальный (2%-ный)	σ
Неуправляемое включение ненагруженной линии	81	1,5	1,75	0,13	1,65	1,85	0,2
Синхронное включение ненагруженной линии	25	1,1	1,25	0,1	1,15	1,3	0,1
Синхронное включение линии с реактором	9	1,13	1,25	0,07	—	—	—
Неуправляемое ТАПВ ненагруженной линии	84	1,4	2,1*	0,24	1,6	2,35* (2,6— 2,7**)	0,4
Синхронное ТАПВ ненагруженной линии	25	1,05	1,25	0,08	1,1	1,3	0,07

* Ограничено срабатыванием разрядника.

** Пересчет на случай отсутствия разрядника.

ТАПВ соответственно 1,85 и 2,7, при синхронном включении снизился до 1,3, а средние значения ударного коэффициента уменьшились с 1,6—1,65 до 1,1—1,15. Синхронное включение при наличии на линии шунтирующего реактора оказалось столь же эффективным.

Анализ осцилограмм подтвердил зависимость собственного времени включения выключателя от температуры [Л. 1] и показал, что зона нечувствительности по температуре корректирующего блока для устройства синхронного включения выключателя ВВБ не должна превышать 2—3°.

Оценка эффективности синхронного включения для промышленных электропередач 750 кв. При перенесении результатов исследования, осуществленного на опытно-промышленной электропередаче, на промышленные передачи 750 кв следует принять во внимание два обстоятельства. Во-первых, выключатели, используемые для синхронного включения, должны при регулировке более тщательно настраиваться на одновременное смыкание контактов. Электрическое включение этих выключателей должно выполняться практически одновременным замыканием не менее половины контактов камеры полюса [Л. 1]. В этом случае выключатель способен осуществить включение в любой фазный угол синусоиды напряжения. В качестве среднего угла включения при настройке устройства синхронного включения выключателя целесообразно принять угол идеального синхронного включения ($\psi = 0$ град).

Во-вторых, следует учитывать влияние параметров передачи на ударный коэффициент перенапряжения, которое в первом приближении может быть сведено к зависимости K_{ud} от первой собственной частоты свободных колебаний включенной линии β [Л. 7]. Эта зависимость не является монотонной. На рис. 7 даны значения K_{ud} , достижимые при идеаль-

ном синхронном включении линий 750 кв длиной 50—500 км, что отвечает диапазону $\beta=7-1,7\omega$. Передача 750 кв Конаково — Москва имеет $\beta=6\omega$, что близко к минимуму зависимости $K_{уд}=f(\psi)$. На промышленных передачах 750 кв большей длины ударные коэффициенты перенапряжения при синхронном включении окажутся несколько больше, чем в передаче Конаково — Москва.

Анализ показал, что наличие на коммутируемой линии шунтирующих реакторов, существенно понижая вынужденное напряжение 50 гц на включенной линии, незначительно уменьшает ее собственную частоту β и потому не оказывается на ударном коэффициенте перенапряжения (возникающая в этом случае апериодическая составляющая переходного процесса практически не отражается на величине перенапряжения). Поэтому линии с реакторами и без них могут рассматриваться совместно.

С ростом длины некомпенсированной линии быстро возрастает вынужденное напряжение и соответственно кратность перенапряжения (рис. 7), поэтому отказ от установки шунтирующих реакторов на линиях ультравысокого напряжения возможен только при малых длинах линий (порядка 50—100 км). При 100%-ной компенсации зарядного тока линии кратность перенапряжения совпадает со значением ударного коэффициента.

Используя зависимости ударного коэффициента от угла включения для линий 750 кв различной длины, приведенные на рис. 1, приняв $\bar{\phi}=0$ град и опытное значение стандарта распределения углов включения $\sigma=7,5$ град, можно рассчитать распределение вероятностей $K_{уд}$ для этих линий.

Значения $K_{уд}$, достигаемые при синхронном включении линий 750 кв, приведены в табл. 3. Эти же значения применимы для АПВ линий с шунтирующими реакторами, если они оснащены демпфирующими сопротивлениями, разряжающими линию за бестоковую паузу.

Перенапряжения при синхронном ТАПВ линий без шунтирующих реакторов зависят от величины остаточного напряжения на линии к моменту АПВ:

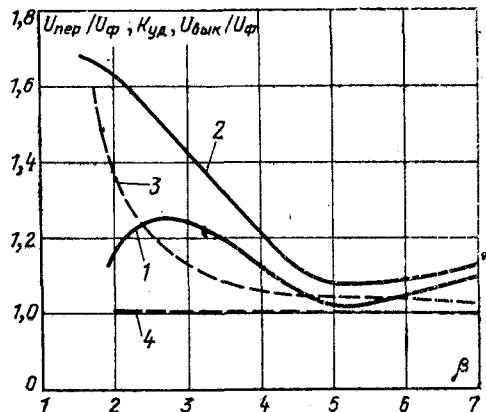


Рис. 7. Зависимость вынужденного напряжения $U_{вын}$ ударного коэффициента $K_{уд}$ и амплитуды перенапряжений $U_{пер}$ от первой собственной частоты колебаний β включенной линии 750 кв при идеальном синхронном включении.

1 — $K_{уд}$ (независимо от поперечной компенсации линии) и $U_{пер}$ для линий со 100%-ной поперечной компенсацией; 2 — $U_{пер}$ для некомпенсированных линий; 3 — $U_{вын}$ для некомпенсированных линий; 4 — $U_{вын}$ для линий со 100%-ной компенсацией.

Таблица 3

Минимальные и максимальные ударные коэффициенты перенапряжения, ожидаемые при синхронном включении линии

Длина линии и первая частота свободных колебаний	Значение $K_{уд}$			
	При дополнительном разнесении моментов включения фаз		Без дополнительного разнесения моментов включения фаз	
	При "идеальном" синхронном включении	Максимальное (2-3%-ное)	При "идеальном" синхронном включении	Максимальное (2-3%-ное)
100 км, $\beta=7\omega$	1,02	1,15	1,05	1,18
350 км, $\beta=2,5\omega$	1,23	1,3	1,27	1,4
500 км, $\beta=2\omega$	1,12	1,18	1,16	1,32

при малом стекании заряда с линии ударные коэффициенты при синхронном ТАПВ меньше, чем при синхронном включении, и лишь при различии между U_0 и E_m на 30—40% они достигают уровня, наблюдаемого при синхронном включении.

Эффективность синхронного ТАПВ на коротких линиях 750 кв без реакторов в хорошую погоду может быть принята непосредственно по результатам испытаний на передаче Конаково — Москва. Значения ударных коэффициентов перенапряжения в этих испытаниях несколько завышены из-за неоптимальной настройки устройства включения выключателя и самого выключателя.

Оценка эффективности синхронного включения, данная в статье, хорошо согласуется с оценками для определенных схем [Л. 4]. При осуществлении синхронного включения серийными выключателями на промышленных электропередачах 750 кв ударные коэффициенты перенапряжения не превысят 1,35—1,4, что совпадает с выводами, сделанными в [Л. 9].

По сравнению с использованием в выключателях предвключаемых одноступенчатых сопротивлений синхронное включение обеспечивает более глубокое ограничение перенапряжений. Совместное использование обеих мер дает сравнительно небольшой дополнительный выигрыш [Л. 4] и может быть целесообразным лишь при необходимости особенно глубоко ограничить перенапряжения при включении.

Полученные результаты могут быть распространены на передачи ультравысокого напряжения (выше 750 кв), где необходимость ограничения коммутационных перенапряжений при включениях и АПВ линий является еще более острой.

Выходы. 1. Эксперименты на опытно-промышленной электропередаче 750 кв Конаково — Москва подтвердили высокую эффективность синхронного включения на серийных воздушных выключателях в ограничении коммутационных перенапряжений.

2. Согласно опытным данным скорость спада межконтактной электрической прочности выключателя ВВБ-750 в процессе включения достигает $250U_{\Phi}$ 1/сек. Однако при настройке выключателя на включение одновременно 4-мя и более камерами в полюсе это значение может составить 500—1000 U_{Φ} 1/сек, обеспечивая включение в любой угол синусоиды 50 гц. Разброс углов включения относительно выбранной уставки характеризуется стандартом распределения $\sigma=7,5$ град.

3. Степень ограничения перенапряжений, достигаемая за счет синхронного включения, зависит от электромеханических характеристик выключателя и параметров электропередачи. При синхронном включении и АРВ промышленных электропередач 750 кв выключателем ВВБ-750 максимальные ударные коэффициенты перенапряжения не превышают 1,4.

4. Осуществление синхронного включения позволяет отказаться в выключателях 750 кв и в выключателях следующей ступени ультравысокого напряжения от установки предвключаемых сопротивлений, обеспечивая несколько более глубокое ограничение перенапряжений и значительное удешевление выключателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рашкес В. С., Хоциан К. В., Вишневский Ю. И. Электромеханические характеристики воздушных выключателей серии ВВБ. — «Электричество», 1975, № 4.

2. Maury E. Synchronous closing of 525 and 765 kV circuit-breakers: a means of reducing switching surges on unloaded lines. CIGRE, 1966, гир. 143.

3. Беляков Н. Н., Рашкес В. С. Способ ограничения перенапряжений при повторных включениях линий электропередачи СВН. — «Электричество», 1975, № 2, с. 22—28.

4. Thorben H. B. Reduction of switching overvoltages in EHV and UHV systems. — «IEEE Transaction», 1971, PAS—90, pt II, № 3, p. 1821—1826.

5. Switching overvoltages and the system of protection against them in 750 kV networks of the USSR. CIGRE, 1972, гир. 33—07. Aut: Akopyan A. A., Burgsdorf V. V., Kuzmitchneva K. I. and others.

6. Исследование внутренних перенапряжений при работе оборудования опытно-промышленной электропередачи 750 кв. — «Электричество», 1970, № 1, с. 8—16. Авт.: Н. Н. Беляков, О. В. Волкова, В. С. Рашкес, В. П. Фотин.

7. Sweeting D. K. Overvoltages produced when energizing transmission lines. — «Electra», 1972, № 22, p. 63—106.

8. Final report of the UHV ad-hoc group of CIGRE. — «Electra», 1972, № 24, p. 9—41.

[15.10.1974]



УДК 621.313.32.018.6.013.8

Оценка эффективности АРВ-*q* для снижения качаний синхронной машины при электромеханическом резонансе

Канд. техн. наук КАСПАРОВ Э. А.

Москва

В последние годы все большее внимание привлекает принцип продольно-поперечного регулирования синхронных машин. Реализация этого принципа предполагает на роторе две обмотки возбуждения, сдвинутые относительно друг друга на 90 град. Продольная и поперечная обмотки могут быть выполнены с одинаковым или разным, например, с меньшим числом витков и сечением проводников у поперечной обмотки, и соответственно названы симметричными и несимметричными. Если основное поле возбуждения создается продольной обмоткой, а на поперечную возлагаются чисто регулировочные функции, то последняя может выполняться несимметричной.

С целью оценки целесообразности применения в энергосистемах синхронных машин с управляющими несимметричными поперечными обмотками возбуждения на роторе к настоящему времени выполнен цикл исследований переходных процессов генераторного, компенсаторного и двигательного режимов их работы. Результаты этих исследований свидетельствуют о высокой эффективности дополнительного (по отношению к обычным синхронным машинам одноосного возбуждения) автоматического регулирования возбуждения по поперечной оси (АРВ-*q*) для повышения устойчивости синхронных генераторов и компенсаторов, демпфирования колебаний синхронных двигателей при ударной и пульсирующей нагрузках на валу, устранения самораскачивания и всех видов самовозбуждения при работе синхронной машины через емкостное сопротивление и т. д. [Л. 1—4 и др.]. Здесь же были рассмотрены возможные пути выполнения управляющих поперечных обмоток без значительного изме-

нения конструкции роторов синхронных машин одноосного возбуждения, требования к их параметрам; приводились рекомендации в отношении требуемых параметров систем возбуждения, законов регулирования возбуждения по поперечной оси синхронных компенсаторов, генераторов и двигателей; указывались отдельные трудности, которые могут возникнуть при создании таких машин, и возможные способы их преодоления.

Менее освещенными являются вопросы улучшения с помощью АРВ-*q* протекания переходных процессов синхронной машины, возникающих при периодических колебаниях напряжения на шинах ее присоединения. Источником таких возмущений напряжения по значению (модулю) и по фазе могут быть резкопеременная нагрузка мощного машинного электропривода прокатных станов и асинхронный ход в энергосистеме. Так как колебания напряжения в этих случаях происходят с частотами, близкими к частотам собственных колебаний синхронных машин, то последние могут оказываться в условиях электромеханического резонанса, приводящего к ухудшению технико-экономических показателей режимов их работы (рост потерь электрической энергии, нарушения устойчивости параллельной работы и т. д.) [Л. 5—7].

Следует при этом подчеркнуть, что даже небольшие по амплитуде периодические колебания напряжения в сети, в первую очередь по фазе (2—5 град), способны вызвать значительные качания синхронных машин. Эффективным мероприятием по снижению качаний является применение автоматического регулирования возбуждения по продольной оси (АРВ-*d*) по производным угла син-

хронной машины [Л. 5, 7 и 8]. Однако в отдельных случаях единственность АРВ-*d*, как будет показано ниже, оказывается близкой к нулю. Целесообразным здесь может оказаться привлечение АРВ-*q*. Оценка эффективности АРВ-*q*, как средства снижения качаний синхронной машины при электромеханическом резонансе составила основную задачу настоящего исследования.

При исследовании использована система упрощенных дифференциальных уравнений Горева — Парка, что общепринято для приближенного анализа электромеханических переходных процессов регулируемой синхронной машины. Так как общее решение такой системы невозможно, то предварительно с целью определения тех или иных факторов, влияющих на процесс качаний, на основе линеаризованных уравнений находится аналитическое выражение принужденной составляющей колебаний угла сдвига ротора в зависимости от времени $\Delta\delta = f(t)$, а затем с помощью аналоговой нелинейной модели исследуемой системы на примере конкретной машины проводится численный анализ качаний. При этом в качестве возмущения рассматриваются изменения напряжения, подобные тем, которые имеют место при наличии в системе резко-переменной нагрузки прокатных станов.

Линеаризованное уравнение возмущенного движения регулируемой¹ синхронной машины продольно-поперечного возбуждения при изменении напряжения по значению (ΔU) и по фазе ($\Delta\alpha$) на шинах ее присоединения может быть представлено (см. приложение) в виде:

$$\begin{aligned} A_0 p^4 \Delta\delta + A_1 p^3 \Delta\delta + A_2 p^2 \Delta\delta + A_3 p \Delta\delta + A_4 \Delta\delta = \\ = -[A_0 p^4 \Delta\alpha + A_1 p^3 \Delta\alpha + A_2 p^2 \Delta\alpha] - [B_0 p^2 \Delta U + \\ + B_1 p \Delta U + B_2 \Delta U]. \end{aligned} \quad (1)$$

Частным случаем этого уравнения является уравнение возмущенного движения регулируемой обычной синхронной машины одноосного возбуждения. При учете у нее поперечного демпферного контура (в этом случае в выражениях (1а) приложении следует принять $E_{d0} = k_{0q} = k_{1q} = k_{2q} = 0$) уравнение будет иметь также четвертый порядок; для машины только с одной продольной обмоткой возбуждения на роторе (при этом дополнительно к отмеченному выше следует принять $\tau_{q0} = \tau'_{q0} = 0$) уравнение будет иметь третий порядок; при неучете свободных процессов в обмотке возбуждения (при $\tau'_{d0} = 0$) порядок уравнения снижается до второго.

Уравнение (1) позволяет при известном (заданном) законе изменения напряжения по модулю и по фазе проводить анализ качаний регулируемой в двух осях синхронной машины. В операторной форме его решение запишется:

$$\begin{aligned} \Delta\delta(p) = -\frac{\Delta\alpha(A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2) + \Delta U(B_0 p^2 + B_1 p + B_2)}{A_0 p^4 + A_1 p^3 + A_2 p^2 + A_3 p + A_4} = \\ = \frac{N(p)}{M(p)}. \end{aligned} \quad (2)$$

Искомое решение $\Delta\delta = f(t)$, которое может быть получено с помощью известной формулы разложе-

¹ При безынерционном регулировании возбуждения по продольной и поперечной осям по отклонению угла сдвига ротора ($\Delta\delta$) и его первой и второй производных.

ния, включает в себя слагаемые, определяющие свободную и принужденную составляющие колебаний рабочего угла машины. Поскольку нахождение корней уравнения $M(p) = 0$ в общем виде затруднительно, то при необходимости полная оценка процесса колебаний может быть проведена на конкретном численном примере. Далее же будем интересоваться принужденными качаниями синхронной машины, устанавливающимися после затухания свободных процессов.

Примем, что изменение напряжения сети происходит по синусоидальному закону:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha &= \text{Im} [\Delta\alpha_m e^{jht}]; \\ \Delta U &= \text{Im} [\Delta U_m e^{jht}], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\Delta\alpha_m$, ΔU_m — амплитудные значения отклонений фазы и модуля напряжения; h — частота колебаний напряжения.

Решение уравнения (1) при этом может быть представлено в виде:

$$\Delta\delta = \text{Re} [\Delta\delta_{1m} e^{j(ht+\varphi_1)} + \Delta\delta_{2m} e^{j(ht+\varphi_2)}], \quad (4)$$

где $\Delta\delta_{1m}$, $\Delta\delta_{2m}$ и φ_1 , φ_2 — составляющие амплитуды и фазы установившихся колебаний угла синхронной машины, обусловленные колебаниями соответствующей фазы и модуля напряжения сети;

$$\begin{aligned} \Delta\delta_{1m} &= \Delta\alpha_m \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{c^2 + d^2}}; \\ \varphi_1 &= \begin{cases} P & \arctg \frac{bc - ad}{ac + bd} \frac{bd}{ac} > -1; \\ P & +\pi \left(\frac{b}{c} > 0; \frac{bd}{ac} < -1 \right); \\ P & -\pi \left(\frac{b}{c} < 0; \frac{bd}{ac} < -1 \right); \end{cases} \\ \Delta\delta_{2m} &= \Delta U_m \sqrt{\frac{k^2 + n^2}{c^2 + d^2}}; \\ \varphi_2 &= \begin{cases} M & \arctg \frac{nc + kd}{kc - nd} \left(\frac{nd}{kc} < 1 \right); \\ M & +\pi \left(\frac{n}{k} > 0; \frac{nd}{kc} > 1 \right); \\ M & -\pi \left(\frac{n}{k} < 0; \frac{nd}{kc} > 1 \right); \end{cases} \end{aligned} \quad (4a)$$

$$\begin{aligned} a &= A_2 h^2 - A_0 h^4; & b &= A_1 h^3; & c &= A_0 h^4 - A_2 h^2 + A_4; \\ d &= A_3 h - A_1 h^3; & k &= B_0 h^2 - B_2; & n &= B_1 h. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что амплитуда и фаза колебаний угла синхронной машины зависят от: частоты и амплитудных значений колебаний напряжения по фазе и по модулю; параметров статорных и роторных контуров, постоянной инерции и исходных значений величин возбуждения по продольной и поперечной осям, загрузки, угла сдвига ротора машины.

Максимальные качания синхронной машины будут иметь место при электромеханическом резонансе, т. е. при совпадении частоты собственных колебаний ротора машины и частоты колебаний напряжения сети ($\omega_0 = h$). При колебании напряжения сеть только по модулю ($\Delta\alpha = 0$) или только по фазе

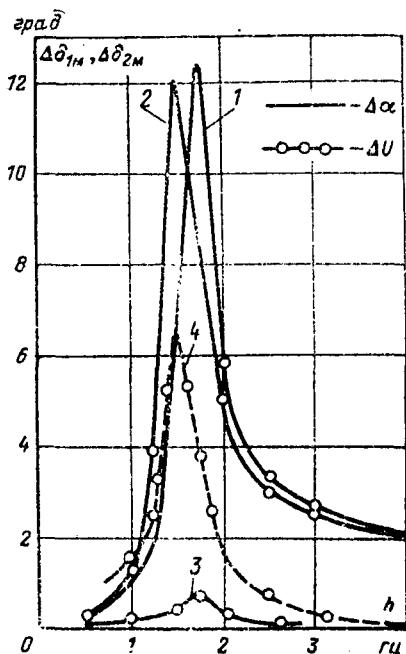


Рис. 1. Зависимость амплитуды колебаний угла синхронной машины от частоты синусоидальных колебаний напряжения сети по фазе ($\Delta\alpha$) и по модулю (ΔU).

Двигатель ДС-321-16/16 (16 Мвт; $x_d=1,073$; $x_q=0,736$; $x'_d=0,358$; $x'_q=-0,219$; $\tau_J=1640$ рад; $\tau'_d=386$ рад; $\tau'_q=4$ рад; $x_{Bn}=0,1$).

$$\begin{aligned} 1 - \delta_0 = 27^\circ & \quad \Delta\alpha_M = 1,8^\circ; \quad 3 - \delta_0 = 27^\circ & \quad \Delta\alpha_M = 0; \\ 2 - \delta_0 = 67^\circ & \quad \Delta U_M = 0; \quad 4 - \delta_0 = 67^\circ & \quad \Delta U_M = 5,4\% \end{aligned}$$

($\Delta U=0$) амплитуда колебаний угла машины прямо пропорциональна соответственно значениям ΔU_M и $\Delta\alpha_M$. Причем, если последние вызовут качания машины при ее работе с любыми значениями исходного угла сдвига ротора (δ_0), то колебания напряжения по модулю при углах $\delta_0=0(\pi)$ и отсутствии возбуждения по поперечной оси не вызовут никаких качаний ротора.

Коэффициенты B_0 , B_1 , B_2 и соответственно выражения для k и n обращаются в этом случае в нуль. Связано это с тем, что в исходных уравнениях не учтены активные сопротивления статорной цепи. Однако и при их учете (этот сопротивления по величине у крупных машин намного меньше индуктивных сопротивлений) влияние изменений модуля напряжения сети на движение ротора при углах $\delta_0=0(\pi)$ будет незначительным.

Существенно меньше влияние колебаний напряжения по модулю по сравнению с колебаниями по фазе и при работе синхронной машины с углами сдвига ротора, отличными от нуля. Это видно из рис. 1, где приведены кривые зависимостей амплитудных значений колебаний угла нерегулируемых синхронных машин $\Delta\alpha_M$ и ΔU_M от частоты колебаний напряжения по фазе и по модулю, построенные по выражениям (4а). Из этих выражений следует также, что на амплитуду и фазу принужденной составляющей колебаний угла существенное влияние может быть оказано посредством автоматического регулирования возбуждения синхронной машины.

За исключением коэффициентов A_0 , B_0 , B_1 , B_2 «добавки» от АРВ- q и АРВ- d входят во все остальные коэффициенты левой и правой части

уравнения возмущенного движения, которые в свою очередь входят в рассматриваемые выражения (4). АРВ будет оказывать влияние и на амплитуду и характер изменения свободной составляющей колебаний угла синхронной машины. Следует подчеркнуть, что при работе с малыми, близкими к нулю, углами сдвига ротора ($\delta_0 \approx 0$) наиболее эффективное влияние на режим машины может быть оказано посредством АРВ- q , добавочные коэффициенты от которого включают в себя $\cos \delta_0$ и, наоборот, при работе с большими углами сдвига ротора более действенным будет регулирование возбуждения по продольной оси, «добавки» от которого включают в себя $\sin \delta_0$.

В реальных условиях характер изменения напряжения сети отличен от синусоидального. В частности, при работе машинного электропривода с синхронными двигателями в качестве главного привода преобразовательных агрегатов реверсивных прокатных станов (прокатные СД) в кривых изменения модуля и фазы напряжения на шинах питающей сети можно выделить две составляющие: постоянные составляющие, обусловленные средними—установившимися значениями активной и реактивной мощностей, и соизмеримые с ними по величине переменные составляющие, связанные со свободными колебаниями потребляемой мощности, возникающие при качаниях ротора прокатного СД после набросов и сбросов нагрузки на его валу.

По данным натурных обследований и расчетов на АВМ режимов работы прокатных СД и напряжения питающей сети амплитудные значения этих составляющих достигают величин порядка (0,5—1,5)% по модулю и (2—4) град по фазе [Л. 4 и 5]. Первые из них следуют с частотой пропусков металла через валки стана в соответствии с программой прокатки, т. е. через промежутки времени, изменяющиеся в пределах примерно от 1,5—2 до 8—10 сек и более, что практически исключает возможность развития резонанса близкодействующих к приводу синхронных машин. Подобный характер изменения напряжения питающей сети имеет место и при работе вентильного электропривода прокатных станов. Отличие состоит в том, что при вентильном преобразователе отклонения (толчки) напряжения имеют более высокие скорости нарастания и значительно большими оказываются амплитудные значения отклонений модуля напряжения (до 10—15% исходного на шинах присоединения привода).

Переменные составляющие изменения напряжения, возникающие в эти же промежутки времени, носят синусоидальный характер и вследствие слабого естественного затухания (при отсутствии АРВ у прокатных СД) происходят практически непрерывно. Значения частот собственных колебаний роторов крупных прокатных СД (10—20 Мвт), определяемые с учетом маховых масс, сидящих с ними на одном валу генераторов постоянного тока, лежат приблизительно в диапазоне 1—2 гц. Практически с такими же частотами происходят синусоидальные колебания фазы и модуля напряжения на шинах присоединения привода, что лежит в области резонансных частот достаточно широкого класса параллельно включенных синхронных машин. После сбросов нагрузки на валу про-

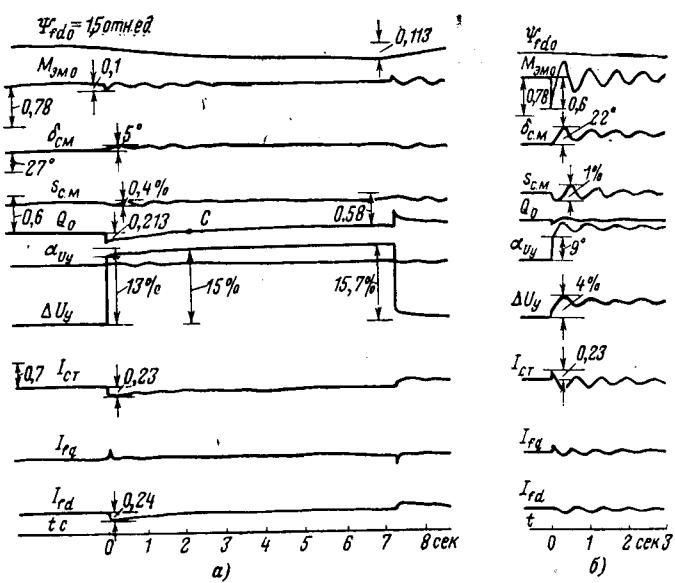


Рис. 2. Осциллограммы переходных процессов в системе при мгновенных включениях — отключении реактивной (а) и активной (б) нагрузок узла, равных $P_{Hg}=Q_{Hg}=2$ о. е.

катного СД колебания модуля напряжения происходят с двойной частотой по отношению к частоте колебаний угла машины.)

Протекание переходных процессов при однократных толчках напряжения на шинах присоединения нерегулируемой синхронной машины² показано на осциллографмах, полученных при расчетах на АВМ (рис. 2). Можно видеть, что каждый единичный мгновенный толчок напряжения как по модулю, так и по фазе³, вызывает свободные затухающие качания ротора и связанные с ними колебания режимных параметров машины. Скачкообразное изменение токов статора, роторных контуров в первый момент объясняется неучетом при моделировании на АВМ переходных процессов и активных сопротивлений в цепи статора машины.

Начальное отклонение фазы напряжения на шинах узла в момент включения активной нагрузки составляет 9 град (рис. 2, б). При этом меняется и модуль напряжения, что обусловлено изменением

² Параметры машины приведены на рис. 1, а.

³ Толчки напряжения вызывались включением — отключением активной (P_{Hg}) и реактивной (Q_{Hg}) нагрузок узла, значение и скорость изменения которых варьировались таким образом, чтобы возникающие при этом изменения напряжения лежали в диапазоне, имеющем место в действительности при работе машинного и вентильного электроприводов прокатных станов.

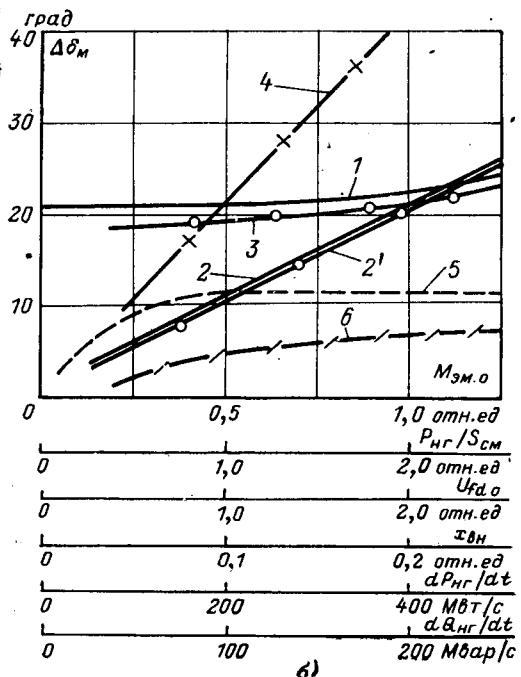
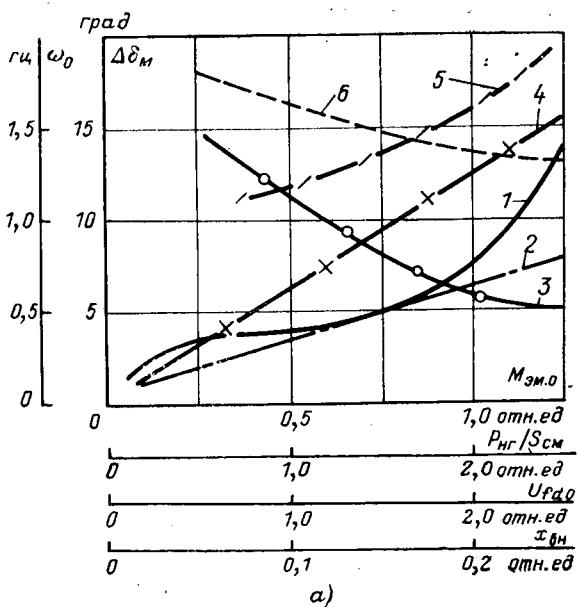


Рис. 3. Влияние однократных толчков напряжения по модулю (а) и по фазе (б) на амплитуду и частоту свободных колебаний синхронной машины.

$$\begin{aligned}
 & 1 - M_{3M} = \text{var}(U_{fd0\text{ном}} = 1,92 U_{fd0x}, x = \text{const}, Q_{Hg} = 2 \text{ о. е.}); \\
 & 2 - Q_{Hg} = \text{var}(U_{fd0\text{ном}} = \text{const}, M_{3M0} = 0,78 \text{ о. е.}); \\
 & 3 - U_{fd} = \text{var} \\
 & \left. \begin{aligned}
 & 4 - x_{Bn} = \text{var} \\
 & 5 - \omega_0 = f(U_{fd0})
 \end{aligned} \right\} (M_{3M0} = 0,78 \text{ о. е.}, Q_{Hg} = 2 \text{ о. е.}); \\
 & 6 - \omega_0 = f(M_{3M0}) \quad (U_{fd0\text{ном}} = \text{const}, Q_{Hg} = 2 \text{ о. е.});
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & 1 - M_{3M} = \text{var}(U_{fd0\text{ном}} = \text{const}, P_{Hg} = 2 \text{ о. е.}); \\
 & 2 - P_{Hg} = \text{var}(M_{3M0} = 0,78, U_{fd0\text{ном}} = \text{const}); \\
 & 2P_{Hg} = \text{var}(M_{3M0} = 0, U_{fd0\text{ном}} = \text{const}); \\
 & 3 - U_{fd} = \text{var} \quad \left. \begin{aligned}
 & 4 - x_{Bn} = \text{var} \\
 & 5, 6 - \text{при нарастании соответственно } P_{Hg} \text{ и } Q_{Hg} \\
 & \text{по линейному закону } (P_{Hg\text{ макс}} = Q_{Hg\text{ макс}} = 1 \text{ о. е.}),
 \end{aligned} \right\} (M_{3M0} = 0,78, P_{Hg} = 2 \text{ о. е.});
 \end{aligned}$$

реактивной мощности синхронной машины. При наборе только реактивной нагрузки (рис. 2,а) начальное отклонение модуля напряжения на шинах узла составляет 13% исходного; фаза же напряжения при этом меняется незначительно, поскольку мало изменение активной мощности (электромагнитного момента) машины. Соответственно меньшим в этом случае оказывается и возникающий на валу избыточный момент, чем и объясняется тот факт, что свободные качания машины при толчках модуля напряжения происходят со значительно меньшими амплитудами угла, скольжения и других режимных параметров, чем при толчках фазы напряжения питающей сети. Изменение модуля напряжения в первый момент времени на 13, а не на 15% (что соответствует моменту времени, отмеченному на осциллограмме точкой С, в которой выдаваемая машиной в сеть реактивная мощность становится равной ее исходному значению $Q_0 = 0,6$ о. е.), связано с проявлением естественного динамического компенсирующего эффекта перевозбужденной машины, которая дополнительно выдает реактивную мощность, равную 0,213 о. е. Потокосцепление продольной обмотки возбуждения остается неизменным только в первый момент времени после толчка напряжения; в дальнейшем, за сравнительно небольшой промежуток времени, оно заметно изменяется ($\Delta\Phi_{fd} = -0,113$ о. е.). Поэтому расчеты длительных процессов качаний синхронной машины, проводимые в предположении постоянства E'_q , могут приводить к погрешностям.

Максимальные значения амплитуды свободных колебаний угла синхронной машины $\Delta\delta_m$ при мгновенных толчках напряжения как по модулю, так и по фазе возрастают (рис. 3): с повышением исходного значения статического электромагнитного момента машины (кривые 1); практически прямо пропорционально с увеличением амплитуды толчка напряжения (кривые 2); с ростом внешнего индуктивного сопротивления связи узла нагрузки с шинами бесконечной мощности (кривые 4). При увеличении исходного значения напряжения возбуждения амплитуда свободных качаний возрастает при толчках фазы и уменьшается при толчках модуля напряжения питающей сети. Частота собственных колебаний и ω_0 угла (рис. 3,а) снижается с ростом M_{em0} (кривая 6) и повышается при увеличении возбуждения (кривая 5). Расчеты показывают (рис. 3,б), что чем выше скорость изменения напряжения на шинах присоединения синхронной машины, тем больше амплитуда свободных колебаний. При возможных для вентильного привода

значениях скорости изменения потребляемой мощности (примерно 200 Мвт/сек) максимальная амплитуда колебаний угла машины оказывается примерно такой же, как и при мгновенных толчках нагрузки той же величины.

При мгновенных толчках фазы и модуля напряжения с амплитудами такого же порядка, что и при работе машинного электропривода, т. е. около 2—3 град и 0,5—1,5% (это имеет место при включениях — отключениях активной и реактивной нагрузок узла, равных соответственно 0,5—0,8 о. е. и 0,1—0,2 о. е.), значения $\Delta\delta_m$ составляют 4—6 град в первом случае и 0,5—1,5 град во втором. Скорости изменения мощности, потребляемой прокатными СД-100—120 Мвт/сек, и соответственно напряжения питающей сети отличны от мгновенных. Поэтому значения $\Delta\delta_m$, вызываемые постоянными составляющими отклонений напряжения, будут еще

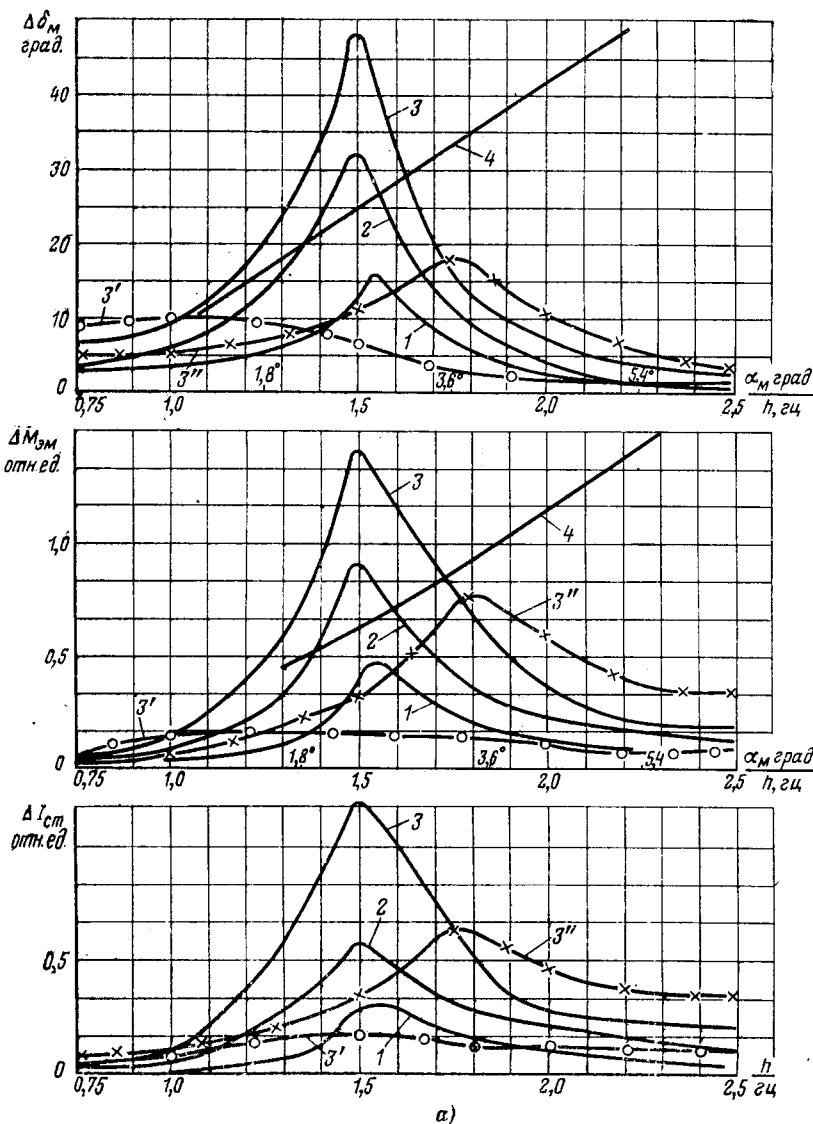
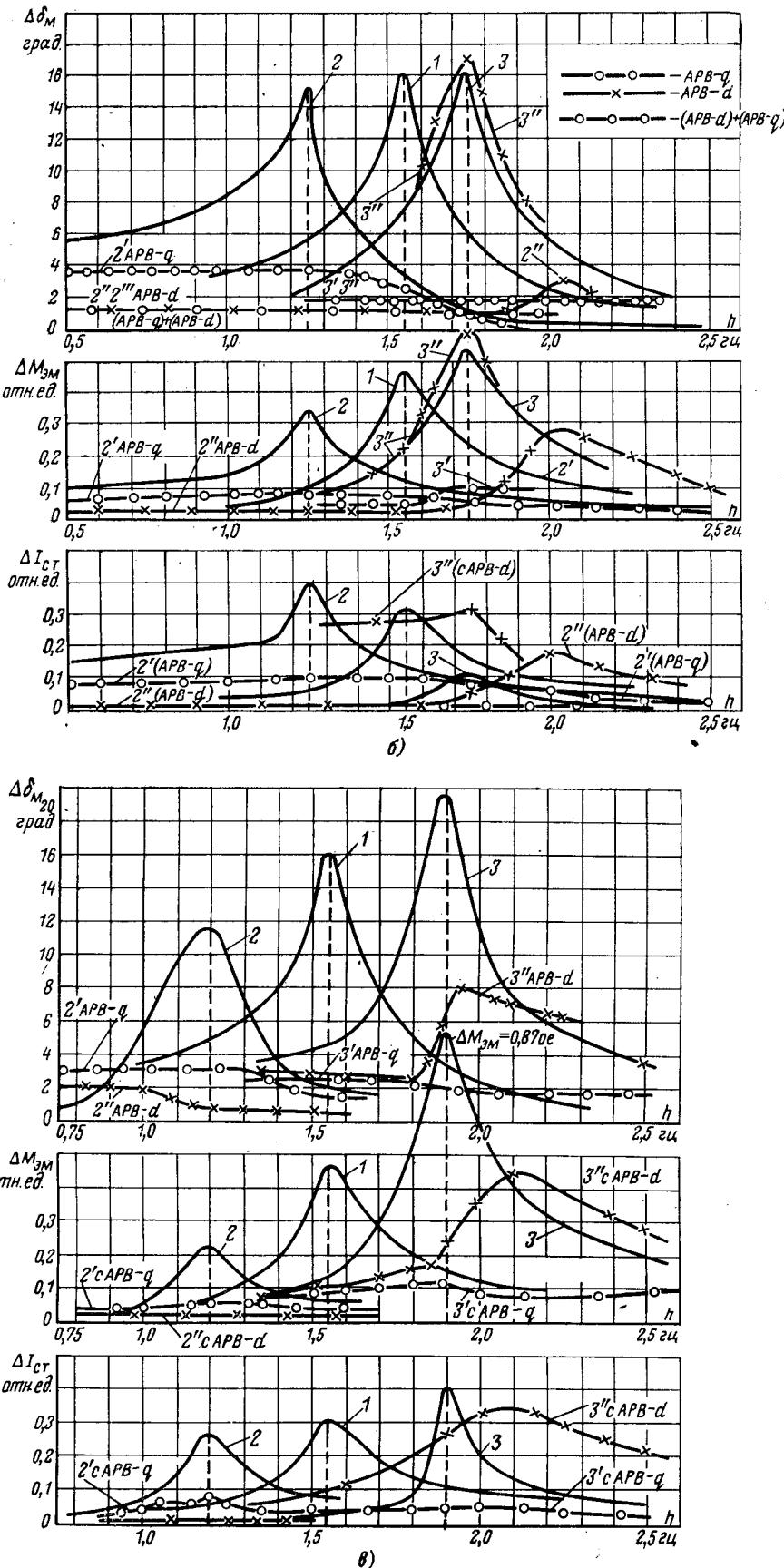


Рис. 4
 а — влияние частоты (*h*) и амплитуды ($\Delta\alpha_m$) колебаний фазы напряжения сети на $U_{fdx,x} = \text{const}$, $\delta_0 = 27^\circ$. 1 — $\Delta\alpha_m = 1,8$ град; 2 — $\Delta\alpha_m = 3,6$ град; 3 — $\Delta\alpha_m = 5,4$ град;
 б — влияние исходных значений нагрузки (M_{em0}) и угла сдвига ротора (δ_0) на колебания $U_{fdx,x}$
 2 — $M_{em0} = 1,45$ о. е., $\delta_0 = 67^\circ$; 3 — $M_{em0} = 0$, $\delta_0 = 0^\circ$; 2' — с АРВ-*q*; 2'' — с АРВ-*d*
 в — влияние исходного значения напряжения возбуждения (U_{fqd0}) на колебания синхронной машины
 1 — $U_{fqd0} = 1,0 U_{fdx,x}$, $\delta_0 = 61^\circ$; 3 — $U_{fqd0} = 2,9 U_{fdx,x}$; $\delta_0 = 17,7^\circ$



колебания режимных параметров синхронной машины ($M_{3M0}=0,78$ о. е., $U_{fd0}=1,92$, $3' - \text{с APB-}q$; $3'' - \text{с APB-}d$; $4 - h=1,5$ град; $\Delta\alpha_m=\text{var}$), синхронной машины ($\Delta\alpha_m=1,8$ град; $U_{fd0}=1,92 U_{fdx,x}$). 1 — $M_{3M0}=0,78$ о. е.; $\delta_0=27^\circ$; $3' - \text{с APB-}q$; $3'' - \text{с APB-}d$; $2''' - \text{с APB-}q$ и $APB-d$; $3''' - \text{с APB-}q$ и $APB-d$.
ной машины ($\Delta\alpha_m=1,8$ град, $M_{3M0}=0,78$ о. е.). 1 — $U_{fd0}=1,92 U_{fdx,x}$, $\delta_0=27^\circ$; 2 — $U_{fd0}=2' - \text{с APB-}q$; 2'' — с APB- d ; 3' — с APB- q ; 3'' — с APB- d ,

меньше. В то же время переменные составляющие, в частности синусоидальные колебания фазы напряжения с амплитудой 2—4 град, создают при резонансе колебания угла этой же машины, равные 16—32 град (см. ниже рис. 4).

Таким образом, с учетом изложенного представляется возможным при анализе резонансных качаний синхронных машин, возникающих при резкопеременной нагрузке машинного электропривода, в качестве основного возмущения рассматривать синусоидальные колебания напряжения питающей сети, в первую очередь по фазе.

В общем случае частота и амплитуда синусоидальных колебаний напряжения питающей сети не остаются неизменными. В течение даже одного цикла — после наброса и сброса нагрузки на валу прокатного СД — меняются и частота (h) и амплитуда ($\Delta\alpha_m$, ΔU_m) колебаний напряжения на шинах его присоединения. Причем, если изменение h обычно незначительно, то значения $\Delta\alpha_m$ и ΔU_m могут меняться ощутимо, уменьшаясь по экспоненциальному закону. Закон изменения напряжения по фазе и по модулю на шинах присоединения прокатного СД в предположении $h=\text{const}$ запишем как:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha &= \text{Im} [\Delta\alpha_m e^{(-\lambda + jh)t}]; \\ \Delta U &= \text{Im} [\Delta U_m e^{(-\lambda + jh)t}], \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где λ — коэффициент затухания.

Если время затухания значений $\Delta\alpha_m$ и ΔU_m намного больше времени протекания свободных процессов, что практически и имеет место, то расчет принужденных колебаний угла регулируемой машины (подключенной к этим шинам) выполняется по выражениям:

$$\Delta\delta = \text{Re} [\Delta\delta_{1M} e^{-\lambda t + j(ht + \varphi_1)} + \Delta\delta_{2M} e^{-\lambda t + j(ht + \varphi_2)}], \quad (6)$$

где

$$\Delta\delta_{1M} = \sqrt{\frac{r^2 + f^2}{m^2 + g^2}} \Delta\alpha_m;$$

$$\varphi_1 =$$

$$\begin{cases} P' & \arctg \frac{fm - rg}{rm + fg} \left(\frac{fg}{rm} > -1 \right); \\ P' & +\pi \left(\frac{f}{r} > 0; \frac{fg}{rm} < -1 \right); \\ P' & -\pi \left(\frac{f}{r} < 0; \frac{fg}{rm} < -1 \right); \end{cases}$$

$$\Delta\delta_{2M} = \Delta U_m \sqrt{\frac{l^2 + v^2}{m^2 + g^2}};$$

$$\varphi_2 = \begin{cases} \arctg \frac{M'}{\frac{vm - lg}{lm + vg}} & \left(\frac{vg}{lm} < 1 \right); \\ M' & +\pi \left(\frac{v}{m} > 0; \frac{vg}{lm} < -1 \right). \\ M' & -\pi \left(\frac{v}{m} < 0; \frac{vg}{lm} < -1 \right); \end{cases} \quad (6a)$$

$r = A_0(6\lambda^2 h^2 - \lambda^4 - h^4) - A_1 \lambda^3 - A_2 (\lambda^2 - h^2);$
 $l = B_0(h^2 - \lambda^2) + B_1 \lambda + B_2; \quad f = 4A_0(\lambda^3 h - \lambda h) - A_1(3\lambda^2 h + 2\lambda h^2 - h^3); \quad v = 2B_0 \lambda h - B_1 h;$
 $m = A_0 - A_1 \lambda - r; \quad g = A_1 h - f.$

При численном анализе, связанном с необходимостью вариации широкого круга параметров исследуемой системы, выбора коэффициентов регулирования, удобным является использование АВМ. С другой стороны, применение аналоговой нелинейной математической модели системы позволяет исключить погрешность, вносимую линеаризацией, что ощутимо может проявляться при расчетах больших колебаний вблизи резонансных частот, особенно, как показано в [Л. 1], при углах $\delta_0 > 35^\circ$.

Исследования на АВМ проводились применительно к явнополюсной синхронной машине с параметрами крупного прокатного синхронного двигателя. При этом параметры поперечной обмотки возбуждения принимались равными параметрам поперечного демпферного контура двигателя. В качестве возмущения рассматривались синусоидальные колебания напряжения по фазе на шинах при соединении машины, частота и амплитуда которых варьировались.

Расчеты выполнялись для разных исходных значений момента на валу и соответственно связанного с ним статического электромагнитного момента $M_{\text{эм}0}$, напряжения возбуждения на зажимах продольной обмотки U_{fd0} и постоянной инерции машины τ_J , внешнего индуктивного сопротивления линии $x_{\text{вн}}$. Исходное напряжение возбуждения на зажимах поперечной обмотки U_{fq0} устанавливалось равным нулю. Поэтому поперечная обмотка обтекалась принужденным током только при подключении регулятора. В процессе расчетов регистрировались максимальные мгновенные значения отклонений угла сдвига ротора $\Delta\theta_m$, момента $\Delta M_{\text{эм}}$, токов статора $\Delta I_{\text{ст}}$ и ротора ΔI_{fd} , ΔI_{fq} установившегося режима принужденных качаний синхронной машины. Расчеты были проведены при отсутствии регулирования напряжения возбуждения ($U_{fd} = \text{const}$) и с учетом АРВ.

Рассматривались следующие случаи регулирования возбуждения: только по продольной оси; только по поперечной оси и при одновременном регулировании в двух осях. В качестве параметров регулирования по продольной и поперечной осям использовались первая и вторая производные угла сдвига ротора двигателя. Постоянные времени возбудителей и регуляторов систем АРВ-*q* и АРВ-*d* принимались равными 0,03—0,04 сек; максимальное напряжение возбуждения продольной обмотки принималось равным $2,2U_{fdx,x}$ и по поперечной обмотке

$\pm 0,4U_{fdx,x}$. Предполагалось, что возбудитель по перечной обмотки является реверсивным. Коэффициенты регулирования выбирались из условий наилучшего гашения колебаний при резонансе.

Результаты расчетов на АВМ с учетом и при отсутствии АРВ представлены на рис. 4. Из их рассмотрения (рис. 4, а) следует, что с ростом $\Delta\theta_m$ колебания режимных параметров нерегулируемой машины возрастают практически по линейному закону, достигая максимума при резонансе. При заданном значении $U_{fd0} = \text{const}$ с увеличением исходных значений электромагнитного статического момента и соответственно угла сдвига ротора амплитуды колебаний угла и электромагнитного момента машины снижаются (рис. 4). При этом значительно возрастают свободные токи, индуцируемые при колебаниях в обмотках ротора, расположенных по продольной оси, и, напротив, при снижении значений $M_{\text{эм}0}$, δ_0 возрастают токи поперечных контуров. Наибольшие по абсолютному значению амплитуды колебаний тока статора при резонансе имеют место при максимальных значениях $M_{\text{эм}0}$.

С ростом $M_{\text{эм}0}$ происходит смещение области резонансных частот в сторону меньших значений частоты колебаний фазы питающего напряжения. В частности, при холостом ходе, т. е. при $M_{\text{эм}0} = 0$, резонансная частота ω_p равна 1,75 гц, при $M_{\text{эм}0} = 1,45$ о. е. резонанс возникает при частоте, равной 1,35 гц. При неизменном значении момента на валу ($M_t = M_{\text{эм}0} = \text{const}$) с ростом исходного значения напряжения возбуждения (рис. 4, б) происходит увеличение амплитуды колебаний угла, тока статора, электромагнитного момента синхронной машины. При этом одновременно резонансная частота смещается в зону больших значений частоты колебаний напряжения. Так, при $U_{fd0} = 2,88$ о. е. $\omega_p = 1,92$ гц; $U_{fd0} = 1,92$ о. е., $\omega_p = 1,55$ гц; $U_{fd0} = 1,0$ о. е., $\omega_p = 1,2$ гц. Поскольку с ростом U_{fd0} угол сдвига ротора (δ_0) уменьшается, то при этом резко возрастает амплитуда колебаний тока поперечной обмотки и уменьшается ток продольной обмотки возбуждения машины. Изменение внешнего индуктивного сопротивления в пределах от 0,04 до 0,2 о. е. мало сказывается на амплитуде колебаний машины.

С ростом $x_{\text{вн}}$ резонансная частота, так же как и в случае увеличения $M_{\text{эм}0}$ или снижения U_{fd0} , уменьшается. Снижение постоянной инерции τ_J приводит к уменьшению амплитуд колебаний угла, электромагнитного момента и тока статора машины. При этом область резонансных частот в этом случае существенно расширяется. С ростом τ_J резонанс возникает при меньших значениях частоты колебаний фазы питающего напряжения сети.

При наличии регулирования (АРВ-*q* и АРВ-*d*) удается значительно снизить амплитуду принужденных качаний ротора и связанных с ними колебаний режимных параметров машины как при частотах, отличных от резонансных, так и при электромеханическом резонансе синхронной машины. Эффективность продольного и поперечного регулирования возбуждения существенно зависит от исходного значения угла сдвига ротора, определяемого загрузкой и возбуждением по продольной оси

машины. При малых, близких к нулю, значениях угла δ_0 (что имеет место, в частности, при работе машины в режиме синхронного компенсатора) более действенно АРВ-*q*. Без перенастройки коэффициентов регулирования оно позволяет снизить амплитуду колебаний угла в 8—9 раз (с 16—18 до 2 град) практически на всем интересующем диапазоне значений частоты колебаний фазы напряжения, что хорошо видно из сравнения кривых 3 и 3' на рис. 4, б, в. Продольное же регулирование при $\delta_0 \approx 0$ не оказывает по существу никакого положительного влияния; более того, оно может приводить к увеличению амплитуды колебаний режимных параметров и, в частности, угла, тока статора и электромагнитного момента машины (рис. 4, б, кривые 3'').

Действенность АРВ-*d* проявляется с ростом угла сдвига ротора, и при значениях угла $\delta_0 = -60\text{--}70$ град оно становится (в диапазоне значений частоты колебаний фазы питающего напряжения, равном 0,5—1,8 гц) даже несколько более эффективным, чем регулирование по поперечной оси, хотя последнее, заметим, и в данном случае позволяет интенсивно демпфировать колебания и в отличие от АРВ-*d* устранять резонансные пики при значениях частоты колебаний фазы напряжения, больших 1,8 гц (см. на рис. 4, б, в кривые 2, 2' и 2''). Наилучших в этом случае ($\delta_0 \neq 0$) результатов удается достичнуть при совместном регулировании возбуждения в двух осях (кривая 2'' на рис. 4). Отметим также, что изменение внешнего индуктивного сопротивления в пределах от 0,01 до 0,2 о. е. и постоянной инерции от 2 до 5,35 сек не снижает эффективности АРВ-*q*.

Выводы. 1. Получены аналитические выражения принужденной составляющей колебаний рабочего угла машины при синусоидальном законе изменения питающего напряжения по модулю и фазе.

2. Показано, что основной причиной значительных резонансных колебаний синхронной машины, работающей в сети с резкопеременной нагрузкой машинного электропривода прокатных станов, являются синусоидальные колебания напряжения сети по фазе.

3. Установлено, что действенным средством интенсивного демпфирования резонансных качаний является регулирование тока в управляющей поперечной обмотке возбуждения на роторе машины. Оно эффективно при работе синхронной машины как в режиме синхронного компенсатора, так и под нагрузкой с достаточно большими углами сдвига ротора. Регулирование возбуждения по продольной оси в первом случае не эффективно.

Приложение. Уравнения явнополюсной синхронной машины продольно-поперечного возбуждения. Запишем систему полных дифференциальных уравнений явнополюсной синхронной машины с продольной и поперечной обмотками возбуждения в осях *d* и *q*, жестко связанных с ротором:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= p\psi_d + p\gamma\psi_q + rid; & \psi_d &= x_d id + x_{ad} i_{fd}; \\ u_q &= p\psi_q - p(\psi_d + ri_q); & \psi_q &= x_q iq + x_{aq} i_{fq}; \\ u_{fd} &= p\psi_{fd} + r_{fd} i_{fd}; & \psi_{fd} &= x_{fd} i_{fd} + x_{ad} id; \\ u_{fq} &= p\psi_{fq} + r_{fq} i_{fq}; & \psi_{fq} &= x_{fq} i_{fq} + x_{aq} iq; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \tau_J p^2 \gamma &= m_t - m_{\text{эм}}; & \gamma &= \delta + (\omega_s t + \alpha) + \frac{\pi}{2}, \\ m_{\text{эм}} &= \psi_{d'q} - \psi_{q'd}; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $i_d, i_q, u_d, u_q; \psi_d, \psi_q$ — продольная и поперечная составляющие тока, напряжения, потокосцепления статорной цепи; $i_{fd}, i_{fq}; u_{fd}, u_{fq}; \psi_{fd}, \psi_{fq}$ — токи, напряжения и потокосцепления продольной и поперечной обмоток возбуждения; $x_d, x_q; x_{ad}, x_{aq}$ — синхронные реактивные сопротивления и реактивные сопротивления взаимоиндукции по продольной и поперечной осям машины; r — активное сопротивление статорной цепи; $x_{fd}, x_{fq}, r_{fd}, r_{fq}$ — индуктивные и активные сопротивления продольной и поперечной обмоток возбуждения; $m_t, m_{\text{эм}}$ — момент на валу и электромагнитный момент синхронной машины; τ_J — постоянная инерции; γ — угол между неподвижной осью фазы *A* и продольной осью ротора; $(\omega_s t + \alpha)$ — угол между вектором напряжения \dot{U} и осью фазы *A*; α — начальная фаза вектора \dot{U} ; ω_s — синхронная угловая частота; δ — угол между поперечной осью *q* ротора и вектором \dot{U} ; p — оператор дифференцирования.

В случае работы синхронной машины на шины, напряжение на которых меняется по величине и фазе, угол α является величиной переменной. Поэтому после дифференцирования выражения для угла γ имеем:

$$\rho\gamma = \omega_s + p\delta + pa, \quad (8)$$

откуда с учетом, что $\omega_s = 1$,

$$p^2\gamma = p^2(\delta + a). \quad (9)$$

При неучете переходных процессов и активных сопротивлений в статорной цепи ($\rho\psi_d = \rho\psi_q = p\delta\psi_d = p\delta\psi_q = = pa\psi_d = pa\psi_q = r = 0$) имеем систему упрощенных уравнений рассматриваемой машины. При этом уравнения баланса напряжения статорной цепи:

$$-u_d = \psi_q; \quad -u_q = -\psi_d. \quad (10)$$

Остальные уравнения системы (5) сохраняют свой прежний вид.

Система линеаризованных упрощенных уравнений (при $\Delta m_t = 0$) может быть представлена как:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_d &= \frac{\Delta\Psi_d}{x_d(p)} - \frac{\Delta U_{fd} G_d(p)}{x_d(p)}; & \Delta I_q &= \frac{\Delta\Psi_q}{x_q(p)} - \\ &- \frac{\Delta U_{fq} G_q(p)}{x_q(p)}; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\Delta\Psi_d = \Delta U_d = \Delta U \sin \delta_0 + U_0 \cos \delta_0 \Delta \delta;$$

$$\Delta\Psi_q = \Delta U_q = \Delta U \cos \delta_0 - U_0 \sin \delta_0 \Delta \delta;$$

$$\tau_J p^2 (\Delta \delta + \Delta \alpha) + \Delta M_{\text{эм}} = 0;$$

$$\Delta M_{\text{эм}} = \Psi_{d0} \Delta I_q + \Delta \Psi_d I_{q0} - \Psi_{q0} \Delta I_d - \Delta \Psi_q I_{d0},$$

где $x_d(p), x_q(p); G_d(p), G_q(p)$ — операторные сопротивления и проводимости по продольной и поперечной осям; $\Psi_{d0}, \Psi_{q0}; I_{d0}, I_{q0}$ — параметры установившегося режима машины;

$$\left. \begin{aligned} x_d(p) &= \frac{x_d + x' d p \tau_{d0}}{1 + p \tau_{d0}}; & G_d(p) &= \frac{1}{1 + p \tau_{d0}}; \\ x_q(p) &= \frac{x_q + x' q p \tau_{q0}}{1 + p \tau_{q0}}; & G_q(p) &= \frac{1}{1 + p \tau_{q0}}; \\ \Psi_{d0} &= U_0 \cos \delta_0; & \Psi_{q0} &= U_0 \sin \delta_0; \\ I_{d0} &= \frac{U_0 \cos \delta_0 - E_{d0}}{x_d}; & I_{q0} &= \frac{U_0 \sin \delta_0 - E_{q0}}{x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (11-a)$$

При безынерционном автоматическом регулировании возбуждения в двух осях по отклонению угла сдвига ротора и его первой и второй производными система (11) дополняется уравнениями:

$$\Delta U_{fd} = (k_{od} + p k_{id} + p^2 k_{2d}) \Delta \delta = F_d(p) \Delta \delta; \quad (12)$$

$$\Delta U_{fq} = (k_{oq} + p k_{iq} + p^2 k_{2q}) \Delta \delta = F_q(p) \Delta \delta,$$

где $k_{od}, k_{id}, k_{2d}, k_{oq}, k_{iq}, k_{2q}$ — коэффициенты регулирования.

Из (11—12) получим:

$$\begin{aligned} & \tau_j p^2 (\Delta\delta + \Delta\alpha) + \left[\frac{E_{q0} U_0}{x_d} \cos \delta_0 + \frac{E_{d0} U_0}{x_q} \sin \delta_0 + \right. \\ & + U_{20} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\delta_0 + U_{20} \cos^2 \delta_0 \frac{p\tau_{q0} (x_q - x'q)}{x_q (x_q + x'q p\tau_{q0})} + \\ & + U_{20} \sin^2 \delta_0 \frac{p\tau_{d0} (x_d - x'd)}{x_d (x_d + x'd p\tau_{d0})} + \frac{F_d(p) \sin \delta_0}{x_d + x'd p\tau_{d0}} - \\ & - \frac{F_q(p) \cos \delta_0}{x_q + x'q p\tau_{q0}} \left. \right] \Delta\delta + \left[\frac{E_{q0} \sin \delta_0}{x_d} + \frac{E_{d0} \cos \delta_0}{x_q} + \right. \\ & + \frac{U_0}{2} \frac{(x_d - x_q)}{x_d x_q} \sin 2\delta_0 + \frac{U_0/2}{1} \times \\ & \times \frac{(x_d + x'd p\tau_{d0}) (1 + p\tau_{q0}) - (x_q + x'q p\tau_{q0}) (1 + p\tau_{d0})}{(x_d + x'd p\tau_{d0}) (x_q + x'q p\tau_{q0})} \sin 2\delta_0 \left. \right] \times \\ & \times \Delta U = 0. \end{aligned}$$

Отсюда после преобразований уравнение возмущенного движения рассматриваемой машины запишется в виде:

$$\begin{aligned} A_0 p^4 \Delta\delta + A_1 p^3 \Delta\delta + A_2 p^2 \Delta\delta + A_3 p \Delta\delta + A_4 \Delta\delta = \\ = - [A_0 p^4 \Delta\alpha + A_1 p^3 \Delta\alpha + A_2 p^2 \Delta\alpha] - \\ - [B_0 p^2 \Delta U + B_1 p \Delta U + B_2 \Delta U], \end{aligned}$$

где $A_0—A_4$ и $B_0—B_2$ — коэффициенты;

$$A_0 = \tau_j \tau' d \tau' q;$$

$$\begin{aligned} A_1 = \tau_j (\tau' d + \tau' q) + \left(k_{2d} \frac{U_0}{x_d} \tau' q \sin \delta_0 + \right. \\ \left. + k_{2q} \frac{U_0}{x_q} \tau' d \cos \delta_0 \right); \\ A_2 = \tau_j + \tau' d \tau' q \left[M_c + U_{20} \left(\frac{x_q - x'q}{x_q x'q} \cos^2 \delta_0 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{x_d - x'd}{x_d x'd} \sin^2 \delta_0 \right) \right] + (k_{2d} + k_{1d} \tau' q) \frac{U_0}{x_d} \sin \delta_0 + \\ + (k_{2q} + k_{1q} \tau' d) \frac{U_0}{x_q} \cos \delta_0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_3 = (\tau' d + \tau' q) M_c + U_{20} \left(\frac{x_q - x'q}{x_q x'q} \tau' q \cos^2 \delta_0 + \right. \\ \left. + \frac{x_d - x'd}{x_d x'd} \tau' d \sin^2 \delta_0 \right) + (k_{1d} + \tau' q k_{0d}) \frac{U_0}{x_d} \sin \delta_0 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + (k_{1q} + k_{2q} \tau' d) \frac{U_0}{x_q} \cos \delta_0; \\ A_4 = M_c + & \left(k_{0d} \frac{U_0}{x_d} \sin \delta_0 + k_{0q} \frac{U_0}{x_q} \cos \delta_0 \right); \\ B_0 = & \left(L + \frac{U_0}{2} \frac{x'd - x'q}{x'd x'q} \sin 2\delta_0 \right) \tau' d \tau' q; \\ B_1 = L (\tau' d + \tau' q) + & \frac{U_0}{2} \left[\tau' q \frac{x_d + x'q}{x_d x'q} - \right. \\ & \left. - \tau' d \frac{x_q + x'd}{x_q x'd} \right] \sin 2\delta_0; \\ B_2 = L + & \frac{U_0}{2} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \sin 2\delta_0; \dots \end{aligned} \quad (13a)$$

Здесь

$$\begin{aligned} M_c = & \frac{E_{q0} U_0}{x_d} \cos \delta_0 + \frac{E_{d0} U_0}{x_q} \sin \delta_0 + U_{20} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\delta_0; \\ L = & \frac{E_{q0}}{x_d} \sin \delta_0 - \frac{E_{d0}}{x_q} \cos \delta_0 + \frac{U_0}{2} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \sin 2\delta_0. \end{aligned}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Урусов И. Д. Линейная теория колебаний синхронной машины. М., Изд. АН СССР, 1960. 165 с.
- Попов В. В. Генератор с продольно-поперечным возбуждением и его исследование на математической модели. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1962. 18 с. (ЛПИ).
- Важнов А. И. Динамическая устойчивость синхронного двигателя при ударной нагрузке. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1962, № 3, с. 84—90.
- Каспаров Э. А. Исследование некоторых переходных процессов регулируемых синхронных машин продольно-поперечного возбуждения. Автореф. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1973. 36 с. (МЭИ).
- Влияние ударных нагрузок на работу энергосистем. — «Труды ВНИИЭ» (1966, № 24, с. 7—49, Авт.: Н. И. Соколов, Б. Н. Неклапаев, А. Л. Церазов и др.).
- Гуревич Ю. Е., Хачатуров А. А. Устойчивость работы синхронных двигателей при несинхронном АПВ и асинхронном режиме в системе. — «Труды ВНИИЭ», 1966, № 24, с. 49—99.
- Совалов С. А., Соколов Н. И. Влияние нарушений режима приемной системы на устойчивость дальних электропередач. — «Труды ВНИИЭ», 1959, № 10, с. 70—86.
- Литкенс И. В. Определение запаса статической устойчивости послеаварийного режима и пути его увеличения. — «Электричество», 1969, № 4, с. 9—18.

[20.10.1974]



УДК 621.313.181.48.001.21

Магнитное поле в рабочем зазоре машины с катящимся дисковым ротором

ФАРБОВСКИЙ А. А.

Москва

В последнее время появился ряд статей [Л. 1—5], посвященных теоретическому исследованию рабочего процесса электрической машины с катящимся дисковым ротором. Такая машина в отличие от двигателя с катящимся цилиндрическим ротором может быть относительно просто динамически сбалансирована и, кроме того, реализована в вибrouстойчивом исполнении. Эти и другие достоинства машины дискового типа вызывают к ней повышенный интерес.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

В статье показано, что, основываясь на понятии удельной проводимости, можно описать рабочий процесс известных модификаций машин с катящимся ротором единими соотношениями, получив при этом достаточно точный результат.

На рис. 1 условно изображена активная зона двигателя с катящимся дисковым ротором (ДКР-Д). По форме поверхности, обращенной к зазору, ротор может быть двух модификаций — плоским и коническим. Рабочая поверхность конического ротора

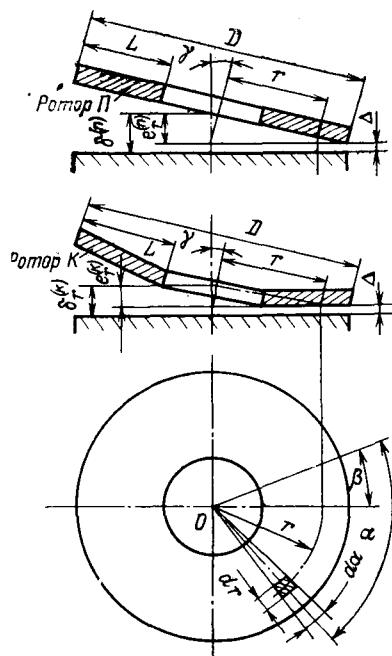


Рис. 1. Активная зона ДКР-Д.

t — временная координата; α — угловая координата, отсчитываемая от оси, проходящей в момент времени $t=0$ через центр O системы и положение максимума н. с. якоря; ω — круговая частота; β — угол нагрузки [Л. 3].

Сравнивая выражения зазора для кольцевых трубок ДКР-Д и зазора

$$\delta_{\alpha, r}^{(n)} \approx \delta (1 - \varepsilon \cos \alpha) \quad (5)$$

двигателя с катящимся ротором цилиндрического типа (ДКР-Ц), легко заметить, что по форме они совпадают, причем параметры $e_r (e_r)$ и δ_r , дисковой машины, характеризующие соответственно абсолютную (относительную) асимметрию и среднее значение рабочего зазора на кольце радиуса r и являющиеся дополнительно функциями радиальной координаты, могут рассматриваться как некоторые обобщения понятий соответственно абсолютного (относительного) эксцентризитета и среднего зазора, принятых в теории машины цилиндрического типа.

Таким образом, активная зона дисковой машины представлена бесконечным множеством кольцевых трубок, каждая из которых характеризуется радиусом r , шириной dr и параметрами δ_r , e_r , ε_r . Следуя аналогии, активную зону машины цилиндрического типа можно рассматривать как совокупность бесчисленного множества кольцевых трубок, имеющих неизменные радиус $r=D/2$, эксцентризитет $\varepsilon_r=\varepsilon$ и средний зазор $\delta_r=\delta$.

Если величины e , Δ , δ , ε , соответствующие для ДКР-Д наружному диаметру D , принять за базовые и исходить из равенства их соответствующим параметрами двигателя цилиндрического типа (эксцентризитет e определяется передаточным отношением, минимальный зазор Δ — технологическими соображениями), то основные конструктивные характеристики рассмотренных модификаций электродвигателей могут быть представлены в следующем виде:

$$\delta_{\alpha, r}^{(n)} \approx \delta^{(n)} [1 - \varepsilon_r^{(n)} \cos \alpha]; \quad (1)$$

зазор ДКР-К

$$\delta_{\alpha, r}^{(k)} \approx \delta_r^{(k)} [1 - \varepsilon_r^{(k)} \cos \alpha], \quad (2)$$

где (рис. 1)

$$\left. \begin{aligned} \delta^{(n)} &= \delta = e + \Delta; \\ \delta_r^{(k)} &= e_r + \Delta; \\ e &= 0,5D \sin \gamma; \\ e_r &= e_r^{(n)} = e_r^{(k)} = r \sin \gamma; \\ \varepsilon_r^{(n)} &= \frac{e_r}{\delta}; \\ \varepsilon_r^{(k)} &= \frac{e_r}{\delta_r}; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

r — радиальная координата; Δ — минимальный зазор между ротором и статором; $\delta^{(n)}$, $e_r^{(n)}$, $\varepsilon_r^{(n)}$, $\delta_r^{(k)}$, $e_r^{(k)}$, $\varepsilon_r^{(k)}$ — конструктивные характеристики, определяющие положение кольцевой трубы (радиуса r) ротора относительно статора ДКР-П (ДКР-К); α — приведенная угловая координата [Л. 3 и 6];

$$\left. \begin{aligned} \alpha + 2\omega t + \beta &\text{ — при симметричном трех-} \\ &\text{фазном питании;} \\ \alpha &= \alpha - \omega t + \beta \text{ — при питании по схеме с} \\ &\text{вентильной коммутацией;} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Тип двигателя	ДКР-Ц	ДКР-П	ДКР-К
Средний зазор δ_r	δ	δ	$\delta (1 - \varepsilon + \varepsilon_r)$
Относительный эксцентризитет ε_r	ε	$r^* \varepsilon$	$\frac{r \varepsilon}{1 - \varepsilon + \varepsilon_r}$

Здесь обозначено:

$$\varepsilon = e/\delta; \quad r^* = 2r/D, \quad (6)$$

причем теоретически возможные значения для ДКР-Д

$$r^* = (1 - 2\lambda) \div 1; \quad \lambda = 0 \div 0,5, \quad (7)$$

где $\lambda = L/D$ — конструктивный коэффициент; L — активная длина машины (рис. 1).

Заметим, что поскольку сравниваются машины с одинаковыми значениями эксцентризитета и среднего зазора, т. е. машины с сопоставимыми степенями отклонения реальной картины поля от упрощенной, то из применимости метода удельной проводимости для машины цилиндрического типа, показанной в [Л. 6], следует, вообще говоря, корректность этого метода для машины дисковой.

При сопоставлении машин представляет интерес соотношение диаметров ДКР-Ц и ДКР-Д, при ко-

торых двигатели имеют равные площади активной зоны, т. е.

$$S_{\text{акт}}^{(d)} = S_{\text{акт}}^{(u)}. \quad (8)$$

Если в качестве дополнительного условия принять равенство конструктивных коэффициентов сравниваемых машин, то приведенное значение диаметра дисковых моделей можно получить из (8) в виде:

$$D^{(d)} = D^{(u)} (1 - \lambda)^{-0.5}. \quad (9)$$

Определим магнитное поле в рабочем зазоре машины с катящимся ротором при симметричном трехфазном питании и питании от трехфазной сети через полупроводниковые вентили, используя обобщенные понятия эксцентриситета ε_r и среднего зазора δ_r .

При симметричном трехфазном питании токовая нагрузка (распределение ампер-проводов по угловой координате)

$$i = \sum_{n=1}^{\infty} P_n \sin(n\alpha \mp \omega t), \quad (10)$$

где $P_n = \frac{3Iw}{\pi} k'_n$; $k'_n = \sin \frac{\pi n}{3}$ — коэффициент укорочения катушки для n -й гармоники; I , w — амплитуда тока и число витков фазы.

Используя дифференциальную схему замещения [Л. 4], распределение падения магнитного потенциала в рабочем зазоре по координатам a , r можно получить в виде:

$$u_{ar} = \frac{Iw}{2} \varphi_{ar}^{(u)}, \quad (11)$$

где

$$\varphi_{ar}^{(u)} = \frac{3}{\pi} \left[-\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{c_r}{b_r} \cos(3\omega t + \beta) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k'_n}{n} \cos(n\alpha \mp \omega t) \right]. \quad (11a)$$

Первое слагаемое в (11a) характеризует составляющую магнитного напряжения зазора, обусловленную несимметрией магнитной цепи [Л. 7], и обращается в нуль при $\varepsilon=0$. Второе слагаемое определяет н. с. обмотки и от зазора не зависит.

Индукция в рабочем зазоре

$$B_{ar} = \frac{\mu_0 u_{ar}}{\delta_{ar}} = \frac{\mu_0 Iw}{2\delta_r} \varphi_{ar}^{(B)}, \quad (12)$$

где

$$\varphi_{ar}^{(B)} = (b_r + c_r \cos^* \alpha) \varphi_{ar}^{(u)}; \quad (12a)$$

$$b_r = (1 - \varepsilon^2 r)^{-0.5}, \quad c_r = 2\varepsilon_r^{-1} (b_r - 1); \quad (12b)$$

b_r , c_r — коэффициенты при первых двух членах разложения функции $1/\delta_{ar}$ в ряд Фурье.

Равенства (12), (12a) и (12b) позволяют определить магнитную индукцию в произвольной точке (ar) активной зоны в любой момент времени и являются общими для ДКР-Д с плоским и коническим роторами, а также для двигателя цилиндриче-

ского типа. Для получения требуемой формулы в (12b), (12) необходимо подставить соответствующие значения эксцентриситета ε_r и среднего зазора δ_r , определенные выше для разных типов двигателей.

В дальнейшем для определения интегральных характеристик машины и расчета магнитной цепи представляет интерес выражение усредненной по площадке активной зоны, соответствующей центральному углу $d\alpha$, магнитной индукции:

$$B_\alpha = \frac{1}{ds_\alpha} \int_{1-2\lambda}^1 B_{ar} dS_{ar}, \quad (13)$$

где

$$dS_{ar} = rd\alpha dr; \quad dS_\alpha = \frac{d\alpha}{8} [D^2 - (D - 2L)^2]. \quad (13a)$$

С учетом (13a) и (12)

$$B_\alpha = \frac{1}{2\lambda(1-\lambda)} \int_{1-2\lambda}^1 B_{ar} dr^* = \frac{\mu_0 Iw}{2\delta} \varphi_\alpha^{(B)}, \quad (14)$$

где

$$\varphi_\alpha^{(B)} = \frac{3}{\pi} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{c}{2} + a \cos^* \alpha \right) \cos(3\omega t + \beta) + (b + c \cos^* \alpha) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k'_n}{n} \cos(n\alpha \mp \omega t) \right]; \quad (14a)$$

$$b = \frac{1}{2\lambda(1-\lambda)} \int_{1-2\lambda}^1 \frac{rb_r dr^*}{\delta_r^*}, \quad c = \frac{1}{2\lambda(1-\lambda)} \int_{1-2\lambda}^1 \frac{rc_r dr^*}{2b_r \delta_r^*}, \quad (14b)$$

$$a = \frac{1}{2\lambda(1-\lambda)} \int_{1-2\lambda}^1 \frac{rc^2 dr^*}{2b_r \delta_r^*}; \quad (14b)$$

$$\delta_r^* = \delta_r / \delta. \quad (14b)$$

На рис. 2, а, б и в приведены графики коэффициентов a , b и c . Значения кривых при $\lambda > 0$ используются для расчета усредненной магнитной индукции электродвигателей дискового типа, при $\lambda = 0$ — для расчета поля в зазоре двигателей всех трех модификаций по (12). Анализ полученных выражений показывает, что при $\varepsilon=0$

$$\varphi_{ar}^{(u)} \equiv \varphi_{ar}^{(B)} \equiv \varphi_\alpha^{(B)} = \frac{3}{\pi} \sum_n \frac{k'_n}{n} \cos(n\alpha \mp \omega t)$$

и представляет пространственно-временной закон изменения н. с. обмотки. С ростом эксцентриситета магнитное напряжение рабочего зазора перераспределяется, что находит отражение в смещении функции $\varphi_{ar}^{(u)}$ относительно оси α [равенство (11a)]. Амплитуда магнитной индукции ДКР-К выше, чем в двигателе цилиндрического типа, несмотря на меньшее значение $\varepsilon_r^{(K)}$; последнее объясняется одновременным уменьшением среднего зазора $\delta_r^{(K)}$. Амплитуда индукции ДКР-П — наименьшая.

Для увеличения частотного предела машины с катящимся ротором предложено [Л. 8] применять расщепление его магнитной цепи. В двигателе

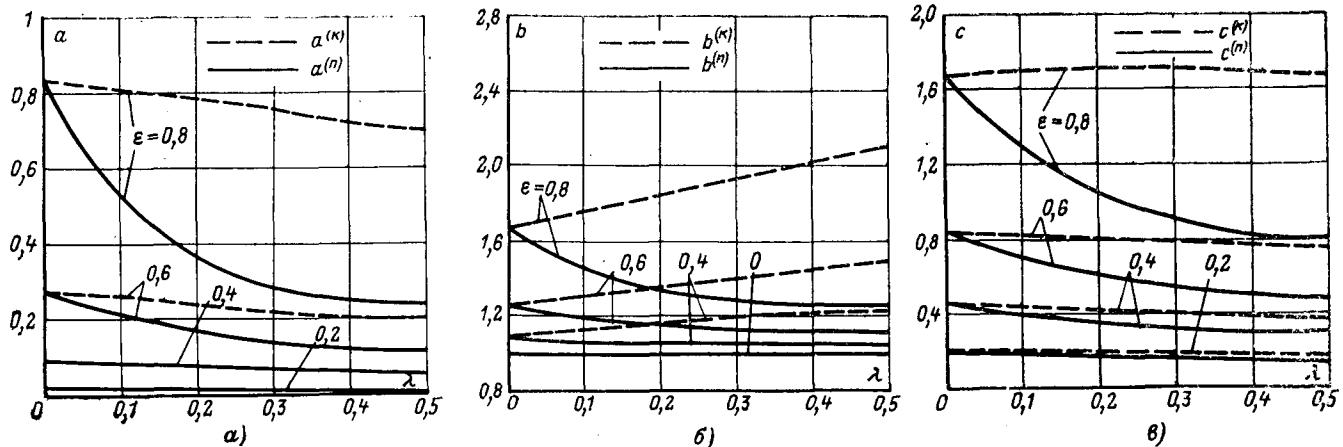


Рис. 2. Коэффициенты магнитной индукции.
а — коэффициент a ; б — коэффициент b ; в — коэффициент c .

с расщепленной магнитной системой обмотка каждой фазы выполняется в виде z катушек, расположенных на отдельных зубцах и включенных таким образом, что их потоки складываются в пределах зубцового деления.

Для удобства анализа обмотку двигателя с расщепленным магнитопроводом целесообразно представить в виде суммы z систем, каждая из которых состоит из трех идентичных катушек различных фаз и подключается к симметричной трехфазной сети. Прием позволяет провести дальнейшее обобщение машины с катящимся ротором; действительно, токовая нагрузка в этом случае

$$i = \sum_{q=1}^z \sum_{n=1}^{\infty} P_{nq} \sin(n\alpha - \omega t - \psi_{qn}) \quad (15)$$

и обращается в (10) при $z=1$ (машина без «расщепления»).

В равенстве (15)

$$P_{nq} = (-1)^{q+1} \frac{3I\omega}{\pi z} k'_{nz}; \quad k'_{nz} = \sin \pi n / 3z;$$

$$\psi_{qn} = \frac{2\pi n}{3z} (q-1)$$

— угол, определяющий пространственное положение q -й системы.

Магнитная индукция в зазоре получена из анализа дифференциальной схемы замещения и представлена в виде суммы полей выделенных токовых систем:

$$B_{az} = \frac{\mu_0 I \omega}{2\delta_r z} \varphi_{az}^{(B)}, \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_{az}^{(B)} = & \frac{3}{\pi} (b_r + c_r \cos \alpha) \sum_{q=1}^z (-1)^q \left[k'_{1z} \frac{c_r}{2b_r} \cos(3\omega t + \right. \\ & \left. + \beta + \psi_{q1}) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k'_{nz}}{n} \cos(n\alpha - \omega t - \psi_{qn}) \right]. \end{aligned}$$

Средняя индукция

$$B_{az} = \frac{\mu_0 I \omega}{2\delta_z} \varphi_{az}^{(B)}, \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_{az}^{(B)} = & \frac{3}{\pi} \sum_{q=1}^z (-1)^q \left[k'_{1z} \left(\frac{c}{2} + a \cos \alpha \right) \cos(3\omega t + \right. \\ & \left. + \beta + \psi_{q1}) - (b + c \cos \alpha) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k'_{nz}}{n} (n\alpha - \omega t - \psi_{qn}) \right]. \end{aligned}$$

На рис. 3 приведены графики магнитной индукции в кольцевой трубке рабочего зазора ДКР-П с числом зубцов в фазе $z=3$. Верхние графики характеризуют поле всей обмотки, нижние — поле, создаваемое первой ($q=1$) токовой системой. При $\epsilon=0$ поле системы сосредоточено только в зоне ее зубцов (рис. 3, внизу), и таким образом система не взаимодействует с двумя другими. При $\epsilon \neq 0$ рабочий зазор под зубцами системы 1 становится неодинаковым, и потоки зубцов в зоне систем 2 и 3 взаимно не компенсируются. Таким образом, при $\epsilon \neq 0$ имеет место перекрестное взаимодействие систем, и его влияние следует оценивать в каждом конкретном случае. С ростом угла нагрузки $\beta(t=0)$ поток, обусловленный возбужденными зубцами системы 1, вне зоны этих зубцов уменьшается и при $\beta=90^\circ$ становится равным нулю. Приведенная картина поля системы 1 при фиксированных моментах времени не совпадает с полями систем 2 и 3 и меняется во времени.

Известна и применяется для серийно выпускаемых в Японии электродвигателей [Л. 5] схема питания с вентильной коммутацией.

Обмотка ДКР-Д соединена в шестилучевую звезду и подключена к трехфазной сети через полупроводниковые вентили. В этом случае также возможно выполнение расщепленной магнитной системы [Л. 8], для которой распределение ампер-проводов по координате a представлено [Л. 4] в виде:

$$i = \sum_{q=1}^z [i_q^{(1)} + i_q^{(2)} + i_q^{(3)}], \quad (18)$$

где

$$i_q^{(1)} = \sum_{n,v} R_{nvq} \sin(n\alpha - v\omega t - \varphi_{qn}); \quad (19)$$

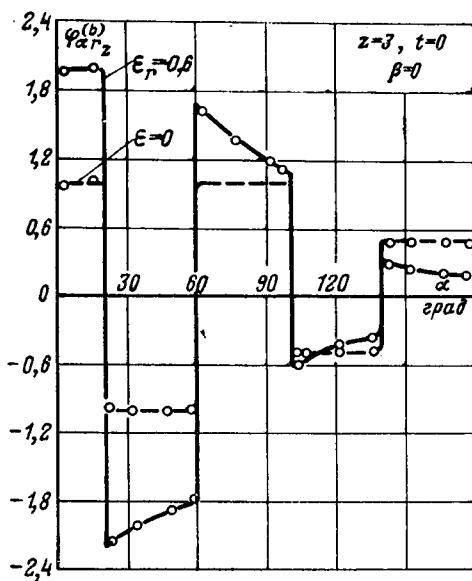
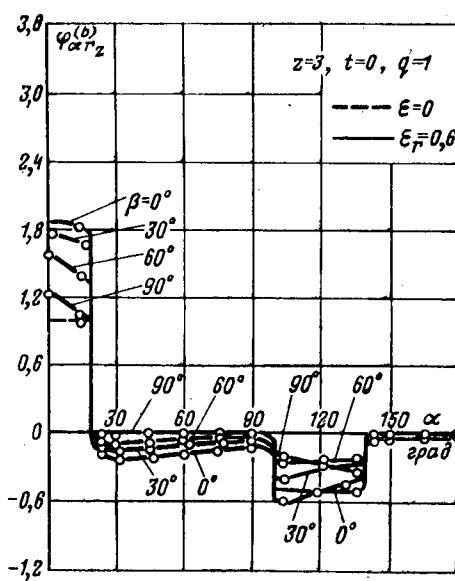


Рис. 3. Магнитное поле в кольцевой трубке активной зоны ДКР-П.

$$i_q^{(2)} = \sum_{\zeta=1}^{\infty} R_{n_0 q} \sin(n\alpha - \varphi_{qn}), \quad n = 6\zeta - 3; \quad (20)$$



$$i_q^{(3)} = \sum_{\zeta=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} R_{nvq} [\sin(n\alpha + v\omega t - \varphi_{qn}) +$$

$$+ \sin(n\alpha - v\omega t - \varphi_{qn})], \quad n = 6\zeta - 3, \quad v = 6\xi; \quad (21)$$

$$R_{nvq} = (-1)^{q+1} \frac{12Iw}{\pi^2 z} k''_{nz} k_v; \quad (22)$$

$$k''_{nz} = \sin \frac{\pi n}{6z}; \quad (22a)$$

$$k_v = \frac{\cos 0.5v\pi}{v^2 - 1} \quad (22b)$$

— коэффициент временной гармоники v ;

$$\varphi_{qn} = \frac{\pi n}{3z} (q - 1), \quad q = 1, \dots, z. \quad (23)$$

В таблице приведены все значения индексов n пространственной и соответствующих им индексов v временной гармоник, причем индекс v записан с учетом знака, характеризующего направление вращения гармоники токовой нагрузки.

Расчеты показывают, что слагаемым $i^{(3)}_q$ можно пренебречь из-за малости и вместо (18) записать:

$$i = \sum_{q=1}^z \sum_{n, v} R_{nvq} \sin(n\alpha + v\omega t - \varphi_{qn}), \quad (24)$$

где гармоники n и v принимают значения и сочетания, определяемые таблицей, за исключением $v = 6\xi$.

Характер распределения магнитной индукции по координатам ar в рабочем зазоре ДКР

$$B_{arz} = \frac{\mu_0 Iw}{2\delta z} f_{arz}^{(B)}, \quad (25)$$

где

$$f_{arz}^{(B)} = \frac{12}{\pi^2} (b_r + c_r \cos \alpha) \sum_{q=1}^z \sum_{n, v} (-1)^q \times$$

$$\times \left\{ k''_{1z} k_v \frac{c_r}{2b_r} \cos [(v+1) - \beta - \varphi_{q1}] - \right.$$

$$\left. - \sum_n k''_{nz} k_v \frac{c_r}{2b_r} \cos (na + v\omega t - \varphi_{qn}) \right\},$$

а среднее значение индукции

$$B_{az} = \frac{\mu_0 Iw}{2\delta z} f_{az}^{(B)}, \quad (26)$$

где

$$f_{az}^{(B)} = \frac{12}{\pi^2} \sum_{q=1}^z \sum_{n, v} (-1)^q \left\{ k''_{1z} k_v \left(\frac{c}{2} + a \cos \alpha \right) \times \right.$$

$$\times \cos [(v+1)\omega t - \beta - \varphi_{q1}] -$$

$$\left. - (b + c \cos \alpha) \sum_n \frac{k''_{nz} k_v}{n} \cos (na + v\omega t - \varphi_{qn}) \right\}.$$

Характерным для рассматриваемой схемы питания является то, что поле сосредоточено в основном в одной половине активной зоны (в зоне возбужденных зубцов). Таким образом, несмотря на худшее использование активной зоны в магнитном отношении, можно ожидать, что двигатель при питании по схеме с вентильной коммутацией развивает большую силу одностороннего притяжения, чем при симметричном трехфазном питании, и, следовательно, более полно реализует электромагнитный момент на выходном валу.

Таким образом, использование метода удельной проводимости и введение для машины дискового типа понятий абсолютного (относительного) эксцентрикситета, среднего и минимального зазоров, принятых в теории машины с катящимся цилиндрическим ротором, позволяют вывести обобщенные соотношения для машин различных модификаций, провести анализ и сопоставление этих модификаций и в конечном итоге разработать единую теорию

Индексы n пространственной гармоники	Индексы v временной гармоники	Слагаемое токовой нагрузки
6\xi-5	6\xi-4, 2-6\xi	$i_q^{(1)}$
6\xi-4	1	
6\xi-2	-1	
6\xi-1	4-6\xi, 6\xi-2	
6\xi-3	0	$i_q^{(2)}$
	6\xi	$i_q^{(3)}$

машины с катящимся ротором. Основываясь на предложенном подходе к рассмотрению активной зоны машины, представляется возможным в ряде случаев при исследовании машины с катящимся дисковым ротором распространить на нее имеющиеся соотношения для машины цилиндрического типа. Действительно, выражение, полученное для ДКР-Ц, можно рассматривать как соответствующее кольцевой трубке радиуса r ширины dr , имеющей параметры δ_r , e_r , ε_r . Следовательно, выражение для машины дискового типа можно получить, введя в соответствующем равенстве для ДКР-Ц следующие замены:

L — на dr ;

D — на $2r$;

ε — на ε ;

δ — на δ_r

или используя безразмерные параметры:

λ — на $0,5 \delta_r^*/r$;

D — на Dr ;

ε — на ε_r ;

δ — на δ_r^* .

Произведя далее интегрирование по радиальной координате (аналитически или на ЦВМ), можно непосредственно получить требуемый результат для ДКР-Д, минуя громоздкие аналитические выкладки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев-Мохов С. Н., Столяров А. Н. Определение вращающихся моментов торцевого двигателя с катящимся ротором. — «Электротехника», 1970, № 11, с. 22—24.
2. Алексеев-Мохов С. Н. Электромагнитный момент торцевого двигателя с катящимся ротором (ДТКР). — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 9, с. 955—960.
3. Бергинов А. И., Варлей В. В., Фарбовский А. А. Электромагнитный момент двигателя с катящимся дисковым ротором. — «Электричество», 1971, № 12, с. 48—53.
4. Бергинов А. И., Фарбовский А. А. Электромагнитный момент двигателя с катящимся ротором с расщепленным магнитопроводом при питании по схеме с вентильной коммутацией. — «Электричество», 1972, № 11, с. 25—28.
5. Фудзино Йосити. Двигатель с катящимся ротором. — «Ясукава Дэнки», 1966, № 1, т. 30, с. 66—73.
6. Бергинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. М., «Энергия», 1969.
7. Бергинов А. И., Варлей В. В., Мизюрин С. Р. Электромагнитные силы в двигателе с катящимся ротором. — «Электричество», 1964, № 8, с. 58—62.
8. Наний В. П. Электродвигатель с катящимся ротором. А. С. № 157004 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», № 17, 1963.

[11.11.1973]



УДК 621.313.33.012.8

О синтезе схем замещения асинхронных машин по частотным характеристикам

СИВОКОБЫЛЕНКО В. Ф., СОВПЕЛЬ В. Б.

Донецкий политехнический институт

При исследовании электромеханических переходных процессов машин переменного тока во многих случаях целесообразно применение эквивалентных схем замещения, в которых активные $r(s)/s$ и реактивные $x(s)$ сопротивления ротора, являющиеся нелинейными функциями скольжения, могут быть представлены в виде нескольких контуров с параметрами r/s и x , не зависящими от скольжения.

Известны методы определения параметров эквивалентных роторных контуров по частотным характеристикам, полученным из опыта затухания постоянного тока в обмотке статора неподвижной машины [Л. 1]. Эти параметры находятся либо вручную (подбором на модели [Л. 6]), либо вычисляются на ЦВМ путем определения корней полиномов числителя и знаменателя передаточной функции, предварительно аппроксимированной экспонентами [Л. 2].

В статье изложен метод определения параметров эквивалентных контуров по частотным характеристикам, найденным одним из следующих способов: аналитически [Л. 4 и 7] или экспериментально [Л. 1 и 5], по комплексам пусковых токов [Л. 3], которые, как правило, известны для отдельных скольжений ротора по результатам заводских или

пуска-наладочных испытаний из опытов непосредственного пуска, методом гармонических колебаний на неподвижной машине [Л. 5]. Существенным преимуществом предлагаемого метода по сравнению с методами, использующими преобразования по Лапласу и Фурье, является то, что не возникает необходимости в выполнении операций установления связей параметров схем в операторной и комплексной формах.

Положим, что нам известны входные частотные характеристики машины $R(s)$ и $X(s)$ или комплексы пусковых токов для различных скольжений, активное сопротивление r_s и индуктивное сопротивление рассеяния статора x_{ss} , а также сопротивление ветви намагничивания x_μ . Тогда нетрудно для роторной цепи машины найти зависимости $r(s)$ и $x(s)$ или $g(s)$, $b(s)$:

$$g(s) = \frac{R(s) - r_s}{[R(s) - r_s]^2 + [X(s) - x_{ss}]^2};$$

$$b(s) = \frac{X(s) - x_{ss}}{[R(s) - r_s]^2 + [X(s) - x_{ss}]^2} - \frac{1}{x_\mu}.$$

Представим роторную цепь машины эквивалентной схемой замещения, состоящей из k параллель-

мых ветвей r_i/s , x_i или $g_i(s)$, $b_i(s)$, где r_i и x_i — постоянные параметры, не зависящие от s . Запишем условие эквивалентного перехода:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^k q_i(s) &= \sum_{i=1}^k \frac{r_i/s}{(r_i/s)^2 + x_i^2} = g(s); \\ \sum_{i=1}^k b_i(s) &= \sum_{i=1}^k \frac{x_i}{(r_i/s)^2 + x_i^2} = b(s). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Для проводимостей, определенных в узловых точках s_a (s_1, s_2, \dots, s_n), получим из (1) следующие системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^k g_i(s_1) &= g(s_1); \\ \dots & \\ \sum_{i=1}^k g_i(s_n) &= g(s_n); \\ \sum_{i=1}^k b_i(s_1) &= b(s_1); \\ \dots & \\ \sum_{i=1}^k b_i(s_n) &= b(s_n). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^k b_i(s_1) &= b(s_1); \\ \dots & \\ \sum_{i=1}^k b_i(s_n) &= b(s_n). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В зависимости от числа приближающих ветвей и используемого числа точек исходных характеристик системы нелинейных уравнений (2) и (3) могут быть недоопределенными ($k > n$), определенными ($k = n$) и переопределеными ($k < n$). Рассмотрим два последних случая, представляющих наибольший практический интерес из-за более полного использования исходных характеристик.

Системы (2) и (3) можно решить методом последовательных приближений, преобразуя их на каждом шаге итерации в системы линейных уравнений относительно искомых параметров ветвей g_i и b_i . Для этого проводимости i -й ветви при скольжениях $s_a > s_1$ выразим через проводимости этой же ветви при скольжении s_1 следующим образом:

$$g_{ia} = g_{i1}\varphi_{ia}; \quad b_{ia} = b_{i1}\psi_{ia}, \quad (4)$$

где

$$\varphi_{ia} = \frac{s_a(1 + s^2 a C^2 i)}{s_1(1 + s^2 a C^2 i)}; \quad \psi_{ia} = \varphi_{ia} \frac{s_a}{s_1}; \quad C_i = \frac{x_i}{r_i} = \frac{b_i}{sg_i}. \quad (5)$$

Преобразуя системы (2) и (3) с учетом (4), получаем:

$$\left| \begin{array}{cccc} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \varphi_{12} & \varphi_{22} & \dots & \varphi_{k2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \varphi_{1n} & \varphi_{2n} & \dots & \varphi_{kn} \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} g_{11} \\ g_{21} \\ \dots \\ g_{k1} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} g(s_1) \\ g(s_2) \\ \dots \\ g(s_n) \end{array} \right|; \quad (6)$$

$$\left| \begin{array}{cccc} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \psi_{12} & \psi_{22} & \dots & \psi_{k2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \psi_{1n} & \psi_{2n} & \dots & \psi_{kn} \end{array} \right| \cdot \left| \begin{array}{c} b_{11} \\ b_{21} \\ \dots \\ b_{k1} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} b(s_1) \\ b(s_2) \\ \dots \\ b(s_n) \end{array} \right| \quad (7)$$

или сокращенно эти же системы можно записать следующим образом:

$$\|\varphi_{ia}\| \cdot \|g_{ii}\| = \|g(s)\|; \quad \|\psi_{ia}\| \cdot \|b_{ii}\| = \|b(s)\|. \quad (8)$$

Решая, например, определенные системы, принимая начальные значения соотношений индуктивных и активных сопротивлений $C_i^{(0)}$ для отдельных роторных ветвей, находим элементы матриц $\|\varphi_{ia}^{(0)}\|$ и $\psi_{ia}^{(0)}$. Если возникает затруднение при выборе начальных значений $C_i^{(0)}$ можно рекомендовать следующую последовательность расчета. Принимая

$$\left. \begin{aligned} g_{11}^{(0)} &= g(s_1); & b_{11}^{(0)} &= b(s_1); \\ g_{21}^{(0)} &= \frac{g(s_2)}{\varphi_{22}}; & b_{21}^{(0)} &= \frac{b(s_2)}{\psi_{22}}; \\ \dots & & \dots & \\ g_{k1}^{(0)} &= \frac{g(s_k)}{\varphi_{kk}}; & b_{k1}^{(0)} &= \frac{b(s_k)}{\psi_{kk}}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

находим:

$$\begin{aligned} C_1^{(0)} &= \frac{1}{s_1} \frac{b_{11}^{(0)}}{g_{11}^{(0)}} = \frac{1}{s_1} \frac{b(s_1)}{g(s_1)}; & C_2^{(0)} &= \frac{1}{s_1} \frac{b_{21}^{(0)}}{g_{21}^{(0)}} = \\ &= \frac{1}{s_2} \frac{b(s_2)}{g(s_2)}; \dots; & C_k^{(0)} &= \frac{1}{s_1} \frac{b_{k1}^{(0)}}{g_{k1}^{(0)}} = \frac{1}{s_k} \frac{b(s_k)}{g(s_k)} \end{aligned} \quad (10)$$

и затем $\|\varphi_{ia}^{(0)}\|$ и $\|\psi_{ia}^{(0)}\|$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Результаты расчетов параметров эквивалентных роторных контуров двигателей 6 кв собственных нужд блоков 300 Мвт

Стационарное обозначение привода	Тип двигателя	Номинальная мощность, квт	Форма паза ротора	Проводимости эквивалентных контуров при $S=1$, см				Среднеквадратическое отклонение, см·10 ⁻³	
				g_1	b_1	g_2	b_2	σ_g	σ_b
ВГД	ДАМСО 148-8	240	Колбообразная	0,0439	0,0199	0,00668	0,0507	2,67	4,19
КЭН	АВ 113-4	250	Глубокопазная	0,0343	0,0588	0,00386	0,0501	2,53	0,754
ДВ	ДАЗО 1914-10/12	620	Колбообразная	0,188	0,134	0,0159	0,271	7,54	8,71
МВ	АЗ 13-46-4	800	Колбообразная	0,109	0,159	0,0112	0,161	5,04	4,07
РВ	АКТ 18С-10-6	1100	Круглая	0,469	0,347	0,106	0,732	3,99	22,2
Д	ДАЗО 1914-10/12А	1500	Колбообразная	0,218	0,357	0,00938	0,439	14,7	9,81
ЦЭН	ВДД 213/54-16	1700	Двухклеточная круглая	0,386	0,4946	0,0246	0,2541	14,65	11,88
ПЭН	АТМ 3500-2	3800	Колбообразная	1,264	0,846	0,199	1,574	62,4	60,8

Решив полученные системы линейных уравнений (8), находим первые приближения $g_{ia}^{(1)}$ и $b_{ia}^{(1)}$, по которым вычисляем:

$$C_i^{(1)} = \frac{1}{s_i} \frac{b_{ia}^{(1)}}{g_{ia}^{(1)}}; \quad \| \varphi_{ia}^{(1)} \|; \quad \| \psi_{ia}^{(1)} \| \quad (11)$$

и т. д. до сходимости вычислений.

В результате решения систем (8) находим значения проводимостей схемы замещения при скольжении s_1 . По ним можно найти проводимости для узловых точек и вне их. Если первая операция не вызывает сомнения, так как в узловых точках выполняется условие (1), то допустимость второй операции следует оценить по получаемым отклонениям расчетных значений роторных проводимостей от заданных для скольжений $s \neq s_a$.

Лучшее использование исходной информации может быть достигнуто увеличением числа приближающих ветвей. Однако при этом усложняется схема замещения, повышается порядок совместных систем (6) и (7) и, кроме того, не всегда оказывается возможным найти их решение, так как в большинстве случаев неизвестно число ветвей, которым можно представить эквивалентную схему замещения. Этую же цель можно достичь без усложнения схемы замещения и повышения порядка конечных систем уравнений, если составить переопределенные системы (6) и (7) и найти для них наилучшее приближение, пользуясь методом минимизации суммы квадратов уклонений.

Как известно, решение линейных уравнений методом минимизации суммы квадратов уклонений эквивалентно решению исходной системы уравнений, предварительно умноженной на транспонированную матрицу [Л. 8]. В рассматриваемом случае необходимо левые и правые части систем (8) при нахождении каждого p -го приближения умножить соответственно на матрицы $\| \varphi_{ia}^{(p)} \|^{tr}$ и $\| \psi_{ia}^{(p)} \|^{tr}$:

$$\left. \begin{aligned} & \| \varphi_{ia}^{(p)} \|^{tr} \cdot \| \varphi_{ia}^{(p)} \| \cdot \| g_{ia}^{(0)} \| = \| \varphi_{ia}^{(p)} \|^{tr} \| g(s) \|; \\ & \| \psi_{ia}^{(p)} \|^{tr} \cdot \| \psi_{ia}^{(p)} \| \cdot \| b_{ia}^{(p)} \| = \| \psi_{ia}^{(p)} \|^{tr} \| b(s) \|, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

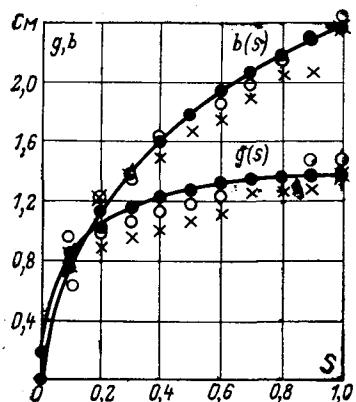
где tr — символ транспонирования.

После перемножения матриц получим из переопределенных определенных системы уравнений, решение которых может быть найдено описанным выше способом.

По предложенной методике были определены параметры эквивалентных схем замещения роторных цепей на основе расчетных и экспериментальных частотных характеристик для значительного числа асинхронных машин с различной формой пазов ротора (глубокопазной, трапецидальной, колбообразной и двухклеточной). В большинстве случаев получено удовлетворительное среднеквадратическое отклонение при двух эквивалентных роторных контурах, и только для двигателей большой мощности (свыше 4000 кВт) с колбообразной формой пазов ротора возникает необходимость в приближении тремя контурами. Определение параметров контуров во всех случаях проводилось на основе решения переопределенных систем уравнений при

частотных характеристиках асинхронного электродвигателя АТМ-3500-2.

● — значения исходных характеристик; ○, × — значения характеристик, найденные соответственно по результатам решений переопределенной и определенной систем уравнений.



начальных приближениях, выбранных по (9) и (10). Рассматривался диапазон скольжения от 1 до 0. Значение s_1 принималось равным единице. Поскольку решаемые системы уравнений нелинейны, рассмотрение условий сходимости затруднительно. Однако следует указать, что сходимость рассматриваемого итерационного процесса практически обеспечивалась во всех случаях параметров реальных машин. Время расчета на ЦВМ «Минск-22» составляет 0,5—1 мин при числе итераций 30—60.

В приложении 1 приведены исходные данные и результаты расчетов предлагаемым методом эквивалентных параметров асинхронного электродвигателя АТМ-3500-2, имеющего колбообразную форму стержней обмотки ротора. Параметры роторных контуров ряда двигателей, используемых в системе собственных нужд блочных агрегатов 200 Мвт, приведены в приложении 2.

Расчеты установившихся и переходных режимов ряда асинхронных двигателей по эквивалентным схемам замещения хорошо совпали с экспериментальными данными.

Приложение 1. Для асинхронного электродвигателя АТМ-3500-2 ($P=3800$ квт, $U_n=6$ кв, $I_n=450$ а, $\cos \varphi_n=-0,85$, $n=2985$ об/мин) в результате эксперимента и расчета были получены для роторной ветви частотные характеристики $g(s)$ и $b(s)$, представленные на рисунке.

В результате решения систем нелинейных алгебраических уравнений по (6) и (7) для двух эквивалентных ветвей были получены следующие значения:

совместные системы второго порядка для $s(1,0; 0,1)$: $g_1=-1,268$ См; $g_2=0,106$ См; $b_1=1,091$ См; $b_2=1,29$ См; (13) переопределенные системы второго порядка из 11 уравнений $s(1,0; 0,9; \dots; 0,1; 0,005)$.

$$g_1=1,264 \text{ См}; \quad g_2=0,199 \text{ См}; \quad b_1=0,846 \text{ См}; \quad b_2=1,574 \text{ См}. \quad (14)$$

По результатам решений (13) и (14) вычислены частотные характеристики. Среднеквадратическое отклонение от первоначальных характеристик $g(s)$ и $b(s)$ в указанных 11 точках составило соответственно для решения (13) 0,1213 и 0,0729 См, а для решения (14) — 0,0624 и 0,0608 См.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казовский Е. Я. Переходные процессы в машинах переменного тока. Изд. АН СССР, 1962.
2. Сидельников А. В. О синтезе схем замещения электрических машин переменного тока по заданным частотным характеристикам. В сб.: Теория, расчет и исследование высокочастотно-использованных электрических машин. М.—Л., «Наука», 1965.
3. Микляев М. С. Метод определения переходной проводимости машин переменного тока. — «Электричество», 1969, № 4.
4. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. М., Госэнергоиздат, 1963.

5. Киркин Б. М. Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных двигателей. — «Электричество», 1963, № 1.
6. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах. Под ред. Н. И. Соколова. М., «Энергия», 1970.
7. Сивокобыленко В. Ф., Ойрех Я. А. Исследование динамики пуска асинхронных электродвигателей блочных электростанций на аналоговых вычислительных машинах. Экспериментальные и наладочные работы Донецкого отделения ОРГРЭС. М., «Энергия», 1969.
8. Пухов Г. Е. Методы анализа и синтеза квазианалоговых электронных цепей. Киев, «Наукова думка», 1967.

[20.12.1975]



УДК 62-83:621.314.632

Тиристорные широтно-импульсные преобразователи с регулируемым запасом энергии в коммутирующих устройствах

Доктор техн. наук ГЛАЗЕНКО Т. А., инж. СИНИЦЫН В. А., канд. техн. наук ГЕРМАН-ГАЛКИН С. Г.

Ленинград

Тиристорные широтно-импульсные преобразователи (ШИП) и автономные инверторы все шире применяются в регулируемых электроприводах, в точных следящих системах проборов автоматики и оптоэлектроники, в транспортных устройствах. Преимущественное распространение в таких системах получили тиристорные преобразователи с двухступенчатой емкостной коммутацией.

Развитие тиристорных систем электропривода идет по пути увеличения мощности, расширения диапазона и повышения экономичности регулирования. Для следящих систем весьма важными являются также повышение качества переходных процессов и расширение полосы пропускания частот. Решение этих задач связано с повышением частоты коммутации в преобразователе, что улучшает условия работы исполнительного двигателя, сети и фильтрующих устройств, а также устраняет влияние дискретности преобразования энергии на динамические показатели системы.

Увеличение частоты в тиристорных ШИП с двухступенчатой емкостной коммутацией ограничено ростом коммутационных потерь мощности, которые в современных гасящих устройствах уже при частоте 1 кгц составляют до 12% преобразуемой мощности.

Для большинства систем «преобразователь-электрическая машина» характерен сравнительно широкий диапазон изменения нагрузки преобразователя, коммутирующее устройство которого проектируется на «запирание» максимального тока нагрузки (пусковой ток или ток реверса). При этом в менее напряженных режимах в поле коммутирующего конденсатора запасается излишняя энергия, что приводит к возрастанию относительных коммутационных потерь мощности $\bar{P}_{\text{ком}} = P_{\text{ком}}/P_n$ и снижению к. п. д. преобразователя.

В статье указываются пути снижения установленных мощностей коммутирующего оборудования и повышения энергетических показателей преобразователей с двухступенчатой емкостной коммутацией. Устанавливается закон изменения напряжения на коммутирующем конденсаторе, обеспечивающий сохранение экономичной работы преобразователя во всем диапазоне изменения тока нагрузки. Даётся анализ электромагнитных процессов в преобразователе с регулируемым эффектом накопле-

ния в гасящем устройстве и предлагается методика расчета его параметров.

Коммутационные потери мощности тиристорных преобразователей пропорциональны частоте переключения энергии, накапливаемой в поле конденсатора в процессе перезаряда, и зависят от типа коммутирующего устройства (КУ).

В гасящих устройствах с параллельной коммутацией и постоянными максимальными напряжениями U_{Cm} и токами I_{Cm} перезаряда конденсатора (КУ без эффекта накопления энергии). Коммутационные потери мощности не зависят от режима работы и при любой нагрузке остаются теми же, что и при $I_n = I_{n\max}$ [Л. 1]. Относительные коммутационные потери мощности в таких преобразователях обратно пропорциональны току нагрузки.

При высоких частотах переключения $\bar{P}_{\text{ком}}$ существенно влияет на общий к. п. д. преобразователя, поэтому коммутирующие устройства с фиксированными координатами цикла перезаряда конденсатора (U_{Cm}, I_{Cm}) не могут обеспечить экономичной работы преобразователя с переменной нагрузкой. Лучшие результаты могут быть получены при использовании КУ с эффектом накопления энергии [Л. 1 и 2], в которых максимальные напряжения и токи в коммутирующем конденсаторе зависят от тока нагрузки преобразователя.

Для гасящих устройств с последовательной двухступенчатой коммутацией [Л. 1] (рис. 1, а) коммутационные потери мощности, как и максимальные координаты цикла перезаряда конденсатора, изменяются с током нагрузки преобразователя:

$$P_{\text{ком}} = fCU_k R_A (1 + \cos \varphi_n)$$

Здесь C — емкость коммутирующего конденсатора; $U_{k1} = U_{k2} = U_k$ — напряжение питания коммутирующих цепей; $R_A \approx y_m = \frac{I_{Cm^2}}{U_k} = F(\bar{I}_n)$ — радиус окружности, аппроксимирующей процесс перезаряда конденсатора на плоскости xy [Л. 1], где $x = \bar{u}_c = u_c/U_k$; $y = \bar{i}_c = \frac{i_{Cm^2}}{U_k}$;

$$\cos \varphi_n = \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{I}_n}{R_A} \right)^2}; \quad \bar{I}_n = \frac{I_{B01}}{U_k}$$

— относительный ток нагрузки преобразователя в мо-

мент коммутации; $\rho_1 = \sqrt{L_1/C}$ — волновое сопротивление контура; L_1 — индуктивность первичной обмотки коммутирующего трансформатора.

Закон изменения относительной амплитуды тока в контуре перезаряда конденсатора y_m в функции тока I_h для КУ с эффектом накопления энергии может быть аппроксимирован выражением:

$$R_A \approx y_m = \frac{I_{Cm} \rho_1}{U_k} = y_0 + k \bar{I}_h^\alpha,$$

тогда относительные коммутационные потери мощности

$$\bar{P}_{\text{ком}} = \frac{P_{\text{ком}}}{U I_h} = f \frac{C U^2 k}{U I_h} (y_0 + k \bar{I}_h^\alpha) \times$$

$$\times \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{I}_h}{y_0 + k \bar{I}_h^\alpha} \right)^2} \right] = \\ = \frac{f}{\omega_0 k_U} \frac{y_0 + k \bar{I}_h^\alpha}{\bar{I}_h} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{I}_h}{y_0 + k \bar{I}_h^\alpha} \right)^2} \right], \quad (1)$$

где $y_0 \approx R_0 = \bar{I}_{Cmx,x}$ — координата цикла перезаряда конденсатора в режиме холостого хода ($I_h = 0$); $k_V = \frac{U}{U_k}$ — коэффициент напряжения; $\omega_0 = \frac{1}{C \rho_1} = \frac{1}{V L_1 C}$ — угловая частота контура перезаряда конденсатора.

Последнее уравнение показывает, что относительные потери мощности в КУ с эффектом накопления могут быть постоянными лишь при $y_0 = 0$ и $\alpha = 1$, что соответствует линейному закону изменения максимальной координаты цикла перезаряда конденсатора

$$y_m \approx R_A = k \bar{I}_h, \quad (2)$$

при этом

$$\bar{P}_{\text{ком}} = \frac{f}{\omega_0 k_U} k' = \text{const}: \quad (3)$$

Здесь k и k' — коэффициенты пропорциональности.

Таким образом, если бы в КУ реализовался закон (2) роста координаты цикла перезаряда, то относительные коммутационные потери мощности определялись бы только выбранной частотой коммутации и динамическими параметрами тиристора. Однако в существующих последовательных и параллельных КУ с эффектом накопления амплитуды напряжения U_{cm} и тока I_{cm} растут не пропорционально току нагрузки, а координата цикла перезаряда конденсатора в режиме холостого хода ($I_h = 0$) [Л. 1]

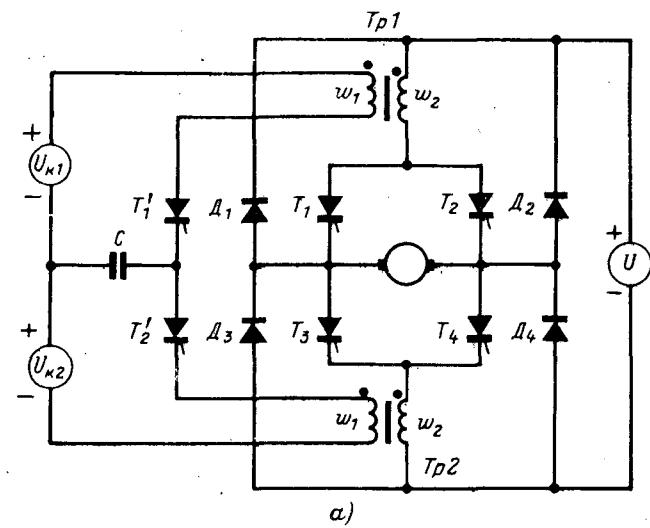
$$y_0 = \frac{I_{Cmx,x} \rho_1}{U_k} = \frac{U_{Cmx,x}}{U_k} \neq 0.$$

Поэтому несмотря на расширенный диапазон экономичной работы при нагрузках, отличных от максимальной, в таких коммутирующих устройствах все же накапливается некоторая избыточная энергия, ухудшающая к. п. д. преобразователя.

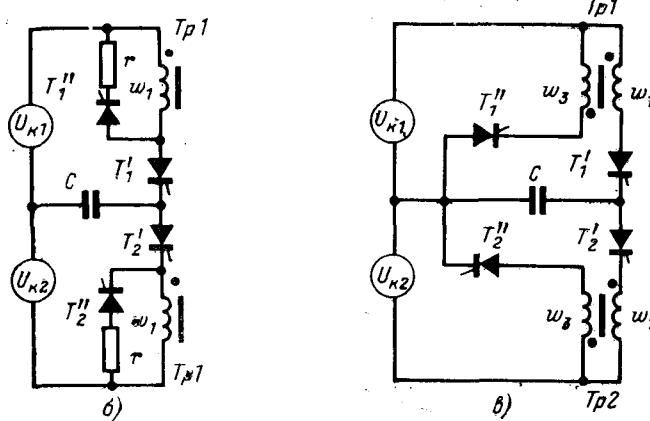
Коммутирующие устройства с регулируемым запасом энергии в поле конденсатора. Регулировать эффект накопления в устройствах с двухступенчатой коммутацией можно:

изменением времени задержки включения цепей дозаряда конденсатора от силового или вспомогательного источника питания;

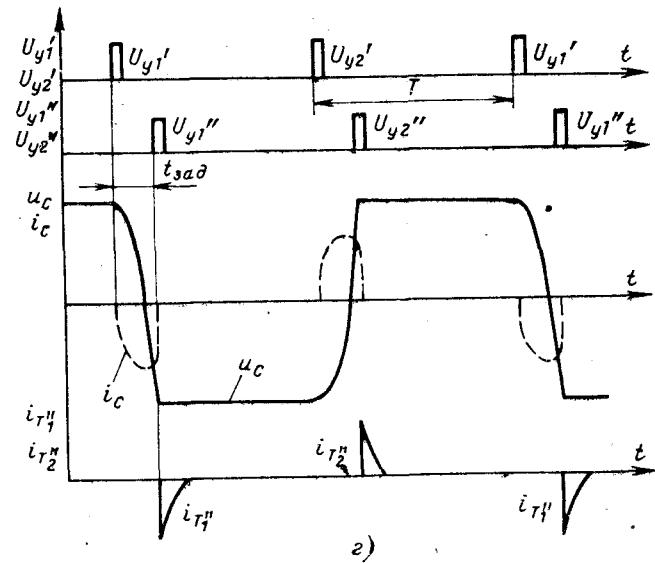
изменением времени задержки включения управляемых цепей энергопоглощения или рекуперации



a)



b)



e)

Рис. 1. Реверсивный тиристорный ШИП.

а — схема выходного каскада с последовательным коммутирующим устройством; б — КУ с управляемыми цепями энергопоглощения; в — КУ с управляемыми цепями рекуперации; г — временные диаграммы.

относительно моментов включения гасящих тиристоров.

В первом случае при включении гасящего тиристира образуется пассивный колебательный контур перезаряда конденсатора, а спустя время задержки $t_{\text{зад}}$, контур дозаряда по цепи силового источника питания [Л. 4]. Увеличивая время задержки, можно уменьшить предельное напряжение на конденсаторе U_{Cm} , при этом характеристика предельных координат цикла перезаряда конденсатора $U_{Cm}=f(\bar{I}_n)$ смещается вниз, практически параллельно самой себе.

Как показали исследования, при таком способе управления не удается получить оптимальной (линейной) формы характеристики КУ $U_{Cm}=f(\bar{I}_n)$. Более эффективными оказались КУ с управляемыми цепями энергопоглощения или рекуперации. В таких схемах цепи ограничения накопления энергии r , T'' (рис. 1,б) или w_3T_p , T'' (рис. 1,в) включаются вспомогательными тиристорами T''_1 , T''_2 с некоторой задержкой $t_1=t_{\text{зад}}$ относительно моментов включения соответствующих гасящих тиристоров T'_1 , T'_2 . При этом время задержки выбирается достаточным для изменения знака напряжения на конденсаторе и достижения им значения $|u_c| \geq U_k$ (в схеме рис. 1,б) или

$$|u_c| \geq \left(1 + \frac{w_1}{w_3}\right) U_k = (1 + n_s) U_k$$

(в схеме рис. 1,в). Включение тиристора T''_1 (или T''_2) приводит к практически мгновенному запиранию гасящего тиристора T'_1 (или T'_2).

Энергия, накопленная в трансформаторе к моменту $t=t_1$, рассеивается в активном сопротивлении контура r , T''_1 (рис. 1,б) или возвращается в источник питания U_k по цепи w_3T_p , T''_1 (рис. 1,в). Напряжение на конденсаторе C в момент включения T''_1 фиксируется и остается постоянным до следующей коммутации, когда включается тиристор T'_2 (рис. 1,в).

Процессы перезаряда конденсатора в колебательном контуре при приведенном коэффициенте затухания $D \leq 0,1$ характеризуются уравнениями [Л. 1]:

относительного напряжения

$$\begin{aligned} \bar{u}_c &= \frac{\bar{u}_c}{U_k} = x = -1 + e^{-D\bar{t}} \{ (x_{01} + 1) \cos \bar{t} + \\ &+ [y_{01} + D(x_{01} + 1)] \sin \bar{t} \} \end{aligned} \quad (4)$$

и относительного тока конденсатора

$$\bar{i}_c = \frac{i_{Cp}}{U_k} = y = e^{-D\bar{t}} [y_{01} \cos \bar{t} - (x_{01} + 1 + Dy_{01}) \sin \bar{t}]. \quad (5)$$

Здесь $\bar{t} = \omega_0 t = t/V\sqrt{L_1 C}$ — относительное время; $D = r_1/2\rho_1 = 0,5r_1\sqrt{C/L_1}$ — приведенный коэффициент затухания; r_1 — сопротивление, учитывающее потери в контуре; начальные относительные напряжения и ток конденсатора:

$$x_{01} = \bar{u}_c[0], \quad y_{01} = \bar{i}_c[0] = -\frac{I_{n01}}{U_k} \frac{w_2}{w_1} = \frac{I_{n01}}{U_k n_1} = -\bar{I}'_n.$$

Принимая во внимание, что в квазистабилизированном режиме работы схемы $I_n = \text{const}$ и абсолют-

ные значения напряжений \bar{u}_c в начале (x_{01}) и конце перезаряда ($x_{02} = x[t_1]$) равны

$$x_{01} = -x_{02} = -x[t_1], \quad (6)$$

а также воспользовавшись уравнением (4), можно найти относительное максимальное напряжение на конденсаторе в виде:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{Cm} &= x_{01} = -x_{02} = x_m = \\ &= \frac{1 - e^{-D\bar{t}_1} \cos \bar{t}_1 - D e^{-D\bar{t}_1} \sin \bar{t}_1 + \bar{I}'_n e^{-D\bar{t}_1} \sin \bar{t}_1}{1 + e^{-D\bar{t}_1} \cos \bar{t}_1 + D e^{-D\bar{t}_1} \sin \bar{t}_1} = \\ &= F(\bar{t}_1, \bar{I}'_n). \end{aligned} \quad (7)$$

Угол перезаряда конденсатора $\bar{t}_1 = \omega_0 t_{\text{зад}} = \bar{t}_{\text{зад}}$ — если ограничивающая эффект накопления цепь включается на интервале перезаряда конденсатора. Если же угол задержки $\bar{t}_{\text{зад}} > \bar{t}_1$, то

$$\bar{t}_1 = \pi - \arctg \frac{\bar{I}'_n}{1 + x_m - D\bar{I}'_n},$$

и ограничивающая цепь не включается.

Уравнение (7) показывает, что регулируя время задержки $t_{\text{зад}}$, можно в широких пределах изменять напряжение U_{Cm} , и что при $\bar{t} = \bar{t}_{\text{зад}} = \text{const}$ напряжение $\bar{U}_{Cm} = x_m$ и ток нагрузки преобразователя \bar{I}'_n связаны линейным законом (рис. 2,а). В момент восстановления прямого напряжения на запирающемся тиристоре напряжение на первичной обмотке трансформатора

$$(u_{L_1})_{\bar{t}=\bar{t}_{\text{обр}}} = \frac{w_1}{w_2} U = n_1 U,$$

а относительное напряжение на конденсаторе

$$(x)_{\bar{t}=\bar{t}_{\text{обр}}} = \pm | -n_1 k_U - 2Dy_{\bar{t}_{\text{обр}}} + 1 |, \quad (8)$$

где $y_{\bar{t}_{\text{обр}}} = (i_C)_{\bar{t}=\bar{t}_{\text{обр}}}$ — относительный ток конденсатора в момент $t = t_{\text{обр}}$.

Совместное решение (4), (5) и (8) позволило рассчитать угловые характеристики гасящего устройства с регулируемым эффектом накопления, представленные на рис. 2,а.

Если время задержки сделать достаточно малым, то цепь рекуперации будет образовываться в момент достижения напряжением на конденсаторе (после перемены знака) значения $|\bar{u}_c| \approx n_3 + 1$, а цепь энергопоглощения — в момент, когда $|\bar{u}_c| \approx 1$. При этом характеристики $x_m = f(\bar{I}'_n)$ будут приближаться к горизонтальным прямым $x_m = n_3 + 1 = \text{const}$ или соответственно к $x_m = 1 = \text{const}$, а угловые характеристики $\theta = f(\bar{I}'_n)$ станут наиболее мягкими, как в коммутирующих устройствах, в которых цепи ограничения включены через диоды [Л. 3].

Если увеличить время задержки, то режим работы коммутирующего устройства приближается к режиму работы схемы без цепей ограничения эффекта накопления энергии (рис. 2,а).

Энергетические показатели тиристорного преобразователя в значительной мере определяются относительными приведенными коммутационными потерями мощности [Л. 1]:

$$\bar{P}'_{\text{ком}} = \frac{P_{\text{ком}}}{f k_{\text{зап}} \tau_B P_n} = \frac{U_k I_{k, \text{ср}}}{f k_{\text{зап}} \tau_B U I_n}, \quad (9)$$

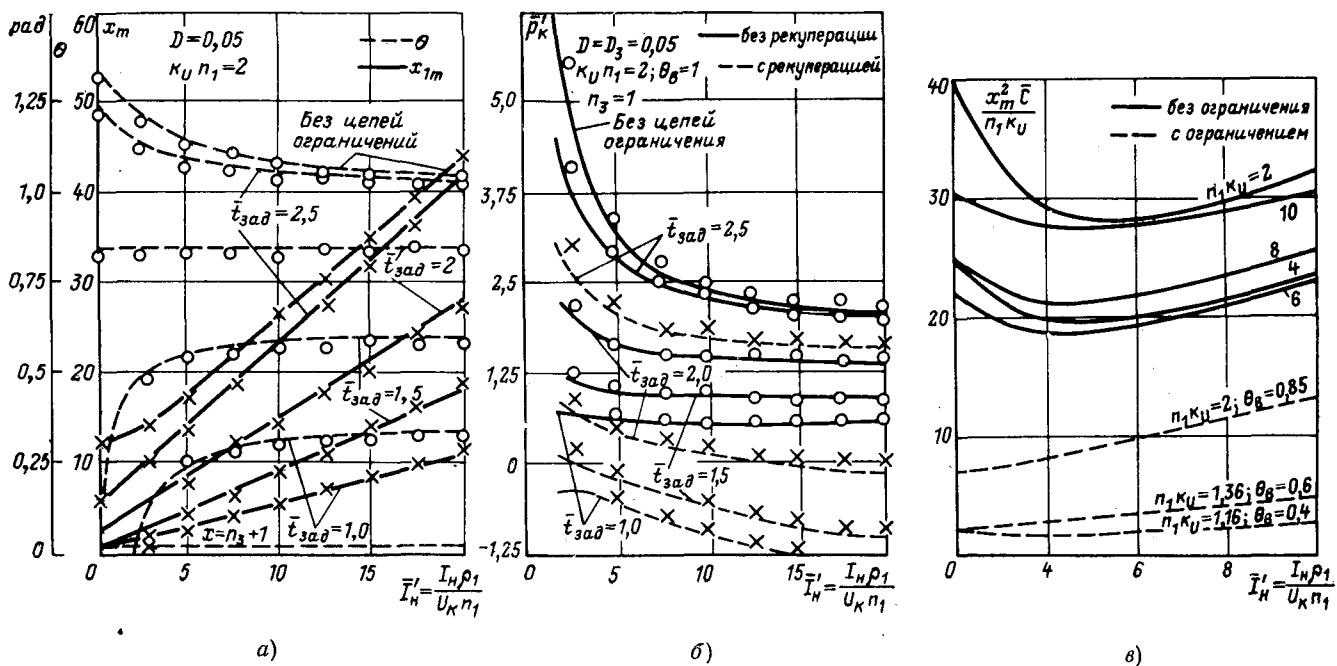


Рис. 2. Характеристики КУ с регулируемым запасом энергии в поле конденсатора:

$$a - x_m, \theta = f(\bar{I}'_H); b - \bar{P}'_{\text{ком}}, \bar{P}'_{\text{ком},p} = f(\bar{I}'_H); c - \frac{x_m^2 \bar{C}}{n_1 K_U} = f(\bar{I}'_H).$$

где $k_{\text{заптв}}$ — расчетное время восстановления силового тиристора; $P_H = U_I_H$ — мощность нагрузки при $\gamma = t_1/T = 1$; $I_{\text{к.ср}}$ — средний ток, потребляемый коммутирующим устройством; $f = 1/T$ — частота коммутации тока в нагрузке.

В ШИП с дополнительными управляемыми энергопоглощающими цепями при включении T''_1 ток из цепи конденсатора переключается в цепь T''_1 , r , и энергия, накопленная в первичной обмотке w_1 трансформатора ($L_1 i_1^2 [0]/2$), рассеивается в ней. При этом

$$I_{\text{к.ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1=t_{\text{зад}}} i_C dt = \frac{U_K}{T \rho_1 w_0} \int_0^{t_{\text{зад}}} y dt. \quad (10)$$

На основании (9), (10) и (5) можно найти относительные приведенные коммутационные потери для ШИП с энергопоглощающими цепями:

$$\begin{aligned} \bar{P}'_{\text{ком}} &= \frac{U^2_K}{k_{\text{заптв}} \rho_1 w_0 U I_H} \int_0^{t_{\text{зад}}} y dt = \\ &= \frac{(x_m + 1)(1 - e^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \cos \bar{t}_{\text{зад}})}{\bar{I}'_H n_1 k_f \theta_B} \rightarrow \\ &\rightarrow -[\bar{I}'_H - D(x_m + 1)] e^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \sin \bar{t}_{\text{зад}}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\theta_B = \omega_0 t_{\text{заптв}}$ — угол восстановления тиристора, обеспечивающий $t_{\text{обр}} = k_{\text{заптв}}$.

Расчеты показали, что применение управляемых энергопоглощающих цепей существенно уменьшает зависимость $\bar{P}'_{\text{ком}}$ от тока нагрузки \bar{I}'_H и тем самым расширяет область экономичной работы ШИП. При этом коммутационные потери мощности могут быть уменьшены в 2,5—3 раза по сравнению с потерями

в ШИП без цепей ограничения (рис. 2, сплошные линии).

В ШИП с управляемыми цепями рекуперации в момент включения цепи возврата $\omega_3 T p_1$, T'_1 ток из обмотки w_1 трансформатора коммутирует в обмотку w_3 , и энергия, накопленная в трансформаторе к моменту $t = t_{\text{зад}}$, частично возвращается в источник U_{K1} , а частично рассеивается в активных сопротивлениях цепи возврата.

Электромагнитные процессы в интервале рекуперации характеризуются уравнением:

$$T_3 \frac{di_3}{dt} + i_3 = -\frac{U_K}{r_3}, \quad (12)$$

где $T_3 = L_3/r_3$ — постоянная времени цепи возврата; L_3 , r_3 — индуктивность и активное сопротивление цепи возврата.

При $t=0$

$$i_3 = i_3 [0] = i'_C [\bar{t}_{\text{зад}}] = \frac{w_1}{w_3} i_C [\bar{t}_{\text{зад}}] = n_3 i_C [\bar{t}_{\text{зад}}].$$

Уравнение (12) справедливо до тех пор, пока силовой тиристор, запираемый в рассматриваемый период, остается в выключенном состоянии. Ток, возвращаемый в источник U_{K1} ,

$$i_3 = \left(n_3 i_C [\bar{t}_{\text{зад}}] + \frac{U_K}{r_3} \right) e^{-\frac{t}{T_3}} - \frac{U_K}{r_3}, \quad (13)$$

где ток в момент включения цепи рекуперации

$$\begin{aligned} i_C [\bar{t}_{\text{зад}}] &= \left| \frac{U_K}{\rho_1} y [\bar{t}_{\text{зад}}] \right| = \\ &= \frac{U_K}{\rho_1} \left| [-\bar{I}'_H \cos \bar{t}_{\text{зад}} - (x_m + 1 - D\bar{t}'_H) \sin \bar{t}_{\text{зад}}] e^{-D\bar{t}'_H} \right|. \end{aligned}$$

Рекуперация закончится естественным путем в момент времени $t = t_p$, когда ток i_3 станет равным нулю,

$$i_3 = 0 \text{ при } t = t_p = T_s \ln \left(1 + \frac{n_3 i_C [\bar{t}_{\text{зад}}] r_3}{U_K} \right)$$

и

$$\bar{t}_p = \frac{1}{2D_3 n^2 s} \ln (1 + 2D_3 n_3 i_C [\bar{t}_{\text{зад}}]), \quad (14)$$

где

$$D_3 = r_3 / \rho_1.$$

Средняя мощность, возвращаемая в источник питания

$$P_{\text{рек}} = U_K I_{\text{ср}} = \frac{U_K}{T} \int_0^{t_p} i_3 dt = \\ = \frac{U_K T_3}{T} \left(n_3 i_C [\bar{t}_{\text{зад}}] + \frac{U_K}{r_3} \right) \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_3}} \right) - \frac{U_K^2 l_p}{T_3 r_3}.$$

Относительная приведенная рекуперируемая мощность

$$\bar{P}'_{\text{рек}} = - \frac{P_{\text{рек}}}{f k_{\text{зап}} \bar{U}_H} = \frac{1}{2n_1 k_U D_3 \theta_B \bar{I}'_H} \left[\frac{1 - e^{-2D_3 n_3 \bar{t}_p}}{n^2 s} \times \right. \\ \left. \times \left(n_3 \bar{i}_C [\bar{t}_{\text{зад}}] + \frac{1}{2D_3} \right) - \bar{t}_p \right]. \quad (15)$$

Относительные приведенные коммутационные потери мощности в ШИП с управляемыми цепями рекуперации

$$\bar{P}'_{\text{ком.р}} = \bar{P}'_{\text{ком}} - \bar{P}'_{\text{рек}}. \quad (16)$$

Зависимости $\bar{P}'_{\text{ком.р}}$, рассчитанные согласно (15), (16) и (11) на ЦВМ, изображены на рис. 2, б (пунктирные линии).

Применение управляемых цепей возврата позволяет существенно повысить энергетические показатели ШИП, при этом коммутационная мощность в определенном диапазоне нагрузок \bar{I}'_H становится отрицательной (рис. 2, б, пунктир) и возвращается источнику питания. При увеличении времени задержки включения цепей возврата характеристики $\bar{P}'_{\text{ком.р}} = f(\bar{I}'_H)$ приближаются к характеристикам обычного коммутирующего устройства (рис. 1, а).

Анализ процессов в рассматриваемой схеме показал, что, изменяя время задержки $t_{\text{зад}}$, можно регулировать в широких пределах время действия обратного напряжения и максимальное напряжение на конденсаторе. Это означает, что могут быть созданы системы управления коммутирующими устройствами, в которых время задержки будет регулироваться в функции тока нагрузки преобразователя I_H таким образом, чтобы угол действия обратного напряжения оставался равным $\theta = \omega_0 k_{\text{зап}} (\tau_B)_{\text{ком}}$. Для построения таких систем необходима информация о напряжении на коммутирующем конденсаторе и токе нагрузки, что требует введения этих величин в систему датчиков. Однако время восстановления τ_B достаточно слабо зависит от коммутируемого тока $I_{\text{ком}}$, поэтому обычно до-

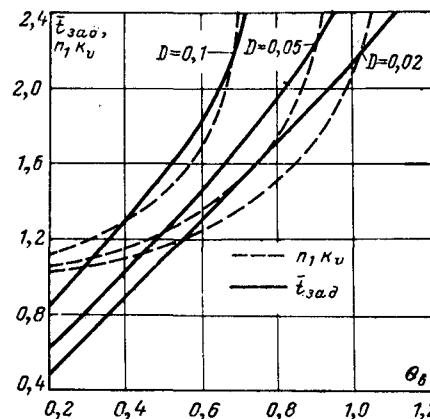


Рис. 3. Кривые $\bar{t}_{\text{зад}}, n_1 k_U = f(\theta_B)$ при $D = \text{const}$ для выбора параметров КУ с регулируемым запасом энергии.

статочно реализовать такой закон изменения $U_{Cm} = x_m U_K$, при котором

$$\theta = \omega_0 k_{\text{зап}} (\tau_B)_{\text{max}} = \theta_B = \text{const}. \quad (17)$$

Можно показать, что функциональная связь x_m с \bar{I}'_H , соответствующая выполнению условия $\theta = \theta_B = \text{const}$, имеет вид линейной зависимости

$$x_m = \frac{n_1 k_U e^{D\theta_B}}{\cos \theta_B - D \sin \theta_B} - 1 + \frac{\sin \theta_B + 2D \cos \theta_B}{\cos \theta_B - D \sin \theta_B} \bar{I}'_H. \quad (18)$$

Характеристики $x_m = f(\bar{I}'_H)$ для коммутирующего устройства с постоянным временем задержки (рис. 2, а) весьма близки к линейным, поэтому, выбрав соответствующим образом параметры $t_{\text{зад}}$, $n_1 k_U$ и n_3 , можно без введения обратных связей по току или углу θ построить запирающее устройство с минимальными потерями $P_{\text{ком}}$, обеспечивающее постоянный угол действия обратного напряжения $\theta = \theta_B = \text{const}$. В этом случае схема управления коммутирующим устройством получается наиболее простой и будет содержать по сравнению с известной [Л. 2] два дополнительных элемента задержки для управления вспомогательными тиристорами T''_1 и T''_2 . Применение управляемых цепей ограничения позволяет также существенно уменьшить габаритные мощности элементов гасящих устройств.

На рис. 2, в изображены зависимости $\frac{x^2 m \bar{C}}{n_1 k_U} = \frac{x^2 m}{n_1 k_U \theta_B} = f(\bar{I}'_H)$, характеризующие относительную габаритную энергию коммутирующего конденсатора в обычном КУ (сплошные линии) и в КУ с регулируемым запасом энергии (пунктир). Следует заметить, что снижение относительной габаритной энергии за счет уменьшения θ_B (уменьшения ω_0) не всегда возможно, так как приводит к ухудшению коэффициента использования источника питания [Л. 3]:

$$k_{\text{ис}} = \gamma_{\text{max}} = 1 - \frac{\pi}{\omega_0 T}.$$

Выбор параметров коммутирующего устройства с $\theta = \theta_B = \text{const}$ должен быть подчинен следующим

условиям, определенным на основании уравнений (7) и (18)

$$\begin{aligned} & \frac{e^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \sin \bar{t}_{\text{зад}}}{1 + e^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \cos \bar{t}_{\text{зад}} + De^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \sin \bar{t}_{\text{зад}}} = \\ & = \frac{\sin \theta_b + 2D \cos \theta_b}{\cos \theta_b - D \sin \theta}; \\ n_1 k_U = & \left(\frac{1 - e^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \cos \bar{t}_{\text{зад}} - De^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \sin \bar{t}_{\text{зад}}}{1 + e^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \cos \bar{t}_{\text{зад}} + De^{-D\bar{t}_{\text{зад}}} \sin \bar{t}_{\text{зад}}} + 1 \right) \times \\ & \times (\cos \theta_b - D \sin \theta_b) e^{-D\theta_b}. \end{aligned}$$

Соответствующие этим условиям зависимости $t_{\text{зад}}$, $n_1 k_U = f(\theta_b)$, необходимые для выбора параметров коммутирующего устройства, даны на рис. 3.

Основные теоретические положения были проверены на установке со следующими параметрами коммутирующего устройства: $C = 6 \text{ мкФ}$; $L_1 = 0,1 \text{ мГн}$; $n_1 = n_3 = 1$; частота коммутации $f = 2 \text{ кГц}$. Экспериментальные точки нанесены на рис. 2, а и б.

Выводы. Анализ энергетических показателей и характеристик коммутирующих устройств показал, что коммутационные потери мощности минимальны и независимы от режима работы ШИП в том случае, если максимальные напряжения на коммутации

рующим конденсаторе связаны с токами нагрузки линейными соотношениями. Такие гасящие устройства могут быть созданы на основе схем последовательной или параллельной коммутации с управляемыми цепями рекуперации или энергопоглощения, включаемыми с некоторой задержкой относительно момента включения гасящих тиристоров.

2. Приведенные в статье расчетные соотношения и графические зависимости позволяют выбрать параметры коммутирующего устройства, обеспечивающего независимый от нагрузки угол действия обратного напряжения $\theta = \theta_b = \text{const}$.

С применением рассмотренных КУ улучшаются весогабаритные и энергетические показатели ШИП, а также повышается допустимая частота коммутации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. Л., «Энергия», 1973.
- Автоматизированные электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями. М., «Энергия», 1972. Авт.: М. Е. Гольц, А. Б. Гудзенко, В. М. Остреров, Л. А. Шпиглер.
- Глазенко Т. А., Герман-Галкин С. Г., Томасов В. С. Анализ электромагнитных процессов и расчет характеристик тиристорных широтно-импульсных преобразователей с последовательным гашением. — «Электричество», 1970, № 12.
- Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1969.

[10.3.1975]



УДК 62-83:621.313.323

Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем

БОРОДИН И. В., ВЕЙНГЕР А. М., СЕРЫЙ И. М., ЯНКО-ТРИНИЦКИЙ А. А.

Свердловск

Для целого ряда производственных механизмов большой и средней мощности необходимы нереверсивные электроприводы с ограниченным диапазоном регулирования скорости (приблизительно 1:2, 1:3). Для этих целей почти всегда используются двигатели постоянного тока, питаемые от безынерционных статических преобразователей. В сочетании с универсальными блочными системами регулирования (УБСР) двигатели постоянного тока образуют системы, обеспечивающие высокое быстродействие, большую точность поддержания скорости на уровне задания, оптимальный характер протекания переходных процессов [Л. 1].

Однако широко известные недостатки двигателей постоянного тока делают перспективным переход к бесколлекторным двигателям переменного тока — синхронным [Л. 2 и 3] и асинхронизированным синхронным (АСД) [Л. 3 и 4]. Совершенно очевидно, что регулируемые электроприводы на базе указанных двигателей найдут применение лишь в том случае, если их статические и динамические свойства будут не хуже соответствующих свойств

электроприводов постоянного тока. В частности, электропривод с АСД, во-первых, не должен уступать электроприводу постоянного тока в отношении качества регулирования скорости, во-вторых, система регулирования АСД должна обеспечивать любую требуемую перегрузочную способность электропривода независимо от электрических параметров двигателя при условии, что мощность источников питания и механическая прочность АСД допускают такой уровень перегрузки, в-третьих, система регулирования должна обеспечить возможность управлять реактивной мощностью АСД так, чтобы поддерживать ее на экономически целесообразном уровне.

В настоящее время ведутся интенсивные исследования по разработке электропривода на базе АСД [Л. 5—7]; получена вполне работоспособная система, в которой (цитируется по [Л. 7]) «закон управления напряжением на колышах ротора предусматривает разделное управление скоростью и реактивной мощностью ($\cos \varphi_s$)», а «датчиками информации являются синхронный тахогенератор,

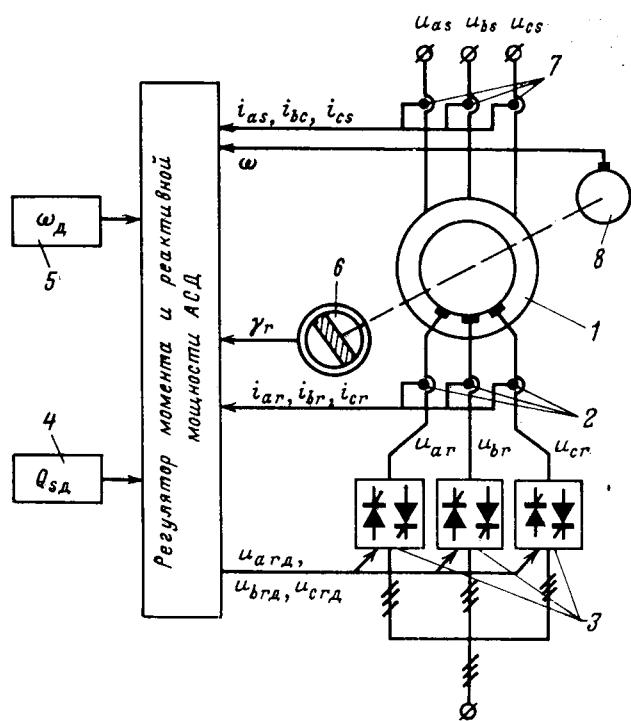


Рис. 1. Функциональная схема системы регулирования.

1 — асинхронизированный синхронный двигатель; 2 — датчик обратной связи по токам фаз ротора; 3 — статические реверсивные регулируемые источники питания фаз ротора; 4 — датчик задания по реактивной мощности; 5 — датчик задания по скорости; 6 — датчик углового положения ротора; 7 — датчики обратной связи по токам фаз статора; 8 — датчик обратной связи по скорости (тахогенератор).

шунты (в фазах ротора) с усилителями переменного тока». Эта система реализует идеи, близкие к изложенным в [Л. 4 и 5].

Целью статьи является развитие идей [Л. 3] и, в частности, рассмотрение теоретической возможности получения электропривода с АСД, удовлетворяющего сформулированным выше требованиям.

Функциональная схема системы регулирования. Под АСД понимается синхронный двигатель с симметричной трехфазной обмоткой на статоре, питающейся от сети переменного тока (рис. 1), и с симметричной двух- или трехфазной обмоткой возбуждения, питающейся от тиристорного преобразователя частоты (например, с непосредственной связью).

Систему регулирования АСД, удовлетворяющую сформулированным выше требованиям, удается разработать в рамках замкнутой системы автоматического регулирования момента и реактивной мощности двигателя так, как это показано на рис. 1. На регулятор момента и реактивной мощности воздействуют сигналы задания по скорости ω_g и реактивной мощности Q_{sg} , а также сигналы от датчика положения ротора γ_r и сигналы обратных связей по токам статора, ротора и скорости вращения ω . Под воздействием указанных сигналов регулятор вырабатывает сигналы управления u_{arg} , u_{brg} и u_{crg} , воздействующие на входы источников питания фаз ротора. Регулятор момента и реактивной мощности синтезирован так, что система обеспечивает в статических режимах поддержание ω и Q_s на уровне заданий независимо от момента нагрузки на валу двигателя. В динамических режимах система обес-

печивает быстрый выход на уровень заданий как при возмущениях со стороны нагрузки на валу, так и со стороны заданий ω_g и Q_{sg} , при этом переходные процессы имеют характер, близкий к оптимальному [Л. 1].

Синтез и анализ системы сделан при следующих допущениях: в АСД с симметричными трехфазными обмотками на статоре и роторе не учитываются потери в стали и изменение степени насыщения стали; сеть, питающая статор, считается практически неограниченной мощности; источники питания фаз ротора полагаются безынерционными эквивалентными генераторами, э. д. с. которых пропорциональны входному сигналу:

$$u_{ar} = u_{arg}, \quad u_{br} = u_{brg}, \quad u_{cr} = u_{crg}.$$

Структурная схема АСД. В соответствии с принятymi допущениями система уравнений АСД, записанная в синхронно вращающейся системе координат $\alpha\beta$, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} D\Phi_{as} &= u_{as} + \omega_s \psi_{\beta s} - r_s i_{as}; \\ D\Phi_{\beta s} &= u_{\beta s} - \omega_s \psi_{as} - r_s i_{\beta s}; \\ D\Phi_{ar} &= u_{ar} + (\omega_s - \omega) \psi_{\beta r} - r_r i_{ar}; \\ D\Phi_{\beta r} &= u_{\beta r} - (\omega_s - \omega) \psi_{ar} - r_r i_{\beta r}; \\ D\omega &= \frac{1}{H} (m_e - m_c), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} m_e &= \psi_{as} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{as}; \quad \psi_{as} = x_s i_{as} + x_m i_{ar}; \\ \psi_{ar} &= x_m i_{as} + x_r i_{ar}; \quad u_{as} = U_{sm} = 1; \quad u_{\beta s} = 0; \\ \psi_{\beta s} &= x_s i_{\beta s} + x_m i_{\beta r}; \quad \psi_{\beta r} = x_m i_{\beta s} + x_r i_{\beta r}; \\ u_{ar} &= u_{arg}; \quad u_{\beta r} = u_{brg}. \end{aligned}$$

Реактивная мощность цепи статора

$$Q_s = u_{\beta s} i_{as} - u_{as} i_{\beta s} = -U_{sm} i_{\beta s}. \quad (2)$$

В этих уравнениях все величины выражены в относительных единицах; D — символ производной по относительному времени. Переменные в осях $\alpha\beta$ связаны с фазовыми переменными следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_{as} &= \frac{2}{3} \left[i_{ar} \cos \omega_{st} + i_{br} \cos \left(\omega_{st} - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ &\quad \left. + i_{cr} \cos \left(\omega_{st} + \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ i_{\beta s} &= -\frac{2}{3} \left[i_{ar} \sin \omega_{st} + i_{br} \sin \left(\omega_{st} - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ &\quad \left. + i_{cr} \sin \left(\omega_{st} + \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ i_{ar} &= \frac{2}{3} \left[i_{as} \cos \gamma_r + i_{br} \cos \left(\gamma_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ &\quad \left. + i_{cr} \cos \left(\gamma_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \\ i_{br} &= -\frac{2}{3} \left[i_{as} \sin \gamma_r + i_{br} \sin \left(\gamma_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ &\quad \left. + i_{cr} \sin \left(\gamma_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где γ_r — электрический угол между осями ротора и синхронно вращающейся системы координат.

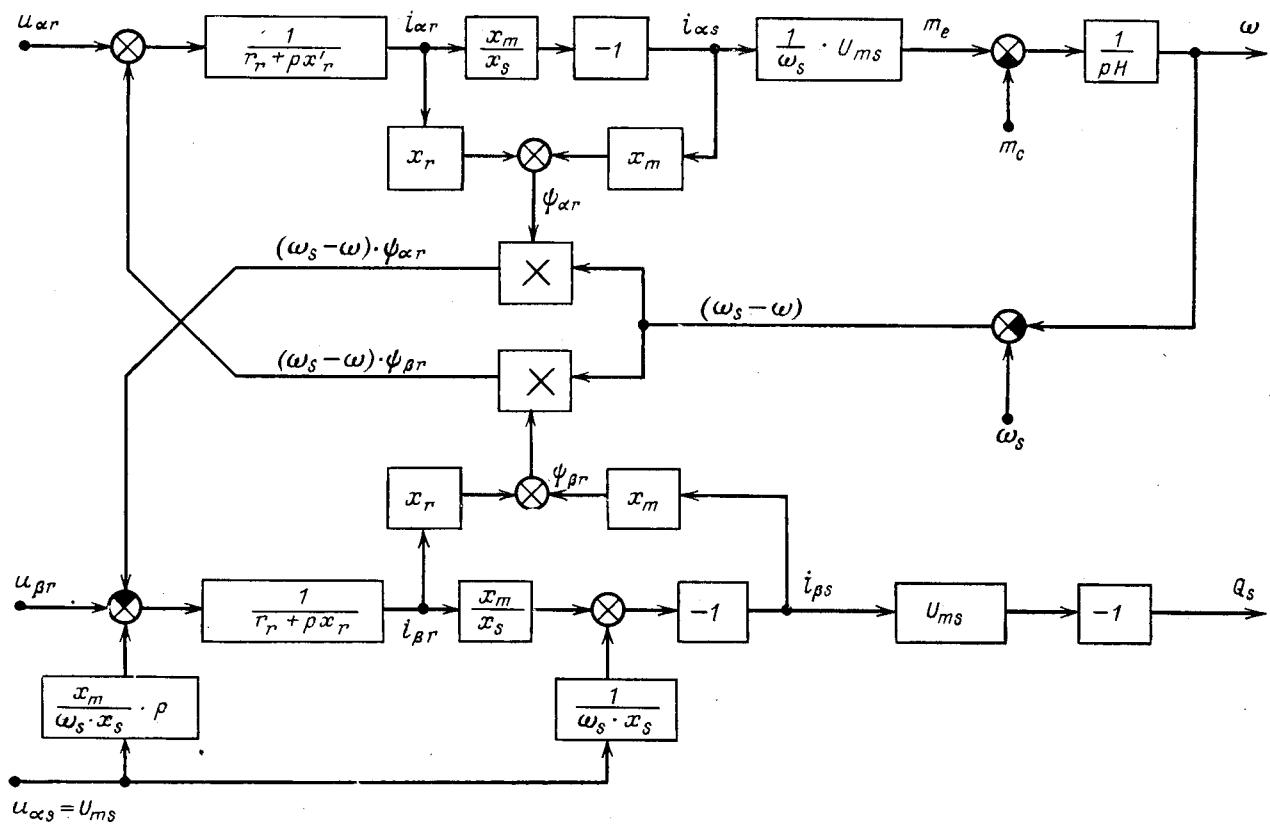


Рис. 2. Структурная схема АСД.

Обратный переход к напряжениям управления фаз ротора осуществляется по формулам:

$$\left. \begin{array}{l} u_{\alpha r} = u_{\alpha r d} \cos \gamma_r - u_{\beta r d} \sin \gamma_r; \\ u_{\beta r g} = u_{\alpha r d} \cos \left(\gamma_r - \frac{2\pi}{3} \right) - u_{\beta r d} \sin \left(\gamma_r - \frac{2\pi}{3} \right); \\ u_{crg} = u_{\alpha r d} \cos \left(\gamma_r + \frac{2\pi}{3} \right) - u_{\beta r d} \sin \left(\gamma_r + \frac{2\pi}{3} \right). \end{array} \right\} \quad (4)$$

Система (1) дает возможность построить структурную схему объекта регулирования, т. е. АСД.

Из уравнений видно, что структура имеет несколько нелинейных звеньев и ряд перекрестных связей, обусловленных наличием э. д. с. вращения в цепях статора и ротора, а также магнитной связью этих цепей. Синтез регулятора момента и реактивной мощности значительно упрощается, если пренебречь в структуре АСД некоторыми связями, носящими второстепенный характер. В частности, вполне допустимо пренебречь активным сопротивлением r_s и переходными процессами цепи статора. При этих условиях первые два уравнения системы (1) позволяют определить потокосцепления:

$$\left. \begin{array}{l} \psi_{bs} = -\frac{1}{\omega_s} u_{as} = -\frac{1}{\omega_s} U_{sm} = -1; \\ \psi_{as} = 0, \end{array} \right\} \quad (5)$$

а электромагнитный момент определяется из простого соотношения:

$$m_e = -\psi_{bs} i_{as} = \frac{1}{\omega_s} U_{sm} i_{as}. \quad (6)$$

Упрощенная структурная схема АСД, полученная с учетом указанных допущений, показана на рис. 2. Эта структура АСД положена в основу только синтеза его регулятора момента и реактивной мощности, последующий же анализ полученной системы выполнен в соответствии с полной структурой АСД.

Структурная схема регулятора АСД. Выше уже отмечалось, что электропривод с АСД должен иметь статические и динамические характеристики, не уступающие соответствующим характеристикам электропривода постоянного тока, и, кроме того, обладать свойствами синхронного компенсатора. В связи с этим необходимо максимально полно учесть динамические свойства объекта регулирования, т. е. целесообразно регулятор построить не в фазовых координатах, как это обычно делается, а в синхронно вращающихся координатах $\alpha\beta$ с учетом соотношений (3) и (4).

Из структурной схемы рис. 2 видно, что если в регуляторе момента и реактивной мощности АСД выполнена компенсация э. д. с. вращения ротора $(\omega_s - \omega) \Phi_{\alpha r}$ и $(\omega_s - \omega) \Phi_{\beta r}$, то появляется возможность с помощью напряжений $u_{\alpha r}$ и $u_{\beta r}$ раздельно регулировать активный ток i_{as} (т. е. электромагнитный момент m_e и скорость ω) и реактивный ток i_{as} статора (т. е. реактивную мощность Q_s). По каналу $u_{\alpha r} - \omega$ рассматриваемая структура аналогична структуре компенсированного двигателя постоянного тока. Таким образом, регулирование скорости АСД целесообразно выполнить по системе подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, хо-

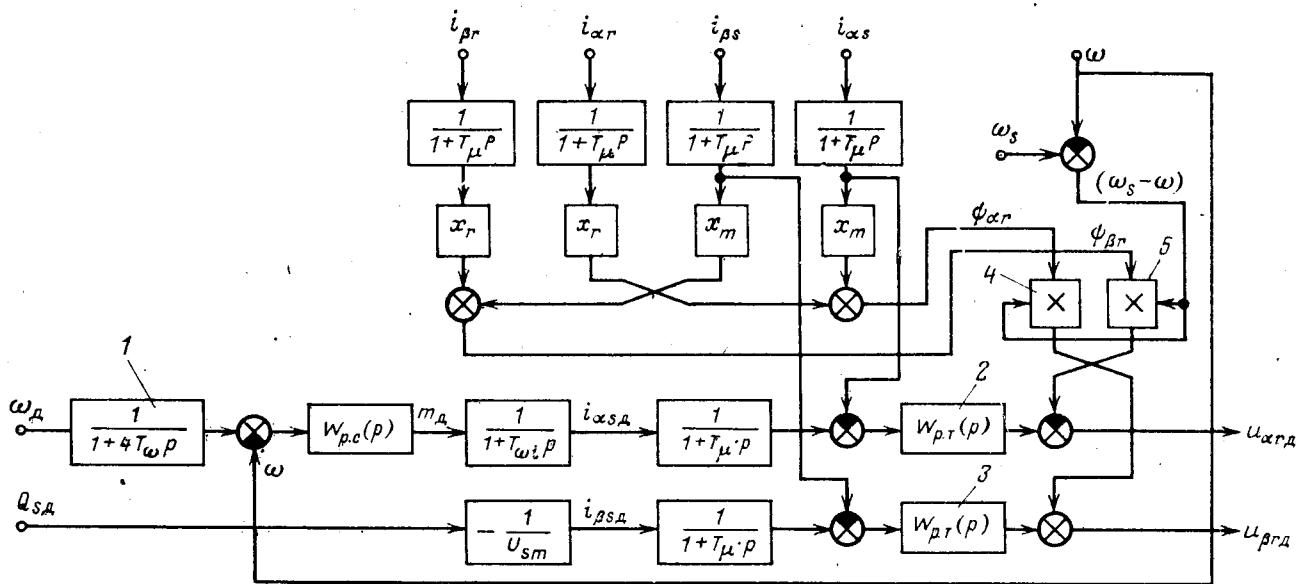


Рис. 3. Структурная схема регулятора момента и реактивной мощности АСД.

рошо зарекомендовавшей себя в электроприводе постоянного тока. В этой системе выход регулятора скорости является заданием регулятора тока, в результате момент двигателя оказывается пропорциональным выходу регулятора скорости. По каналу $u_{\beta r} - Q_s$ для регулирования достаточно использовать лишь регулятор тока.

С учетом изложенных выше соображений на основании рис. 2 была получена структурная схема регулятора момента и реактивной мощности АСД, показанная на рис. 3. В основу синтеза регулятора положены общие методы синтеза систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией. В схеме использован такой же регулятор скорости, как в приводе постоянного тока. На вход регулятора подается сигнал ω_g , поступающий от органа задания скорости через ограничитель темпа разгона-торможения, как и в электроприводе постоянного тока. При питании обмотки ротора АСД от тиристорного преобразователя частоты с непосредственной связью скорость регулируется в пределах приблизительно $(1 \pm 0,3)\omega_s$. Кроме регулятора скорости, в схеме использованы еще два регулятора: 2 — активного тока и 3 — реактивного тока. На вход регулятора 2 поступает задание с выхода регулятора скорости, а на вход регулятора 3 — от органа задания реактивной мощности Q_{sg} .

В структурную схему введены также динамические звенья, аппроксимирующие инерционность фильтров измерителей.

Передаточные функции регуляторов определяются исходя из оптимальных передаточных функций замкнутых контуров регулирования по [Л. 1].

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{p.t}(p) = \frac{r_{rek} + x' r p}{2T_\mu p}, \quad (7)$$

где T_μ — постоянная времени фильтров измерителей (выбирается исходя из требуемого быстродействия контуров регулирования тока).

В ряде случаев для повышения надежности преобразователя частоты целесообразно на его входы ввести дополнительные безынерционные обратные связи по фазовым токам, при этом вид передаточной функции $w_{p.t}(p)$ не изменяется, в нее должно лишь войти увеличенное значение эквивалентного сопротивления r_{rek} .

Передаточная функция регулятора скорости в случае пропорционально-интегрального регулятора

$$W_{p.c}(p) = H \frac{1 + 4T_\omega p}{8T_\omega^2 p}, \quad (8)$$

где постоянная времени T_ω характеризует быстродействие контура скорости, в общем случае $T_\omega \geq 2T_\mu$.

В контуре скорости показан также дополнительный согласующий фильтр, постоянная времени которого $T_{\omega i} = T_\omega - 2T_\mu$.

Компенсация э. д. с. вращения ротора и выбор быстродействия контуров регулирования. Как показывают исследования, влияние э. д. с. вращения проявляется в ухудшении качества переходных процессов и появлении колебаний. В структурной схеме предусмотрена компенсация внутренних обратных связей по э. д. с. вращения.

Для этого через множительные элементы 4 и 5 в сигнал $u_{\alpha rg}$ введена составляющая $(\omega_s - \omega)\psi_{\beta r}$, а в сигнал $u_{\beta rg}$ — составляющая $(\omega_s - \omega)\psi_{\alpha r}$.

Ранее выполненные исследования [Л. 2 и 8] показывают, что для подавления колебаний необходимо определенное быстродействие компенсирующих связей и контуров регулирования тока по условию:

$$T_\mu \leq \frac{1}{2|\omega_s - \omega|_{max}}. \quad (9)$$

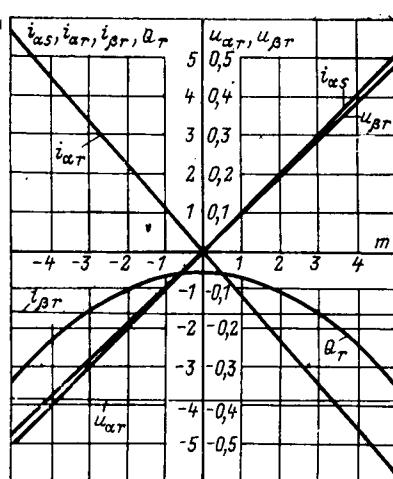


Рис. 4. Статические характеристики электропривода с АСД при $\omega = 1,3$; $i_{\beta s} = 0$.

В случае регулирования скорости в пределах $(1 \pm 0,3) \omega_s$ это условие дает $T_\mu \leq 0,005$ сек.

При использовании АСД влияние э. д. с. вращения проявляется еще и в том, что изменение задания реактивной мощности приводит к изменению момента и скорости, и наоборот. Поскольку это взаимное влияние должно быть минимальным, быстродействие контуров регулирования тока и компенсирующих связей должно быть близким к предельному. Предельный уровень быстродействия ограничивается дискретностью управления преобразователя частоты. Для преобразователей с непосредственной связью при трехфазной мостовой схеме можно принять $T_\mu = 0,002$ сек.

Что касается контура регулирования скорости, то его быстродействие (постоянная T_ω) должно выбираться с учетом требований к приводу и качества измерителя скорости, при этом, как правило, $T_\omega > 2T_\mu$.

Установившиеся и переходные режимы электропривода. Построение регулятора с учетом изложенных соображений позволяет получить достаточно высокое качество регулирования момента и реактивной мощности даже с учетом неполной управляемости АСД, обусловленной невозможностью воздействовать на основной магнитный поток машины, который не остается постоянным при ее работе.

На рис. 4 показаны статические характеристики рассматриваемого электропривода в зависимости от момента на валу двигателя. Характеристики построены для АДС с параметрами: $x_s = 0,753$; $x_r = -0,866$; $x_m = 0,66$; $r_r = 7,2 \cdot 10^{-4}$; $r_s = 0,4 \cdot 10^{-2}$; $H = 1000$.

Характеристики $i_{\alpha s}$, $i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$ от скорости не зависят, а характеристики $u_{\alpha r}$ и $u_{\beta r}$ построены для скорости $\omega = 1,3$.

На ЦВМ были рассчитаны переходные процессы при разгоне и торможении привода на холостом ходу, при набросе и сбросе нагрузки на установившейся скорости, при ступенчатом изменении задания по реактивной мощности АСД. Процессы рассчитаны в соответствии с (1) и (2) и структурной схемой рис. 3, где передаточные функции регуляторов тока и скорости имеют вид (7) и (8), а $T_\mu = 0,005$ сек, $T_\omega = 0,02$ сек.

Динамические показатели при $wg=0,7$, $T_\omega=0,02$ сек	Постоянная T_μ , сек		Причина переходного процесса
	0,005	0,002	
Ось β : $\Delta Q_{\text{max}} = Q_s - Q_{sg}$	0,7078	0,0905	Возмущение в оси α : $m_c = 5$ при $Q_{sg} = 0$
Ось α : $\Delta \omega_{\text{max}} = \omega - \omega_g$	0,00126	0,00019	Возмущение в оси β : $Q_{sg} = -1$ при $m_c = 0$

Расчеты и построенные кривые показали, что в электроприводе обеспечен разгон и замедление с заданным темпом, обеспечены быстрое восстановление скорости при изменении нагрузки на валу двигателя и его работа в качестве синхронного компенсатора.

В отношении качества регулирования скорости переходные процессы АСД несущественно отличаются от переходных процессов в современном электроприводе постоянного тока с системой подчиненного регулирования и последовательной коррекцией. Кроме того, было установлено, что электропривод с АСД обладает повышенной (в частности, пятикратной) перегрузочной способностью, недоступной электроприводам с двигателями постоянного тока. Вместе с тем в рассматриваемом электроприводе заложена возможность ослабления его влияния на питающую сеть, что весьма затруднительно выполнить в тиристорном электроприводе постоянного тока.

В заключение следует подчеркнуть, что уровень быстродействия системы регулирования, определяемый условием (9), действительно вполне достаточен для подавления влияния внутренних перекрестных обратных связей. Дальнейшее ослабление их влияния на качество регулирования может быть получено за счет увеличения быстродействия контуров регулирования тока, т. е. за счет уменьшения T_μ . Об этом свидетельствует анализ результатов, приведенных в таблице.

Приложение. Принятые обозначения: $[u_{\alpha s}, u_{\beta s}; i_{\alpha s}, i_{\beta s}; \psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}]$ — составляющие напряжения, тока, потокосцепления статора по осям α и β ; $u_{\alpha r}, u_{\beta r}; i_{\alpha r}, i_{\beta r}; \psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}$ — составляющие напряжения, тока, потокосцепления ротора по осям α и β ;

m_e — электромагнитный момент АСД;

m_c — момент нагрузки на валу АСД;

x_s — реактивное сопротивление обмотки статора;

x_r — реактивное сопротивление обмотки ротора;

x_m — реактивное сопротивление взаимной индукции обмоток статора и ротора;

x_s, x_r — активные сопротивления обмоток статора и ротора;

H — постоянная инерции ротора АСД и приводимого механизма;

ω — угловая скорость вращения ротора АСД;

ω_s — синхронная угловая скорость;

$$x'_r = \frac{x_r x_s - x_m^2}{x_r x_s} x_r$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970. Авт.: Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский.
2. О возможностях регулируемого электропривода с синхронным двигателем. — «Электричество», 1971, № 9. Авт.: А. М. Вейнгер, А. С. Гусев, Ю. С. Тартаковский и др.

3. Современное состояние и перспективы развития электроприводов переменного тока с преобразователями частоты с непосредственной связью. — «Электричество», 1973, № 11. Авт.: О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, В. Д. Кочетков и др.

4. Ботвинник М. М. Асинхронизированная синхронная машина. М., Госэнергоиздат, 1960.

5. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Паука», 1969.

6. Испытание асинхронизированного синхронного двигателя. — «Электричество», 1971, № 7. Авт.: Н. Н. Блоцкий, М. М. Ботвинник, Б. П. Климов и др.

7. Ботвинник М. М., Блоцкий Н. Н., Довганюк И. Я. и др. Электропривод на базе асинхронизированного синхронного двигателя. Тезисы докладов VI Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу (Баку, 17—20 октября 1972 г.). М., Информэлектро, 1972.

8. Влияние э. д. с. вращения на динамику системы регулирования скорости синхронного двигателя. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 10. Авт.: А. М. Вейнгер, А. С. Гусев, И. М. Серый, А. А. Янко-Триницкий.

[4.1.1974]



УДК 621.316.73

Улучшение коммутирующей способности контуров коммутации тока автономных инверторов высокой частоты

Канд. техн. наук КОЩЕЕВ Л. Г.

Свердловск

Большой удельный вес устройств коммутации тиристорных преобразователей постоянного тока обуславливает необходимость их совершенствования с целью повышения коммутирующей способности и надежности работы инвертора. Выпускаемые в настоящее время силовые тиристоры типа ТБ имеют минимальное время выключения 35 мксек, что позволяет создавать преобразователи с предельной частотой колебаний в несколько килогерц [Л. 1—4]. Однако в таких преобразователях повышенной частоты снижено использование тиристоров по напряжению и завышена установленная мощность контуров коммутации тока. В преобразователе повышенной частоты, выполненном на основе автономного инвертора [Л. 5], напряжение на вентилях практически равно входному и снижена зависимость от нагрузки времени, отводимого тиристорам для выключения.

На рис. 1 приведена принципиальная схема автономного инвертора напряжения с обратными неуправляемыми вентилями и коммутацией тока тиристоров искусственной длинной линией. В таком инверторе максимальное значение напряжения на вентилях практически равно входному напряжению и времени, отводимое тиристорам для выключения, почти не зависит от нагрузки. Это позволяет уменьшить амплитуду тока в цепи коммутирующего контура по отношению к максимальному значению нагрузочной составляющей тока и увеличить предельную частоту колебаний на выходе преобразователя. Он выполнен по мостовой схеме и содержит управляемые вентили B_1 — B_4 , обратные диоды D_1 — D_4 и искусственную длинную линию L_0C_0 , подключенную на выходе моста. Количество ячеек линии достаточно иметь равным пяти.

В исходном состоянии все тиристоры инвертора выключены и конденсаторы линии разряжены.

В момент времени t_1 (рис. 2) поступают импульсы тока управления на тиристоры B_1 и B_2 . При включении тиристоров B_1 , B_2 нагрузка инвертора и искусственная длинная

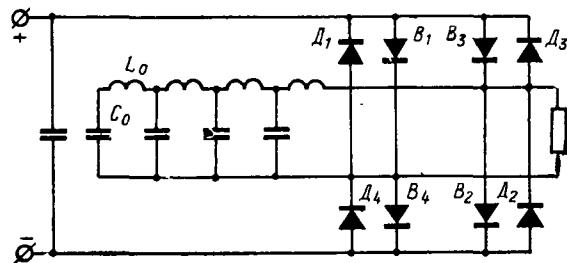


Рис. 1. Принципиальная схема автономного инвертора со встречно-параллельным соединением управляемого и неуправляемого вентиляй и коммутацией тока искусственной длинной линией.

линия подключаются к источнику питания. Ток i_{a1} через тиристоры B_1 , B_2 равен сумме токов в цепи нагрузки и линии. В момент времени t_2 ток в цепях вентиляй B_1D_1 и B_2D_2 становится равным нулю и затем из цепи тиристоров переходит в цепь диодов D_1D_2 . С этого момента начинается процесс выключения тиристоров. Для надежного их выключения параметры линии и количество ячеек выбираются таким образом, чтобы полупериод собственных колебаний тока на ее входе был больше времени выключения. Тогда в момент времени t_3 ток в цепи диодов D_1D_2 будет близким к нулю, и произойдет их выключение. Это обеспечит восстановление напряжения на вентилях B_1D_1 и B_2D_2 . Без учета паразитных колебаний, обусловленных емкостями вентиляй и монтажа, и задержки восстановления обратного сопротивления диодов напряжение на вентилях B_1D_1 и B_2D_2 в момент времени t_3 становится почти равным половине входного напряжения.

В момент времени t_4 импульсы тока управления поступают на тиристоры B_3 , B_4 . При их включении к нагрузке и искусственной длинной линии подается импульс напряжения прямоугольной формы обратной полярности. При этом процессы в схеме инвертора протекают аналогично включению тиристоров B_1 , B_2 .

Электромагнитные процессы в схеме автономного инвертора рассматриваются при допущении, что вентили обладают идеальными характеристиками. Тогда при параллельном включении на выходе инвертора нагрузки и искусственной длинной линии можно считать, что ток через его вентили равен сумме токов нагрузки и линии:

$$i = i_n + i_L. \quad (1)$$

Используя принцип наложения, процессы в нагрузке и линии можно рассматривать раздельно. При включении искусственной длинной линии к источнику постоянного напряжения ток в ее цепи в операторной форме можно представить сле-

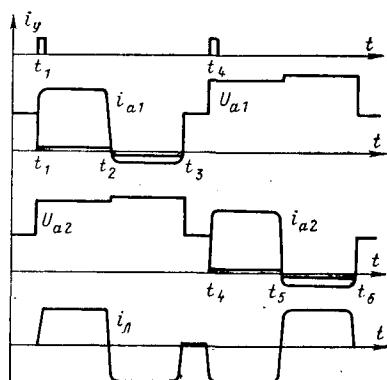


Рис. 2. Диаграммы напряжений и токов в схеме автономного инвертора с искусственной длинной линией.

i_y — импульсы тока управления; U_{a1} — напряжение на аноде вентильных групп B_1 , D_1 и B_2 , D_2 ; i_{y1} — анодный ток через тиристоры B_1 , B_2 ; i_{a1} — анодный ток через диоды D_1 , D_2 ; U_{a2} — напряжение на аноде вентильных групп B_3D_3 и B_4D_4 ; i_{y2} — анодный ток через тиристоры B_3B_4 ; i_{a2} — анодный ток через диоды D_3 , D_4 ; i_L — ток на входе коммутирующей линии.

дующей системой уравнений [Л. 6 и 7]

$$\begin{aligned} -qU &= (R + pL)I; \\ -qI &= (G + pC)U, \end{aligned} \quad (2)$$

где U — напряжение линии в операторной форме; I — ток в линии в операторной форме; L — индуктивность линии на единицу длины; C — емкость линии на единицу длины; R — сопротивление потерь в линии на единицу длины; G — проводимость утечки в линии на единицу длины; p, q — операторы.

Решение системы (2) дает следующие характеристические уравнения линии для тока и напряжения:

$$\begin{aligned} [q^2 - (R + qL)(G + pC)]U &= 0; \\ [q^2 - (R + pL)(G + pC)]I &= 0. \end{aligned} \quad (3)$$

Напряжение и ток в линии в своих выражениях имеют одинаковый множитель, отражающий по структуре волновые процессы в переходном режиме. В случае, когда длинная линия удовлетворяет условию неискажающей передачи импульсов

$$RC = GL, \quad (4)$$

решение уравнений длинной линии значительно упрощается, и при включении ее на постоянное напряжение E имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} u &= [\varphi(x - vt) + \psi(x + vt)]e^{-\delta t}; \\ i &= [\varphi(x - vt) + \psi(x + vt)]\frac{1}{\rho}e^{-\delta t}, \end{aligned} \quad (5)$$

где v — скорость распространения падающей и отраженной волн вдоль линии; δ — коэффициент затухания колебаний в линии; $\delta = R/L$; ρ — характеристическое сопротивление линии, $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Принимая во внимание, что для коммутации тока тиристоров инвертора предлагается использовать искусственную длинную линию, разомкнутую на конце, решение уравнений (5) будет иметь для тока и напряжения на входе линии следующий вид:

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{E}{\rho}e^{-\delta t}; \quad 0 < t < \frac{2l}{v}; \quad i_0 = -\frac{E}{\rho}e^{-\delta t}; \quad \frac{2l}{v} < t < \frac{4l}{v}; \\ U_0 &= E; \quad 0 < t < \frac{4l}{v} \quad \left| \begin{array}{ll} U_0 = 2E; & \frac{l}{v} < t < \frac{3l}{v}, \end{array} \right. \end{aligned} \quad (6)$$

где l — длина линии.

Из (6) следует, что ток на входе линии, разомкнутой на конце, при подключении ее к источнику постоянного напряжения через вентили инвертора имеет форму, близкую к прямоугольной, и через время, равное $2l/v$, меняет свое направление на обратное.

Если ток линии больше нагрузочной составляющей тока инвертора, то изменение направления тока в длинной линии вызывает его переход из цепи тиристоров в цепь встречных диодов, обеспечивая четкое выключение вентилей B_1-B_4 . Через время, равное $4l/v$, ток в линии становится равным нулю и происходит выключение встречных диодов и восстановление напряжения на вентильных группах $B_1D_1-B_4D_4$. Поскольку напряжение на входе длинной линии к данному моменту времени становится практически равным нулю, то можно считать, что напряжение на каждой вентильной группе инвертора без учета коммутационных перенапряжений равно половине входного напряжения и при чисто активной нагрузке не зависит от мощности, проходящей через инвертор.

При прямоугольной форме тока в цепи встречных диодов время, отводимое тиристорам для их выключения, не зависит от величины тока нагрузки, что создает благоприятные условия для увеличения предельной частоты инвертирования. Критическое значение максимальной частоты инвертирования, при котором невозможно произвольное включение тиристоров, в данном случае будет:

$$f_{kp} = \frac{1}{4\theta}, \quad (7)$$

где θ — время выключения тиристоров.

Эта частота в 1,5 раза выше, чем для инвертора напряжения со встречечно-параллельным соединением вентилей и коммутацией тока обычным колебательным контуром [Л. 8]. Отсутствие зависимости времени, отводимого тиристором для выключения, от нагрузки позволяет уменьшить амплитуду тока коммутирующей длинной линии и средний ток через тиристоры. Для данного инвертора даже при $I_{ml} = 1,4I_{mH}$ время, отводимое тиристорам для выключения, практически остается равным половине периода собственных колебаний.

Расчетные соотношения для выбора вентилей инвертора и элементов коммутирующей искусственной длинной линии получены с учетом приведенных допущений и аналогии электромагнитных процессов, происходящих в однородной и искусственной длинных линиях.

Среднее значение тока в цепи управляемых вентилей инвертора со встречечно-параллельным соединением вентилей и коммутирующей искусственной длинной линией определяется выражением:

$$I_{dy} = \frac{1}{2}(I_{mh} + I_{ml})fT_0, \quad (8)$$

где I_{mh} — максимальное значение тока нагрузки; I_{ml} — максимальное значение тока коммутирующей линии; T_0 — период собственных колебаний в линии; f — частота инвертирования.

При номинальном значении тока нагрузки и максимальной частоте инвертирования среднее значение тока в цепи тиристоров инвертора составляет 0,6 от тока на его входе. Это свидетельствует о более полном использовании тиристоров по мощности.

Среднее значение тока в цепи встречных диодов инвертора в данном случае определяется выражением:

$$I_{db} = \frac{1}{2}(I_{ml} - I_{mh})fT_0. \quad (9)$$

Максимальное значение напряжения на вентилях такого инвертора практически равно входному напряжению.

Параметры элементов одной ячейки искусственной длинной линии можно определить по заданным значениям номинальной мощности инвертора и допустимой скорости нарастания тока в цепи тиристоров в момент их включения. Исходя из этого индуктивность и емкость одной ячейки искусственной линии соответственно равны:

$$L_0 = \frac{E}{v_i k_p}; \quad C_0 = \frac{2P_{nh}}{v_i k_p E^2}, \quad (10)$$

где P_{nh} — номинальная мощность инвертора.

Количество ячеек искусственной длинной линии можно определить из соотношения:

$$n = \frac{1}{8f_m V L_0 C_0}, \quad (11)$$

где f_m — максимальная частота инвертирования.

В случае, когда количество ячеек искусственной линии по расчету получается слишком большим, то его можно уменьшить, увеличив индуктивность и емкость одной ячейки. При этом необходимо сохранить постоянным волновое сопротивление линии.

Общая емкость конденсаторов искусственной длинной линии

$$C = nC_0 = \frac{P_{nh}}{5,6f_m E^2}. \quad (12)$$

Суммарная индуктивность реакторов искусственной длинной линии

$$L = nL_0 = \frac{E^2}{11,2f_m P_{nh}}. \quad (13)$$

Несмотря на увеличение количества ячеек коммутирующей линии изменения общей емкости конденсаторов и общей индуктивности реакторов по сравнению с параметрами обычного контура коммутации C_k и L_k характеризуются соотношениями:

$$\frac{C}{C_k} = \frac{\pi}{2,8}; \quad \frac{L}{L_k} = \frac{\pi}{1,4}. \quad (14)$$

Из данного анализа следует, что общая емкость искусственной длинной линии коммутации тока только на 10% превышает емкость колебательного контура. В отношении ре-

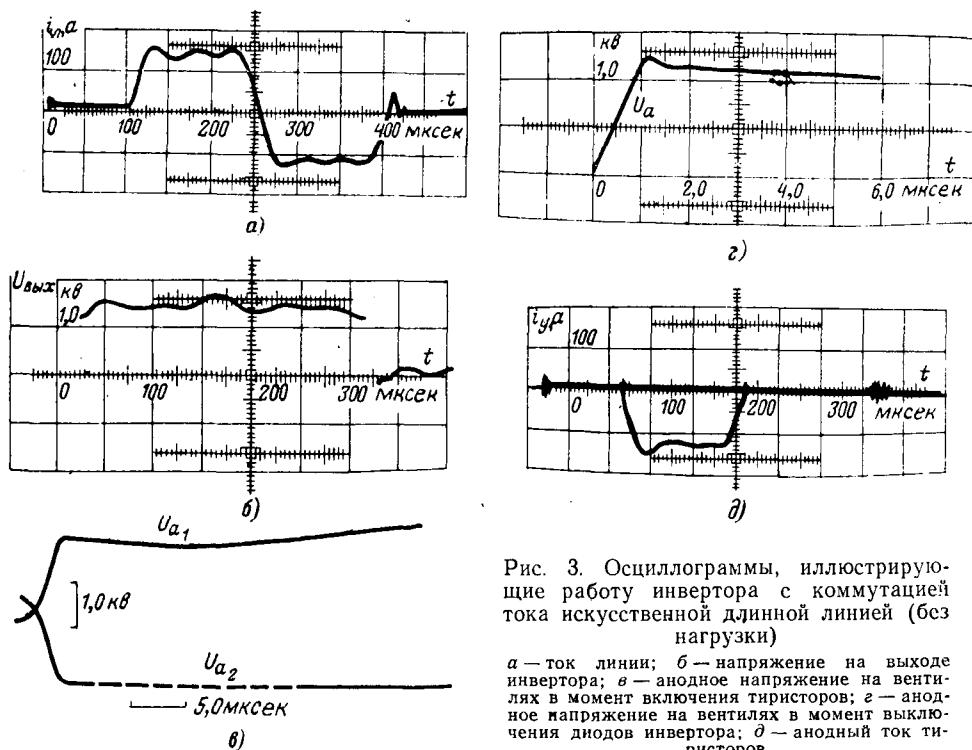


Рис. 3. Осциллографмы, иллюстрирующие работу инвертора с коммутацией тока искусственной длинной линией (без нагрузки)

а — ток линии; б — напряжение на выходе инвертора; в — анодное напряжение на вентилях в момент включения тиристоров; г — анодное напряжение на вентилях в момент выключения диодов инвертора; д — анодный ток тиристоров.

акторов искусственной длинной линии следует иметь в виду, что только один из них полностью загружен эффективным током линии, остальные имеют меньшую нагрузку.

Нагрузочная характеристика преобразователя, выполненного на основе автономного инвертора со встречно-параллельным соединением управляемого и неуправляемого вентиляй и коммутацией тока искусственной длинной линией, без учета потерь напряжения в выпрямителе и выходном трансформаторе, характеризуются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U &= 2fL_0I_H = 2f \frac{P}{v_f}; \\ \theta' &= \frac{T_0}{2} - \frac{2L_0I_H}{E}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где ΔU — снижение напряжения на выходе инвертора; θ' — время, отводимое тиристорам для выключения.

Из анализа выражений (15) можно сделать вывод, что автономный инвертор напряжения с коммутацией тока искусственной длинной линией обладает более жесткой нагрузочной характеристикой, чем автономный инвертор со встречно-параллельным соединением управляемого и неуправляемого вентиляй и коммутацией тока обычным колебательным контуром [Л. 8]. Снижение зависимости напряжения на выходе такого инвертора обусловлено увеличением скорости изменения тока в контуре коммутации и связанным с ним уменьшением зависимости длительности импульса инвертированного напряжения от тока нагрузки.

Так, например, автономный инвертор напряжения со встречно-параллельным соединением вентиляй и коммутацией тока искусственной длинной линией номинальной мощностью 250 квт при частоте инвертирования 1000 гц и скорости изменения тока в коммутирующей линии 50 а/мксек имеет наклон внешней характеристики не более 1%. Для автономного инвертора напряжения со встречно-параллельным соединением управляемого и неуправляемого вентиляй и коммутацией тока обычным колебательным контуром этот наклон составляет 8—10%.

Экспериментальные исследования автономного инвертора напряжения с коммутацией тока искусственной длинной линией проведены на опытном образце преобразователя номинальной мощностью 250 квт с частотой инвертирования 1600 гц при входном напряжении 3000 в. Инвертор преобразователя был выполнен на тиристорах ТЛ-160 8-го класса и

диодах ВЛ-200 6-го класса по схеме, приведенной на рис. 1. Каждое плечо инверторного моста содержало по шесть тиристоров, соединенных последовательно, и пять диодов, соединенных также последовательно. При этом суммарное напряжение лавинообразования последовательной цепочки диодов было выбрано на 25—30% меньше суммарного напряжения лавинообразования в прямом направлении цепочки тиристоров.

Искусственная длинная линия для коммутации тока тиристоров содержала четыре ячейки и имела волновое сопротивление 28 ом и период собственных колебаний 300 мксек. Индуктивность и емкость каждой ячейки линии равнялись 400 мкн и 0,5 мкф. В искусственной линии опытного образца преобразователя были использованы конденсаторы типа ЭМ-500-1000 с недогрузкой их по напряжению. В дальнейшем исследовалась работа инвертора с искусственной длинной линией, выполненной на конденсаторах типа ПКГИ емкостью 1 мкф и напряжением 1000 в. В каждой ячейке было установлено 18 конденсаторов, включенных последовательно-параллельно. Для ограничения скорости нарастания тока через тиристоры при аварийном режиме, вызванном опрокидыванием инвертора, на входе последнего был включен резистор индуктивностью 50 мкн.

В реальных условиях при выполнении искусственной длинной линии из четырех ячеек ток в ее цепи отличается от прямоугольной формы. Здесь, как следует из осциллографм рис. 3,а, ток линии в момент включения нарастает до максимума за 14,5 мксек при полной длительности импульса 150 мксек. Длительность импульса напряжения на выходе инвертора равна 300 мксек (рис. 3,б). В момент выключения диода импульс напряжения имеет резкий скачок. Форма анодного напряжения тиристоров близка к прямоугольной. Полное время включения последовательной цепочки тиристоров ТЛ-160 с учетом задержки включения не превышает 4 мксек (рис. 3,в).

Процесс восстановления напряжения на вентилях инвертора иллюстрируется осциллографмой рис. 3,г. Скорость восстановления анодного напряжения на вентилях в момент выключения диодов равна 3 кв/мксек. При этом средняя скорость восстановления напряжения на одном тиристоре равна 500 в/мксек при отсутствии омических-емкостных делителей напряжения в вентильных блоках. Демпфирование колебаний в момент выключения осуществляется общей RC-цепочкой.

Анодный ток тиристоров (осциллографмма рис. 3,д) имеет форму, близкую к прямоугольной, длительность импульса 150 мксек. Амплитуда импульса анодного тока с увеличением нагрузки возрастает со 110 до 190 а.

В соответствии с теорией длинных линий импульс напряжения на выходе искусственной длинной линии, разомкнутой на конце, имеет максимальное значение, в 2 раза большее входного напряжения инвертора, и длительность, равную длительности полуволны тока на входе линии. Фронт импульса напряжения на линии и, следовательно, на конденсаторах определяется параметрами одной ячейки. В рассматриваемом случае его величина равна почти 50 мксек. Импульс напряжения в конце линии сдвинут относительно момента включения тиристоров инвертора на 0,25 периода собственных колебаний.

При указанных параметрах искусственной длинной линии и номинальном режиме работы скорость нарастания тока через тиристоры в момент их включения не превышает 10 а/мксек.

В результате экспериментальных исследований опытного образца автономного инвертора со встречно-параллельным соединением управляемого и неуправляемого вентиляй и коммутацией тока искусственной длинной линией установлено, что уменьшение максимального значения тока контура коммутации

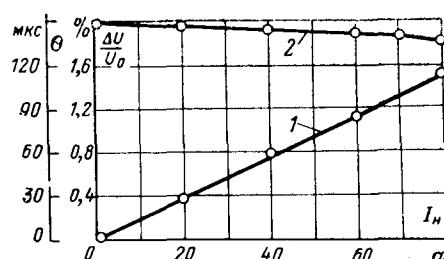


Рис. 4. Нагрузочные характеристики автономного инвертора напряжения с коммутацией тока искусственной длинной линией.

1 — эффективное снижение напряжения на выходе инвертора, отнесенное к напряжению при отсутствии нагрузки; 2 — время, отводимое для выключения.

тации не повлияло на нагрузочную способность инвертора даже при частоте инвертирования 1600 гц. Как следует из графиков рис. 4, при изменении нагрузки инвертора от нуля до номинального значения эффективное значение напряжения на выходе уменьшается на 1,5%. При этом время, отводимое тиристорам для их выключения, уменьшается на 15—20 мксек, что составляет 10—13% от его величины без нагрузки. Полученные результаты испытаний свидетельствуют о возможности увеличения частоты инвертирования до 2000 гц при допустимом значении времени выключения тиристоров 100 мксек до 5000 гц при $\theta=40$ мксек. Таким временем выключения обладают тиристоры серии ТБ. Следует отметить, что в случае коммутации тока тиристоров обычным последовательным колебательным контуром при их времени выключения 100 мксек предельная частота инвертирования не превышает 1500 гц.

При активно-индуктивной нагрузке характер процессов в линии во время работы вентилей инвертора практически не меняется. При подключении на выходе инвертора активно-индуктивной нагрузки с постоянной времени 80 мксек (индуктивность 2,6 мгн, активное сопротивление 32 ом), наличие индуктивности в нагрузке не оказывается на формах тока в линии и напряжения на выходе инвертора. Длительность импульса тока в цепи тиристора увеличивается только на 15 мксек, что составляет 5% от периода собственных колебаний тока в линии и приводит к уменьшению времени, отводимого тиристорам для выключения, только на 10% от его величины при отсутствии нагрузки. Вершина импульса анодного тока тиристора повторяет форму тока в цепи нагрузки.

При чисто активной нагрузке инвертора номинальным током, равным 0,7 амплитуды тока в линии, формы импульсов токов линии и в цепи тиристора, а также напряжения на выходе инвертора сохраняются такими же, как и при отсутствии нагрузки. Амплитуда импульса анодного тока тиристора увеличивается в 1,7 раза, при этом амплитуда импульсов тока в цепи встречного диода уменьшается в 3,5 раза. Отрицательная и положительная полуволны анодного напряжения вентилей отличаются между собой по длительности только на 10 мксек, что не превышает 3,5% и свидетельствует о слабом влиянии реактора, включенного на входе инвертора для ограничения амплитуды и скорости нарастания аварийного тока при опрокидывании инвертора на характер электромагнитных процессов.

Описанный выше автономный инвертор с коммутацией тока тиристоров искусственной длинной линией может быть использован в преобразовательных устройствах для получения колебаний высокой частоты, в импульсных модуляторах и преобразователях постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения. Рассмотренный принцип коммутации тока тиристоров можно использовать и в автономных инверторах низкой частоты с принудительной коммутацией.

Выводы. 1. Использование для коммутации искусственной длинной линии в автономных инверторах резко снижает зависимость от нагрузки времени, отводимого тиристорам для их выключения, и позволяет уменьшить ток в контуре коммутации.

2. В результате экспериментальных исследований установлено, что работоспособность инвертора с искусственной длинной линией, выполненного на обычных силовых тиристорах, не нарушается при изменении нагрузки от нуля до номинального значения и при сокращении длительности импульсов на выходе.

3. Автономные инверторы со встречно-параллельным соединением управляемого и неуправляемого вентилей и коммутацией тока искусственной длинной линией позволяют увеличить предельную частоту инвертирования в 1,5 раза по сравнению с инверторами, в которых коммутация тока осуществляется обычным последовательным колебательным контуром.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Моргун В. В., Николаев Ю. М., Писклов А. Е. Тиристорный преобразователь частоты мощностью 160 квт частотой 1,5—3,0 кец. — В кн.: Применение токов высокой частоты в электротехнике. Л., «Энергия», 1971, с. 107—108.
- Кацнельсон С. М., Аитов И. Л., Гуткин Л. И. Тиристорный преобразователь на частоту 2500 гц мощностью 100 квт. — В сб.: Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева. Труды Уфимского авиационного института, 1970, сб. 1, вып. 22, с. 52—63.
- Кацнельсон С. М., Аитов И. Л. Многомостовые тиристорные инверторы для нагрева кузнецких заготовок. — В сб.: Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева. Труды Уфимского авиационного института, 1970, сб. 1, вып. 22, с. 92—99.
- Филатов В. Н. Стабилизированные инверторные умножители частоты. Применение тиристорных преобразователей в электроэнергетике. Материалы I Всесоюзного научно-технического совещания. Стабилизированные источники питания на тиристорах. М., 1972, с. 17—22.
- Кощеев Л. Г. Автономный инвертор. А. С. № 363164 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения». Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 3. 112 с.
- Микусинский Я. Операторное исчисление. М., Изд-во иностр. лит., 1956.
- Диткин В. А., Прудников А. П. Операторное исчисление по двум переменным и его приложения. М., Физматгиз, 1958.
- Кощеев Л. Г., Третьяк Т. П. Мощные инверторы напряжения. — «Электричество», 1970, № 3, с. 61—65.

[2.4.1973]



Расчет импульсных перенапряжений в обмотках трансформаторов с учетом влияния магнитопровода

Канд. техн. наук БУНИН А. Г., инж. КОНТОРОВИЧ Л. Н.

Всесоюзный институт трансформаторостроения

Расчет на ЭВМ распределения перенапряжений в обмотках трансформаторов в настоящее время становится основным средством определения импульсных воздействий на изоляцию проектируемых высоковольтных трансформаторов.

Определение перенапряжений в реальных неоднородных обмотках со сложной схемой их соединения базируется на расчете переходного процесса в цепочечной схеме с большим числом звеньев (элементов), например по [Л. 1]. Точность определения импульсных напряжений как в методе [Л. 1], так и в других, решающим образом зависит от допущений, принимаемых при расчете параметров схемы замещения. Важнейшим среди них является принимаемое в большинстве работ предположение об отсутствии влияния ферромагнитного сердечника на перенапряжение. Это позволяет вести расчет индуктивных параметров для элементов обмоток, находящихся в воздухе, используя относительно простые формулы [Л. 2]. Существенное влияние магнитопровода на перенапряжения, особенно на потенциалы, было установлено экспериментально в ряде работ (например [Л. 3 и 4]). Согласно данным этих исследований неучет магнитопровода допустим лишь для расчета межкатушечных напряжений (градиентов) во входной зоне обмотки.

Целью данной работы является разработка метода расчета индуктивных параметров схемы замещения с учетом влияния магнитопровода, а также исследование его влияния в различных режимах. Рассмотрим методику определения собственной и взаимной индуктивности двух произвольно расположенных в окне замкнутого магнитопровода элементов i и j . Магнитное поле, обусловленное током I_j в элементе j , можно представить в виде суммы двух полей: а) поля намагничивания, все силовые линии которого полностью замыкаются по магнитопроводу, б) поля рассеяния, силовые линии которого полностью или частично проходят по воздуху в окне магнитопровода.

Полное потокосцепление i -го и j -го элементов представим в виде суммы двух соответствующих этим полям слагаемых:

$$\Phi_{ij} = \Phi_{ij\mu} + \Phi_{ijs} = (L_{ij\mu} + L_{ijs}) I_j, \quad (1)$$

где L_{ijs} — собственные ($i=j$) или взаимные ($i \neq j$) индуктивности рассеяния;

$L_{ij\mu} = w_i w_j / R_m$ — индуктивность намагничивания, определяемая числом витков w_i , w_j соответствующих элементов и магнитным сопротивлением магнитопровода R_m .

В большинстве схем испытания трансформаторов на стержне магнитопровода имеется короткозамкнутая обмотка. Покажем, что в этом случае значение индуктивности намагничивания $L_{ij\mu}$ практически не влияет на процесс перенапряжений. Действительно, эквивалентная собственная индуктивность \bar{L}_{ii} i -го элемента, учитывая влияние

короткозамкнутой обмотки, выражается соотношением:

$$\bar{L}_{ii} = L_{ii} - \frac{L_{ihs}}{L_{ihs}} = w^2_i (l_{ihs} + l_{iis}) - \frac{w^2_i w^2_h (l_{ihs} + l_{ihs})^2}{w^2_h (l_{ihs} + l_{ihs})}, \quad (2)$$

где символом l обозначены соответствующие индексам индуктивности элементов, приведенные к одному витку; индекс h относится к короткозамкнутой обмотке.

Полученное выражение запишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} \bar{L}_{ii} = w^2_i & \left[l_{iis} + l_{ihs} - \frac{l^2_{ihs}}{l_{ihs}} \left(1 - \frac{l_{ihs}}{l_{ihs}} \right)^2 \times \right. \\ & \left. \times \frac{1}{(1 + l_{ihs}/l_{ihs})} \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Собственные и взаимные индуктивности намагничивания l_{ihs} , l_{ihs} , l_{ihs} равны между собой, так как R_m не зависит от расположения элементов в окне магнитопровода. Кроме того, значения индуктивностей намагничивания практически всегда на несколько порядков больше соответствующих значений индуктивностей рассеяния.

Учитывая это, разложим последнюю дробь в выражении (3) по степеням (l_{ihs}/l_{ihs}) . Отбрасывая члены порядка $(l_{ihs}/l_{ihs})^2$, $(l_{ihs}/l_{ihs})^3$ и выше, получаем:

$$\bar{L}_{ii} \approx w^2_i (l_{iis} + l_{ihs} - 2l_{ihs}). \quad (4)$$

Аналогично можно показать, что

$$\bar{L}_{ij} \approx w_i w_j l_{ijs} + l_{ihs} - l_{ihs} - l. \quad (5)$$

Как видно из этих формул, эквивалентные индуктивные параметры элементов при наличии короткозамкнутой обмотки практически не зависят от индуктивностей намагничивания, а определяются полем рассеяния в окне магнитопровода.

То же относится и к случаю, когда короткозамкнутая обмотка отсутствует, но нейтраль испытываемой обмотки заземлена. При этом суммарные по обмотке ампер-витки токов свободных колебаний практически равны нулю, как и в ранее рассмотренном случае. В обмотке с изолированной нейтралью суммарные ампер-витки 1-й гармоники колебаний не равны нулю, вследствие чего магнитный поток этой гармоники замыкается в основном по магнитопроводу. В этом случае точность расчета перенапряжений в значительной мере определяется точностью расчета индуктивностей намагничивания $L_{ij\mu}$. Определение $L_{ij\mu}$ требует учета вихревых токов в пластинах магнитопровода, что резко усложняет расчет перенапряжений. Поэтому режим изолированной нейтрали при отсутствии короткозамкнутых обмоток (встречающийся на практике крайне редко) в данной работе не рассматривается.

Влиянием вихревых токов в стали на поле рассеяния и, следовательно, на величину эквивалентной индуктивности L_{ij} можно пренебречь. Это вытекает из следующих соображений. Согласно [Л. 5] действие вихревых токов в первом приближении можно эквивалентировать снижением магнитной проницаемости стали μ_c . Для применяемых в трансформаторах марок и толщин стали при частотах, соответствующих перенапряжениям, эквивалентное значение относительной магнитной проницаемости лежит в пределах 50—200 [Л. 5]. Изменение магнитной проницаемости в таких пределах мало влияет на индуктивность короткого замыкания L_{ij} .

Определим индуктивности рассеяния L_{ijs} из расчета поля в окне магнитопровода. В области обмоток магнитное поле близко к плоскомеридианному, поэтому в расчетной модели обычно заменяют стержень магнитопровода цилиндром кругового сечения, второй стержень или бак — цилиндром бесконечно большого наружного радиуса, ярма — ферромагнитными плоскостями. Однако применительно к расчету собственных и взаимных индуктивностей элементов (катушек, пар катушек), высота которых мала по сравнению с высотой окна магнитопровода, такой подход не целесообразен, так как решение выражается рядом Фурье, обладающим в этом случае чрезвычайно медленной сходимостью. С другой стороны, ярма и соседние стержни в случае равенства нулю суммарных ампер-витков практически не влияют на процесс перенапряжений. Так, расщихтовка верхнего ярма магнитопровода в эксперименте почти не изменяет осциллограмм напряжений. Отсутствие влияния ярм на перенапряжение позволяет предположить что искусственное удлинение стержня в обе стороны от торцов обмоток на любой размер (теоретически вплоть до бесконечности) не изменит переходного процесса.

На основе этих соображений расчетную схему для определения собственных и взаимных индуктивностей рассеяния можно представить в виде двух концентрических расположенных витков прямоугольного сечения, надетых на цилиндрический стержень бесконечной длины с постоянной магнитной проницаемостью μ_c (рис. 1). Задача определения взаимных индуктивностей двух бесконечно тонких витков, расположенных непосредственно на поверхности такого стержня, рассматривалась в [Л. 6]. Определим магнитное поле тока I_j , рассматривая j -й элемент как массивный виток с по-

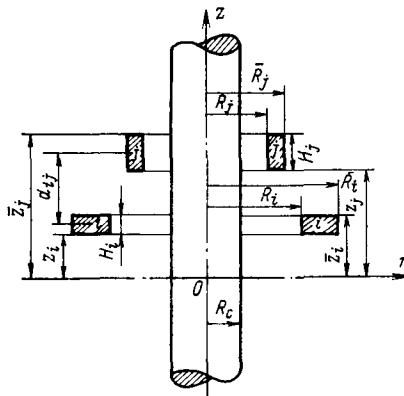


Рис. 1. Расчетная схема для определения собственных и взаимных индуктивностей рассеяния.

стоянной по сечению плотностью тока. Введем цилиндрическую систему координат (r, z, φ) .

В силу симметрии поля по φ плотность тока δ и векторный потенциал \vec{A} имеют лишь одну составляющую $\delta_\varphi(r, z)$ и $A_\varphi(r, z)$ (индекс φ в дальнейшем опускаем). Плоскомеридианное магнитное поле описывается следующим уравнением:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \frac{1}{r^2} \right) A(r, z) + \frac{\partial^2}{\partial z^2} A(r, z) = -\mu_0 \delta(r, z). \quad (6)$$

Используя условия непрерывности касательной составляющей напряженности и нормальной составляющей индукции на поверхности стержня (рис. 1), запишем следующие граничные условия:

$$\mu_c \frac{\partial}{\partial r} [r A(r, z)]|_{r=R_c+0} = \mu_0 \frac{\partial}{\partial r} [r A(r, z)]|_{r=R_c-0}; \quad (6a)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} A(r, z)|_{r=R_c+0} = \frac{\partial}{\partial z} A(r, z)|_{r=R_c-0}. \quad (6b)$$

Для однозначного решения краевой задачи (6), (6a), (6b) необходимо добавить условия абсолютной интегрируемости функции $A(r, z)$, а также условия ограниченности и стремления к нулю на бесконечности. Решение краевой задачи (6) представим в виде:

$$A(r, z) = \begin{cases} A_0(r, z) + A_1(r, z), & 0 \leq r \leq R_c; \\ A_0(r, z) + A_2(r, z), & r > R_c. \end{cases} \quad (7)$$

Здесь $A_0(r, z)$ — векторный потенциал при отсутствии стержня [частное решение уравнения (6)]; $A_1(r, z)$; $A_2(r, z)$ — функции, удовлетворяющие однородному уравнению, полученному из (6), и обеспечивающие выполнение граничных условий (6a) и (6b).

Функции $A_1(r, z)$ и $A_2(r, z)$ будем искать в виде интегралов:

$$A_1(r, z) = \int_0^\infty [a_1(p) \cos pz + b_1(p) \sin pz] I_1(pr) dp; \quad A_2(r, z) = \int_0^\infty [a_2(p) \cos pz + b_2(p) \sin pz] K_1(pr) dp, \quad (8)$$

где $I_1(pr)$, $K_1(pr)$ — модифицированные функции Бесселя первого и второго рода.

Вид решения обусловлен тем, что подынтегральные функции в (8) являются частными решениями однородной части уравнения (6) при любых положительных p , что легко установить методом разделения переменных. Кроме того, решение (8) удовлетворяет условиям ограниченности $A_1(r, z)$ при $r \rightarrow 0$ и $A_2(r, z)$ при $r \rightarrow \infty$. Функции $a_1(p)$, $a_2(p)$, $b_1(p)$, $b_2(p)$ можно определить из граничных условий (6a) и (6b). Однако для этого необходимо функцию $A_0(r, z)$ представить в таком же виде, как и функции $A_1(r, z)$ и $A_2(r, z)$, т. е. в виде интеграла Фурье. В приложении показано, что при $r < R_c$ имеет место формула:

$$A_0(r, z) = \int_0^\infty [a_0(p) \cos pz + b_0(p) \sin pz] I_1(pr) dp. \quad (9)$$

Функции $a_0(p)$ и $b_0(p)$ определяются формулами (П-6) приложения. Подставим (8), (9) в (6a),

(66). Получим систему линейных алгебраических уравнений, решая которую, найдем:

$$\left. \begin{aligned} a_1(p) &= a_0(p) \frac{(\mu_c - \mu_0) I_0(pR_c) K_1(pR_c)}{D(p)}, \\ a_2(p) &= a_0(p) \frac{(\mu_c - \mu_0) I_0(pR_c) I_1(pR_c)}{D(p)}, \\ b_1(p) &= b_0(p) \frac{(\mu_c - \mu_0) I_0(pR_c) K_1(pR_c)}{D(p)}, \\ b_2(p) &= b_0(p) \frac{(\mu_c - \mu_0) I_0(pR_c) I_1(pR_c)}{D(p)}, \\ D(p) &= \mu_c I_1(pR_c) K_0(pR_c) + \\ &+ \mu_0 I_0(pR_c) K_1(pR_c). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Полученные формулы совместно с (П-6), (8), (7) дают решение краевой задачи (6), т. е. определяют векторный потенциал магнитного поля j -го витка. Воспользовавшись теоремой Стокса, определим поток $\Phi(r, z)$, пронизывающий круговой контур радиуса r , имеющий осевую координату z :

$$\begin{aligned} \Phi(r, z) &= 2\pi r [A_0(r, z) + A_2(r, z)] = \\ &= \Phi_0(r, z) + 2\pi r A_2(r, z), \end{aligned} \quad (11)$$

где $\Phi_0(r, z)$ — поток при отсутствии сердечника. Индуктивность L_{ijs} определяется выражением:

$$L_{ijs} = \frac{\psi_{ijs}}{J_j} = \frac{w_i w_j}{J_j H_i (\bar{R}_i - R_i)} \int_{\bar{R}_i}^{\bar{R}_j} \int_{z_i}^{z_j} \Phi(r, z) dr dz. \quad (12)$$

Производя интегрирование в (12) с учетом (11), (10), (8), (П-6), окончательно получим:

$$\begin{aligned} L_{ijs} &= L_{ijs} + 2w_i w_j (1-v) \mu_0 R_c \times \\ &\times \int_0^\infty \frac{I_0(pR_c) I_1(pR_c) F(p)}{v + (1-v) I_1(pR_c) K_0(pR_c)} pR_c dp, \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} F(p) &= \frac{1}{p} \left[\frac{1}{p(\bar{R}_i - R_i)} \int_{pR_i}^{p\bar{R}_i} x K_1(x) dx \right] \frac{2}{pH_i} \times \\ &\times \sin \left(\frac{pH_i}{2} \right) \left[\frac{1}{p(\bar{R}_j - R_i)} \int_{pR_j}^{p\bar{R}_j} x K_1(x) dx \right] \frac{2}{pH_j} \times \\ &\times \sin \left(\frac{pH_j}{2} \right) \cos (pd_{ij}); \end{aligned} \quad (13a)$$

L_{ijs} — индуктивность элементов i и j без сердечника; d_{ij} — расстояние между центрами i -го и j -го элементов (рис. 1); $v = \mu_0/\mu_c$.

На основе формул (13), (13a) была составлена программа для ЦВМ «Минск-22» расчета матрицы индуктивных параметров многообмоточного трансформатора. Для вычисления несобственного интеграла в (13) использован метод наивысшей алгебраической точности типа Гаусса [Л. 7], требующий, как показали расчеты, наименьших затрат машинного времени при заданной точности по сравнению с другими численными методами (Симпсона, Ньютона-Котеса, косинус-преобразования Фурье, метода экспоненциальной весовой функции [Л. 7]. Верхний предел интегрирования принят равным $pR_c =$

Таблица 1

Номер гармоники	Собственные частоты ω , $\frac{\text{рад}}{\text{мксек}}$, модели ЭК-1					
	Без магнитопровода		С магнитопроводом			
	Расчет	Опыт	Расчет		Опыт	
			$\mu=5$	$\mu=50$	$\mu=1000$	
1	0,513	0,483	0,395	0,285	0,252	0,264
2	1,05	1,05	0,88	0,748	0,71	0,785
3	1,64	1,57	1,47	1,35	1,32	1,5
4	2,267	2,2	2,1	1,99	1,96	2,2
5	2,72	2,82	2,66	2,61	2,59	2,82

= 10, число узлов интерполирования в формуле Гаусса — 32. При этом относительная погрешность интегрирования для реальных размеров элементов не превышает 10^{-5} . Специальные функции и интегралы от них (13а) определялись по формулам [Л. 8]. Расчет индуктивностей элементов обмоток без стержня L_{ijs} производится специальной подпрограммой, использующей формулы [Л. 2] для катушек прямоугольного сечения. К вычисленным по (13) индуктивностям рассеяния прибавляются индуктивности намагничивания $L_{ijs} = w_i w_j / R_m$. Полученная матрица записывается на магнитную ленту и используется затем при расчете переходного процесса по программам, описанным в [Л. 1]. Максимальный порядок матрицы индуктивностей — 60, время расчета такой матрицы на ЦВМ «Минск-22» — 30 мин, язык программирования — Алгол-60».

Ниже в качестве примеров приведены результаты измерения и расчета перенапряжений с учетом и без учета магнитопровода для следующих трех объектов:

1. Модель ЭК-1 двухобмоточного трансформатора класса 110 кВ с однородной обмоткой ВН непрерывного типа¹.

2. Двухобмоточный трансформатор класса 220 кВ типа ТЦ-125000/220 с резко неоднородной обмоткой ВН непрерывного типа (регулировочные катушки с уменьшенным числом витков, градация каналов и дополнительное емкостное кольцо во входной зоне).

3. Двухобмоточный трансформатор класса 400 кВ типа ТДЦ-125000/400 с обмоткой ВН переплетенного типа.

Расчет и эксперимент для всех объектов проводились по схеме с заземленной нейтралью обмотки ВН и короткозамкнутой обмоткой НН. В качестве расчетного элемента схемы замещения принималась катушка в непрерывной обмотке и пара катушек в переплетенной. Как показали проведенные расчеты, переходный процесс не зависит от значения индуктивности намагничивания, если последняя превышает соответствующее значение индуктивности рассеяния более чем на порядок. Такой же характер зависимости от μ , вводимой в расчет индуктивностей рассеяния: увеличение относительной проницаемости μ_c/μ_0 выше 50 очень слабо оказывается на перенапряжениях.

¹ Измерения на этой модели проводились сотрудниками ВЭИ под руководством Лоханина А. К.

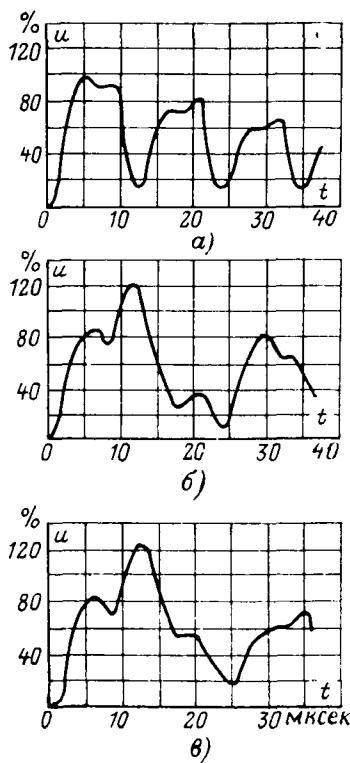


Рис. 2. Осциллограммы напряжения 22-й катушки ($\frac{1}{4}$ часть обмотки) относительно земли в модели ЭК-1.

Полный грозовой импульс 1,5/40 мкsec.

a — расчет без учета магнитопровода; *b* — расчет с учетом магнитопровода; *c* — опыт.

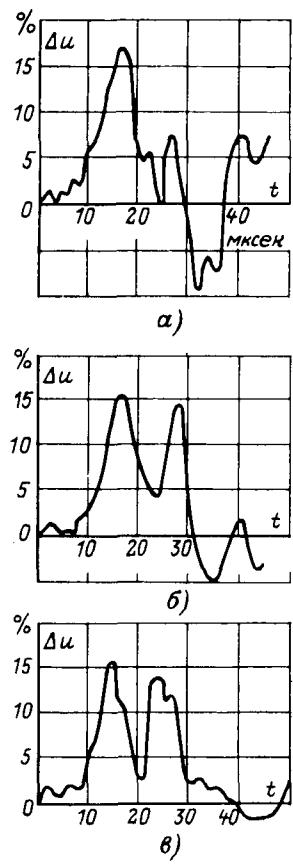


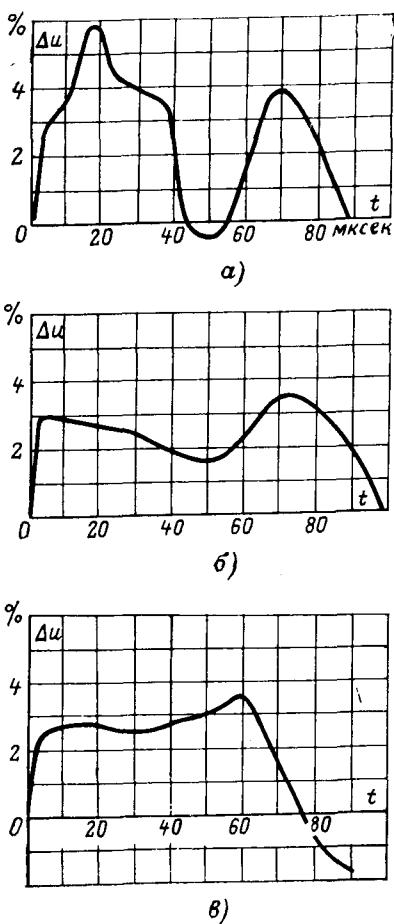
Рис. 3. Осциллограммы градиента на регулировочном разрыве трансформатора типа ТЦ-125000/220 в положении переключателя «минимум».

Полный грозовой импульс 1,5/40 мкsec. *a* — расчет без учета магнитопровода; *b* — расчет с учетом магнитопровода; *c* — опыт.

Часть результатов расчета перенапряжений в указанных выше объектах представлена в табл. 1—3 и на рис. 2—4. Как видно из табл. 1 и 3, наибольшее влияние стержень оказывает на частоту 1-й гармоники собственных колебаний, с ростом номера гармоники это влияние ослабляется. В трансформаторе типа ТЦ-125000/220 влияние стержня на собственные частоты обмотки ВН проявляется в меньшей мере, чем в модели ЭК-1, из-за большей относительной удаленности обмотки

Рис. 4. Осциллограммы градиента на 26-й паре катушек (у нейтрали) в обмотке ВН трансформатора ТДЦ-125000/400. Полный грозовой импульс 1,5/40 мкsec. *a* — расчет без учета магнитопровода; *b* — расчет с учетом магнитопровода; *c* — опыт для градиента на 20-й паре катушек.

Резкое изменение осциллографм напряжений при учете влияния сердечника магнитопровода проявляется также в случае, когда один из концов обмотки изолирован или соединен с другой обмоткой. Так, например, расчет напряжений на регулировочной обмотке опытного трансформатора 500 квт, расположенной у стержня и включенной в нейтраль испытуемой обмотки, показал, что амплитуда основной гармоники напряжения изменилась за счет учета влияния магнитопровода с 2,5 до 6,5%, а период колебаний — с 18 до 23 мкsec. При этом максимальное значение напряжения увеличилось с 10 до 17,5% (измеренное значение 18%). Главной причиной такого резкого увеличения является в этом случае значительное изменение квазистационарной составляющей напряжения на регулировочной обмотке.



от стержня. Следует отметить незначительное влияние стержня на распределение амплитуд всех гармонических составляющих вдоль обмотки. Так, для модели ЭК-1 наибольшее относительное изменение амплитуды 1-й гармоники составило 15% (на краях обмотки), в то время как частота этой гармоники изменилась вдвое.

Данные табл. 2 и осциллографмы перенапряжений в характерных точках обмоток ВН (рис. 2—4) указывают на то, что расчет без учета стержня приводит к существенным погрешностям в амплитуде и, особенно, форме напряжений. Это относится, в первую очередь, к потенциалам, а также к градиентам в глубине обмотки и у нейтрали. Использование предложенного в данной работе метода учета влияния магнитопровода позволяет, как показывают приведенные данные, значительно по-

Таблица 2

Участок	Значения перенапряжений, %, в модели ЭК-1					
	Без магнитопровода		С магнитопроводом			
	Расчет	Опыт	μ=5	μ=50	μ=1000	Опыт
12-0	102	106	111	121	118	125
22-0	106	106	111	104	103	115
36-0	83	84	83	68,8	63	66
A-2	15,7	16,5	—	17,7	18	19,2
22-24	15,7	15	—	13,1	12,8	13,2
46-48	18,6	19	—	13,2	11,9	14,3

Таблица 3

Номер гармоники	Собственные частоты ω , $\frac{\text{рад}}{\text{мкsec}}$ трансформатора ТЦ-125000/220			
	Обмотка ВН		Обмотка НН	
	Расчет с учетом магнитопровода	Расчет без учета магнитопровода	Расчет с учетом магнитопровода	Расчет без учета магнитопровода
1	0,1549	0,1963	1,213	1,589
2	0,3081	0,3291	2,394	3,1
3	0,3475	0,3542	3,467	4,398
4	0,4597	0,4669	—	—
5	0,5559	0,5582	—	—

высить точность расчета как в отношении амплитуды, так и формы перенапряжений. Относительная погрешность в определении максимальных значений напряжений и собственных частот обмоток для всех трех объектов не превышает 10%, т. е. находится на уровне точности измерений.

Предложенная методика расчета индуктивных параметров может быть использована также для расчета рабочих режимов трансформаторов, например для определения сопротивления короткого замыкания обмоток и их частей [формула (4)].

Приложение. Вывод формулы (10). Решение уравнения (6) будем искать в виде преобразования Фурье некоторой абсолютно интегрируемой по p функции $\hat{A}_0(r, p)$, т. е.

$$\hat{A}_0(r, z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{A}_0(r, p) e^{ipz} dp, \quad (\text{П-1})$$

где i — мнимая единица.

Подставляя (П-1) в (6), получим следующую краевую задачу для $\hat{A}_0(r, p)$:

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} - \left(p^2 + \frac{1}{r^2} \right) \right] \hat{A}_0(r, p) = -\mu_0 \hat{\delta}(r, p), \quad (\text{П-2})$$

$$|\hat{A}_0(0, p)| < \infty; \hat{A}_0(r, p) \rightarrow 0 \text{ при } r \rightarrow \infty, \quad (\text{П-2a})$$

где $\hat{\delta}(r, p)$ — преобразование Фурье от плотности тока j -го элемента.

Так как плотность тока принята неизменной по сечению элемента, то

$$\begin{aligned} \hat{\delta}(r, p) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(r, z) e^{-ipz} dz = \\ &= \begin{cases} 0, & r \leq R_j; r > \bar{R}_j; \\ \frac{J_j(S_j + iC_j)}{\sqrt{2\pi}H_j(\bar{R}_j - R_j)}, & R_j \leq r \leq \bar{R}_j, \end{cases} \quad (\text{П-3}) \end{aligned}$$

где

$$S_j = \frac{1}{p} (\sin p\bar{z}_j - \sin pz_j); \quad C_j = \frac{1}{p} (\cos p\bar{z}_j - \cos pz_j).$$

Используя метод функции Грина, решение уравнения (П-2) можно представить в виде [Л. 9]:

$$\hat{A}_0(r, p) = -\mu_0 \int_0^{\infty} G(r, x) \hat{\delta}(r, x) dx. \quad (\text{П-4})$$

Зная частные решения однородной части уравнения (П-2) — $I_1(|p|r)$ и $K_1(|p|r)$, удовлетворяющие краевым условиям (П-2a), можно найти функцию Грина $G(r, x)$, используя общие правила ее построения [Л. 9].

$$G(r, x) = \frac{1}{W(x)} \begin{cases} I_1(|p|r) K_1(|p|x), & r \leq x; \\ I_1(|p|x) K_1(|p|r), & r > x, \end{cases} \quad (\text{П-5})$$

где

$$W(x) = I_1(|p|x) \frac{d}{dx} K_1(|p|x) - K_1(|p|x) \frac{d}{dx} I_1(|p|x).$$

Воспользовавшись известными [Л. 10] соотношениями для модифицированных функций Бесселя:

$$a) \frac{d}{dx} I_1(px) = pI_0(px) - \frac{1}{x} I_1(px);$$

$$b) \frac{d}{dx} K_1(px) = -pK_0(px) - \frac{1}{x} K_1(px);$$

$$v) K_1(px) I_0(px) + K_0(px) I_1(px) = \frac{1}{px},$$

получим

$$W(x) = -\frac{1}{x}.$$

Подставляя с учетом последнего выражения (П-5) и (П-3) в (П-4) и интегрируя для области $r < R_j$, получим формулу (10), где

$$\left. \begin{aligned} a_0(p) &= \frac{J_j \mu_0}{\pi H_j (\bar{R}_j - R_j)} \frac{\sin p\bar{z}_j - \sin pz_j}{p} \int_{R_j}^{\bar{R}_j} x K_1(px) dx, \\ b_0(p) &= \frac{-J_j \mu_0}{\pi H_j (\bar{R}_j - R_j)} \frac{\cos p\bar{z}_j - \cos pz_j}{p} \int_{R_j}^{\bar{R}_j} x K_1(px) dx. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-6})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бахвалов Ю. А., Бунин А. Г., Конторович Л. Н. Расчет импульсных воздействий на главную и продольную изоляцию высоковольтных трансформаторов по многоэлементным схемам замещения. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 12.
2. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. М., «Энергия», 1970.
3. Лизунов С. Д. Импульсные перенапряжения в высоковольтных трансформаторах. М., ВНИИЭМ, 1965.
4. Лоханин А. К. Вопросы расчета перенапряжений в катушечных обмотках трансформаторов. Диссертация. ВЭИ, 1966.
5. Карабев В. А., Марголин А. Д. Поведение трансформаторной стали при процессах перенапряжений. — ЖТФ. 1937, вып. 8, т. VII.
6. Лебедев Н. Н. Коэффициент взаимоиндукции между витками, надетыми на круглый сердечник с магнитной проницаемостью μ . — ЖТФ, 1936, вып. 3, т. VI.
7. Крылов В. И., Шульгина Л. Т. Справочная книга по численному интегрированию. М., «Наука», 1966.
8. Kuster A. Berechnung von Bessel—und verwandten Funktionen mit Digitalrechnern. — «Brown Boveri Mitteilungen», 1961, Mai/Juni, S. 296—301.
9. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М., «Наука», 1973.
10. Бейтмен Г., Эрдейн А. Высшие трансцендентные функции (функции Бесселя, функции параболического цилиндра, ортогональные многочлены). М., «Наука», 1967.

[6.8.1974]



Формы волн при срезе напряжения

Канд. техн. наук БАЗУТКИН В. В., канд. техн. наук ЖАКОВ Е. М., инж. БАБУНАШВИЛИ З. В.
Московский энергетический институт

С ростом номинальных напряжений силовых трансформаторов и реакторов все более остро встает проблема определения соответствия норм испытаний изоляции реальным эксплуатационным воздействиям. В настоящее время в программу импульсных испытаний изоляции трансформаторов (ГОСТ 1516-73) входит испытание срезанным грозовым импульсом, амплитуда которого для классов напряжения 110—750 кв*, на 5,5—11,1% превышает амплитуду полного импульса. Нормируется схема испытания, размеры петли среза и форма испытательной волны. Напряжения на продольной изоляции обмотки, возникающие при испытаниях, определяются в основном тремя характерными величинами — напряжением среза U_0 , коэффициентом перехода через нуль K_0 (отношение амплитуды первой отрицательной полуволны колебаний к U_0) и периодом колебаний после среза.

Группой сотрудников кафедры ТВН МЭИ в течение ряда лет с помощью синхронографа проводились измерения напряжений на трансформаторах, установленных на подстанциях 110—750 кв, при возникновении срезов напряжения.

Удаленность от трансформатора точки, в которой произошло перекрытие изоляции, почти однозначно определяет частоту переходного процесса. Нормированной схеме испытаний наиболее соответствует срез напряжения на трансформаторном присоединении. В цепь среза в зависимости от номинального напряжения подстанции, кроме самого трансформатора, могут входить групповой разъединитель и разрядник. Имея в виду возможность среза напряжения на этих аппаратах, можно сказать следующее:

1. Трансформаторы, автотрансформаторы и реакторы на подстанциях могут подвергаться воздействию срезанных волн с большими значениями K_0 вплоть до $K_0 > 1$ в случаях, когда срез происходит при несрабатывании вентильного разрядника (рис. 1, а). Если исключить из рассмотрения случаи отступления от нормальных схем грозозащиты, то это возможно только при наличии ослабленной изоляции. При этом напряжение в момент среза не превышает разрядного напряжения искрового про-

* Испытательные напряжения для класса 750 кв по данным ВЭИ.

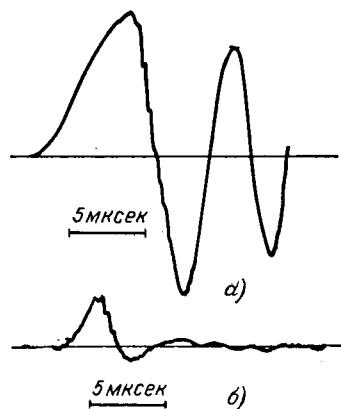


Рис. 1. Напряжение на вводе автотрансформатора 500 кв при срезе напряжения на расстоянии $l_{ср} = 140$ м от ввода.
а — разрядник не срабатывает;
б — при сработавшем разряднике.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

межутка разрядника, которое значительно меньше амплитуды срезанной испытательной волны U_0 .

2. Срез напряжения может произойти на изоляции одного из аппаратов трансформаторного присоединения. На подстанциях сверхвысоких напряжений (330 кв и выше) ближайшим к трансформатору аппаратом является разрядник. Остальные аппараты, как правило, удалены на значительное (50—70 м и более) расстояние. Только при срезе на самом разряднике (чрезвычайно редкий случай) размеры петли среза примерно соответствуют нормированным при испытаниях по ГОСТ 1516-73, в остальных случаях они значительно больше. Соответственно увеличивается период колебаний после среза. Так, если на подстанции 110 кв период колебаний после среза T_k изменялся от 2,5 до 3,5 мксек при изменении расстояния от трансформатора до точки среза $l_{ср}$ от 40 до 100 м, то для подстанции 500 кв T_k изменялся от 2,9 до 6,3 мксек ($l_{ср} = 35—140$ м), а для подстанции 750 кв $T_k = 4,4—8,7$ мксек при $l_{ср} = 46—200$ м.

3. Разрядник, установленный вблизи трансформатора, в сильной мере демпфирует колебания, если срез происходит при его срабатывании (рис. 1, б). Коэффициент K_0 превышает 0,3 только при относительно небольших токах через разрядник и соответственно при амплитудах срезанного импульса значительно меньших, чем остающееся напряжение разрядника при токе координации.

Нормированное время среза при испытаниях внутренней изоляции (от 2 до 3 мксек) относительно мало. При больших временах среза в эксплуатационных условиях могут соответственно увеличиваться напряжения на продольной изоляции. Можно, по-видимому, считать, что некоторое увеличение амплитуды испытательного импульса по сравнению с возможным воздействием в какой-то мере компенсирует уменьшение времени среза, и таким образом испытания срезанным импульсом (при $K_0 = 0,3$) для трансформаторов сверхвысокого напряжения соответствуют воздействиям при грозовых повреждениях изоляции на трансформаторных присоединениях.

Перекрытие изоляции может произойти как на трансформаторном присоединении, так и в других точках подстанции или на отходящей линии. В частности, в практике эксплуатации можно отметить случаи неудаленных коротких замыканий, о частоте возникновения которых дает представление табл. 1, заимствованная из [Л. 1]. Данные таблицы относятся к одному году эксплуатации.

Волновое сопротивление обмотки трансформатора более чем на порядок превышает волновое сопротивление линий. Поэтому при близких срезах влиянием трансформатора на саморазряд линии можно пренебречь, и процесс саморазряда протекает аналогично процессу в простом колебательном контуре (рис. 1, а). При срезе напряжения на линии на расстоянии до 30 км от трансформатора частоты саморазряда линии приближаются к собственным частотам колебаний обмоток трансформатора.

Таблица 1

Класс напряже- ния, кв	Особенности линии элект- ропередачи	Нормальный ре- жим		Грозовые по- ражения			Общее число ко- ротких замыка- ний на 100 к.м. n_{Σ}
		n	при вло- жении n_{BK}	n_g	при вло- жении n'	при отклю- чении n''	
110	без АПВ	1	—	1—2	0	0	2—3
	с АПВ	1	—	1	$4 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$	2,1
220	без АПВ	0,2	—	1	10^{-2}	0	1,2
	с АПВ	0,2	—	5	$5 \cdot 10^{-2}$	0	5,2
330	с АПВ	0,5	0,05	1,2	0,34	—	2,1
500	с АПВ	0,5	0,07	1	0,29	—	1,9
750	с АПВ	0	0	1	0,34	—	1,3

торов, значения которых находятся в пределах от единиц до десятков кгц [Л. 2]. Такое совпадение частот может привести к биениям напряжения переходного процесса на линии и резонансному возбуждению колебаний в обмотке трансформатора.

Была проведена серия экспериментов на реальных подстанциях различных классов напряжения. Для обеспечения возможности контроля резонансного возбуждения в качестве объектов были использованы автотрансформаторы, к выводам СН которых присоединялся осциллограф. В качестве линии, на которой производился срез напряжения, использовалась искусственная линия. На рис. 2 представлены осцилограммы напряжения на вводах ВН и СН автотрансформатора при расстоянии от него до места среза, близком к «резонансному». На рис. 3 приведены зависимости максимальных потенциалов на вводах СН автотрансформаторов от удаленности точки среза напряжения. Размер перенапряжений отнесен к напряжению на вводе ВН, соответствующему моменту среза. Предполагается, что срез происходит в момент достижения амплитуды фазного напряжения.

Ввиду того, что переходный процесс имеет ярко выраженный колебательный характер, амплитуда

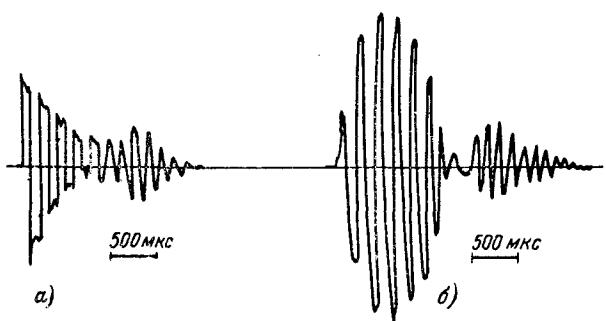


Рис. 2. Напряжение на автотрансформаторе 500/220 кв при расстоянии между ним и местом среза напряжения l_{cr} , близком к «резонансному».

а — на вводе 500 кв; б — на вводе 220 кв.

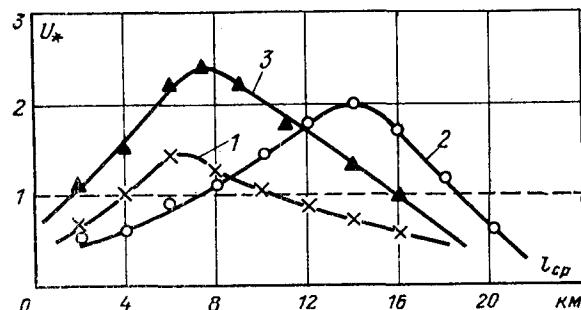


Рис. 3. Зависимость максимальных потенциалов на вводе СН автотрансформаторов от расстояния между ними и местом среза напряжения.

1 — линия 220 кв, автотрансформатор типа АОДТТ-40000/220; 2 — 500 кв, АОЦТН-135000/500; 3 — 750 кв, АОЦТН-417000/750. Значения напряже-
ний отнесены к напряжению на вводе ВН трансформатора, соответ-
ствующему моменту среза.

колебаний в обмотке существенно зависит от затухания, обусловленного многими факторами, из которых необходимо указать следующие:

1. Добротность контура, возбуждающего колебания в обмотке, т. е. того участка линии, за которым произошло перекрытие изоляции. Затухание в этом контуре вызвано сопротивлениями проводов, земли и заземленных грозозащитных тросов.

В табл. 2 представлены расчетные значения логарифмического декремента затухания α и частоты колебания f при срезе напряжения в линии. В расчетах была учтена зависимость параметров линий

Таблица 2

l_{cr} , км	f , кгц	Напряжение линии, кв							
		110		220		500		750	
		C-50		C-70		C-70		ACГТ-95/15	
		50	1000	500	1000	50	1000	500	1000
2	35	0,0065	0,0078	0,006	0,0075	0,0052	0,0068	0,0043	0,0048
6	11,7	0,0024	0,0035	0,0023	0,0032	0,0021	0,0027	0,0018	0,0022
10	7	0,0016	0,0025	0,0014	0,0022	0,0012	0,0017	0,0011	0,0013
14	5	0,0013	0,0018	0,0012	0,0015	0,001	0,0013	0,0008	0,001
18	3,9	0,001	0,0016	0,0009	0,0012	0,0008	0,001	0,0006	0,0008
22	3,18	0,0009	0,0013	0,0008	0,001	0,0007	0,0009	0,0005	0,00069
26	2,7	0,0008	0,001	0,0007	0,0009	0,0006	0,00075	0,00045	0,00058
30	2,34	0,0007	0,0095	0,00065	0,0008	0,00055	0,00065	0,0004	0,0005

от частоты; согласно [Л. 3—6] значения α вычислены без учета короны и влияния трансформатора. Как следует из табл. 2, при наличии троса с проводами типа АСГТ-95/15 наблюдается наименьшее затухание свободных колебаний.

Опыты, проведенные на реальной линии 110 кв при расстояниях 3; 15 и 18 км от трансформатора до места среза дали значения декремента затухания соответственно 0,0035; 0,001 и 0,0008 1/мкsec, т. е. несколько меньшие, чем расчетные значения, приведенные в табл. 2. В искусственных линиях значения декремента затухания для линии 220 кв при изменении расстояния до места среза от 2 до 20 км менялись в пределах от 0,0055 до 0,0007, для линии 500 кв — от 0,0048 до 0,0006, а для линии 750 кв — от 0,004 до 0,0005.

2. Активные потери в трансформаторе. Эксперименты показывают, что при вытеснении магнитного потока из магнитопровода трансформатора (замкнутая накоротко вторичная обмотка) эти потери обусловлены в основном активными потерями в обмотке, которые зависят от частоты по степенному закону. Показатель степени для частот, близких к собственным частотам обмоток трансформаторов (5—30 кгц) находится в пределах 1,05—1,2 и определяется в основном конструкцией обмотки. Анализ колебаний в линии при неудаленных коротких замыканиях (срезах напряжения) показывает, что колебательные волны по длительности воздействия близки к испытательным коммутационным импульсам напряжения [Л. 2].

На Московском электрозваводе им. Куйбышева испытание коммутационными импульсами принято в качестве типовых для вновь конструируемых трансформаторов и шунтирующих реакторов 220 кв и выше [Л. 7].

На рис. 4 показаны изменения во времени максимальных потенциалов ввода СН обмотки при воздействии коммутационного импульса и колебательной затухающей волны. Амплитуда колебательной волны на вводе обмотки принята равной амплитуде фазного напряжения. За базисную величину принято напряжение на вводе СН обмотки трансформатора при воздействии коммутационного импульса [Л. 7]. Как видно из рис. 4, в зависимости от конструкции, класса напряжения и мощности трансформаторов, при резонансе огибающая максимальных потенциалов может значительно превышать напряжение при испытании коммутационным импульсом.

Ход кривых на рис. 3 и 4 показывает, что зона линии, в которой возникновение среза напряжения может привести к опасным повышениям напряжения в обмотке силовых трансформаторов, находится в пределах 2—7 км. На резонансные перенапряжения в обмотке трансформаторов существенное влияние оказывает срабатывание разрядника и наличие отходящих от подстанции линий. В этих

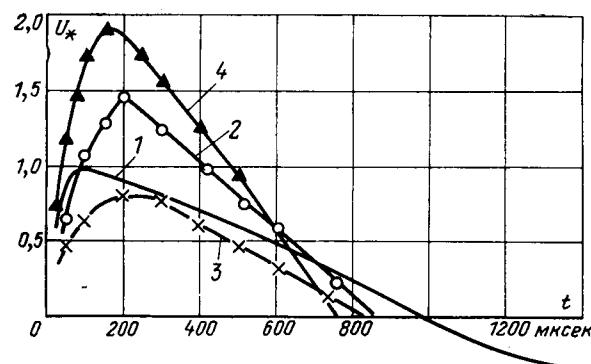


Рис. 4. Изменение во времени потенциала ввода СН автотрансформатора при воздействии нормированного коммутационного испытательного импульса и колебательных импульсов, возникающих при срезе напряжения на расстоянии, соответствующем резонансным условиям.

1 — коммутационный импульс; 2 — АОДЦН-135000/500;
3 — АОДЦГ 40000/220; 4 — АОДЦН 417000/750.

случаях нелинейное сопротивление разрядника или волновое сопротивление линии демпфируют колебания в линии, и тем самым значительно снижают возбуждение колебаний в обмотке. Перенапряжения резонансного характера представляют опасность в основном для трансформаторов и автотрансформаторов, работающих в тупиковом режиме.

Выводы. 1. Нормированные испытания изоляции трансформаторов срезанным грозовым импульсом адекватны только процессам при срезе напряжения на трансформаторном присоединении.

2. При неудаленных (практически до 30 км) срезах напряжений на линии на подстанционном оборудовании могут возникать колебательные волны, частота колебаний которых лежит в диапазоне собственных частот обмоток силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Артемьев Д. Е., Тиходеев Н. Н., Шур С. С. Координация изоляции линий электропередач. 1966, с. 60—80.
- Лангла-Бергело Р. Тенденция в нормировании диэлектрических испытаний высоковольтных трансформаторов большой мощности. СИГРЭ. Трансформаторы. М., «Энергия», 1968, с. 236—240.
- Соловьев В. В., Топчеев Ю. И., Круткова Г. В. Частотный метод построения переходных процессов с приложением таблиц и номограмм. ГИТТЛ, 1955, с. 7—23.
- Carson J. R. Wave propagation in overhead wires with ground return. — «Bell Sist. Techn. Journ.», 1926, vol. 5, № 4, pp. 539—554.
- Рюденберг Р. Переходные процессы в электроэнергетических системах. М., Изд-во иностр. лит. 1955, с. 360—372.
- Шимони К. Теоретическая электротехника. М., «Мир», 1964, с. 461—478.
- Лизунов С. Д., Фрид Е. С. Испытания изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов коммутационными импульсами. — «Электричество», 1971, № 11, с. 57—63.

[12.2.1975]



Статистическое время запаздывания пробоя газовой изоляции при значительных перенапряжениях

АВРУЦКИЙ В. А.

Московский энергетический институт

Время запаздывания пробоя необлучаемых или слабооблучаемых промежутков при межэлектродных расстояниях до 1 см и напряженности поля до $250-300 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-1}$ в основном определяется временем ожидания первичного электрона, без которого невозможно начало и развитие разряда. Единственным источником информации о физике процессов появления первичных электронов в промежутке являются экспериментальные данные о статистическом времени запаздывания пробоя. Методика обработки результатов измерений времени запаздывания, основанная на теории Лауэ, позволяет получать информацию о токе эмиссии электронов после приложения напряжения, а по воздействию различных факторов (напряженности поля, материала, состояния поверхности и т. д.) на интенсивность эмиссии можно судить о тех процессах, которые приводят к возникновению первичных электронов [Л. 1 и 2].

Исследования эмиссии первичных электронов с помощью косвенного метода измерения, основанного на теории Лауэ, привело к выводу, что основным источником первичных электронов в необлучаемых промежутках при межэлектродных расстояниях от 0,01 см [Л. 1] до 1 см [Л. 2] является ионно-электронная эмиссия от ионов, всегда имеющихся в газе и на окисных пленках поверхности катода.

Статья посвящена экспериментальному изучению механизма появления первичных электронов.

Эксперименты проводились при импульсах напряжения прямоугольной формы с фронтом 4—5 нсек. Диаметр плоских электродов составлял $2R=3 \text{ см}$. Межэлектродное расстояние — $d=0,5 \text{ см}$. Металл катода — дюралюминий. Подготовка к измерениям и измерения статистического времени запаздывания производились по методике [Л. 2]. Ток эмиссии определялся из выражения [Л. 2]:

$$i(t) = -\frac{d}{dt} \ln \frac{n_t}{n_0},$$

где n_t — число пробоев со временем запаздывания больше t ; n_0 — общее количество измерений.

Влияние окисных покрытий. Эмиссия, обусловленная сильным полем, создаваемым в окисной пленке зарядами ионов, известна, как эффект Мальтера.

Наиболее эффективными покрытиями для рассматриваемого вида эмиссии являются MgO , Al_2O_3 и некоторые другие соединения и окислы (BaO , NaCl , KCl и т. д.) [Л. 3]. При материалах катода Mg и Al (в естественных условиях они всегда покрыты окислами) имеют место минимальные времена запаздывания, т. е. интенсивность эмиссии первичных электронов максимальна [Л. 4].

Окисное покрытие создавалось электролитическим способом. Электролитом служил раствор борной кислоты (6 г на 1 літру воды) с добавлением буры (0,125 г/л). Напряжение на обрабатываемом

электроде составляло +200 в. Сравнивались характеристики пробоя промежутков с электродами, обработанными в четырех режимах: 1) механическая полировка, 2) электролитическое нанесение окисной пленки в течение 1 мин, 3) электролитическая обработка в течение 5 мин, 4) электролитическая обработка в течение 100 мин. После каждого вида обработки электроды тренировались рабочими разрядами (100 разрядов). В результате длительной обработки электролитическим способом (100 мин) на поверхности электрода образовывался слой окисла толщиной $\delta=60-70 \text{ мкм}$. Измерение толщины производилось путем определения емкости окисного слоя. Величина относительной диэлектрической проницаемости принималась равной семи [Л. 5]. При других режимах обработки емкость окисного слоя измерить не удалось.

На рис. 1 даны зависимости статистического времени запаздывания при различных режимах обработки катода. При наличии на поверхности только естественной окисной пленки распределение вероятности пробоя по времени запаздывания носят крайне неравномерный характер. При напряженности поля $E_0=100 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-1}$ из 100 измерений 12 лежат в пределах времени запаздывания от 0 до 100 нсек, 15 — в пределах 0,1—3,7 мксек, остальные разряды происходили при $t > 3,7 \text{ мксек}$. Зависимость тока эмиссии от времени, соответствующая такому распределению, представлена на рис. 2 (кривая 3) (такой же характер распределений и токов эмиссии наблюдался для медных электродов [Л. 2]). Начальный спадающий участок зависимости $i(t)$ согласно принятому механизму эмиссии обусловлен нейтрализацией ионов, находившихся до приложения напряжения на окисных пленках поверхности катода, а эмиссия в последующие моменты времени, после нейтрализации всех ионов поверхности, может быть связана с приходом ионов из объема газа в результате их дрейфа во внешнем поле.

Неравномерный характер распределения вероятности пробоя по времени запаздывания объясняется следующим. При наличии только естественной

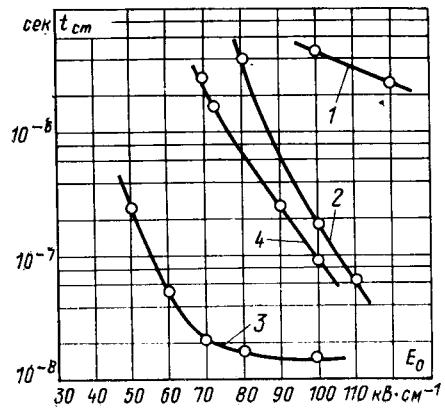


Рис. 1. Зависимость $t_{ср}$ от E_0 при различных способах обработки катода.

1 — полирование; 2, 3, 4 — электролитическая обработка в течение 1, 5; 100 мин соответственно.

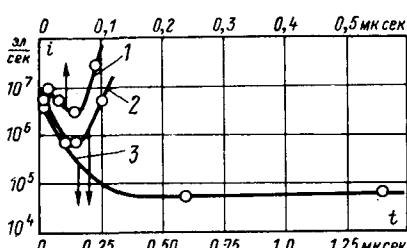


Рис. 2. Зависимость $i(t)$ при различных способах обработки катода.

1, 2 — электролитическая обработка в течение 1 мин, $E_0 = 110$ и $100 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-2}$ соответственно; 3 — катод с естественной окисной пленкой (первый режим обработки).

окисной пленки на катоде концентрации ионов на поверхности до приложения напряжения невелика. Поэтому вероятность выхода электрона при нейтрализации всех ионов, адсорбированных на катоде также мала (в приведенном выше примере распределения она составляет примерно 12%, так как из 100 разрядов только 12 имеют малые времена запаздывания). Если же к моменту времени, когда практически все ионы поверхности нейтрализовались, не возникает ни одного электрона, т. е. пробоя нет, то для его появления необходимо, чтобы ион пришел на катод из объема газа в результате дрейфа в приложенном поле. Эти процессы более инерционны, поэтому остальные разряды распределены в микросекундном диапазоне времен запаздывания.

При наличии на катоде искусственной окисной пленки характер распределения изменяется. На рис. 2 (кривые 1, 2) показаны зависимости $i(t)$, построенные по распределению времени запаздывания пробоя для электрода, обработанного по способу 2 (напряженность поля соответственно 110 и $100 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-2}$). При этом вслед за первым максимумом тока при $t=0$, обусловленным нейтрализацией ионов поверхности, наблюдается увеличение тока эмиссии. Это, по-видимому, вызвано наличием ионов в искусственном покрытии, которые под действием приложенного поля могут диффундировать через поры и трещины к естественному слою окиси на поверхности металла, вызывая повышение интенсивности эмиссии. По физическим и структурным свойствам искусственные покрытия значительно отличаются от естественных пленок окиси. Таким образом, искусственная пленка окиси является накопителем ионов, процессы поступления которых значительно менее инерционны, чем из объема газа, так как $\delta \ll d$. Вследствие этого среднестатистическое время запаздывания может уменьшаться на один — два порядка (рис. 1, кривые 2, 3). Однако при увеличении толщины окисного покрытия до 60—70 мкм время запаздывания увеличивается (рис. 1, кривая 4). Это объясняется уменьшением напряженности поля в толстом слое окисла и уменьшением интенсивности эмиссии электронов сквозь этот слой к осевшим на поверхности ионам. Следует заметить, что приводимый в [Л. 3] максимальный предел толщины покрытия, для которой проявляется эффект Мальтера, составляет 10 мкм.

Таким образом, проведенные исследования влияния окисной пленки и сопоставление эффектов, характерных для мальтеровской эмиссии и эмиссии, ответственной за статистическое время запаздывания, подтверждают предположение об определяющей роли положительных ионов в процессах доставки свободных электронов в необлучаемый

или слабооблучаемый промежуток до начала разряда.

Влияние внешнего ионизатора. При рассматриваемом механизме появления первичных электронов интенсивность эмиссии их, а следовательно, и время запаздывания, в первую очередь должны зависеть от концентрации положительных ионов в объеме газа и на окисных пленках поверхности катода. В необлучаемых промежутках ионы появляются в результате естественной радиации и космического излучения с интенсивностью $\sim 10 \frac{1}{\text{сек} \cdot \text{см}^3}$.

Установившаяся концентрация ионов в межэлектродном пространстве, которая определяется интенсивностью возникновения ионов, процессами рекомбинации пар частиц в объеме газа и нейтрализацией их на поверхности электродов, зависит от мощности ионизирующего излучения и геометрии промежутка. При малых расстояниях между электродами (менее 1 см) изменение уровня естественной радиации или условий проведения эксперимента (закрытый или открытый промежуток, наличие или отсутствие слабого ультрафиолетового облучения) могут явиться причиной изменения импульсных характеристик промежутка. С помощью искусственных ионизаторов время запаздывания может быть сведено к минимальным значениям.

Для проверки этих предположений были проделаны эксперименты по исследованию влияния ионизатора на время запаздывания пробоя. В качестве ионизатора был использован искровой разрядник, который был помещен в непосредственной близости от исследуемого промежутка таким образом, чтобы отсутствовало непосредственное облучение промежутка ионизатором (рис. 3). Искровой разрядник работал с частотой следования разрядов $\sim 10^2 \text{ сек}^{-1}$ при напряжении 5 кв. При такой частоте вероятность возникновения искры в ионизаторе в интервале времени между приложением напряжения и пробоем исследуемого промежутка пренебрежимо мала, что исключает возможное влияние рассеянного ультрафиолетового излучения ионизатора на эмиссию электронов. Средний ток питания ионизатора составлял 10^{-4} а .

На рис. 3 представлены результаты измерений среднестатистического времени запаздывания пробоя в зависимости от напряженности поля для электродов, обработанных в различных режимах. Для

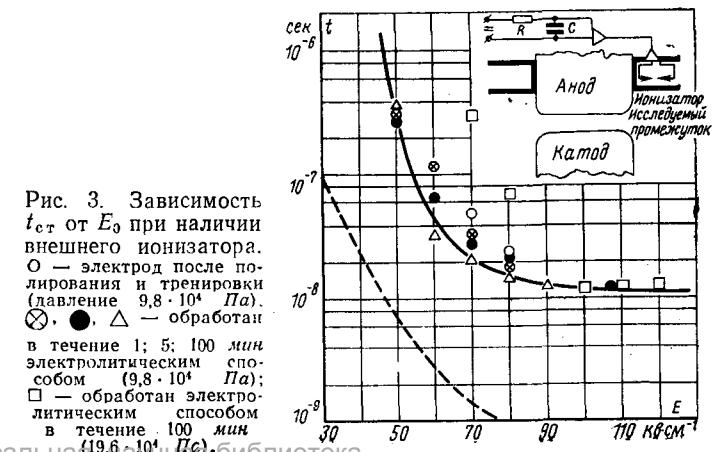


Рис. 3. Зависимость $t_{ст}$ от E_0 при наличии внешнего ионизатора.
○ — электрод после полирования и тренировки (давление $9,8 \cdot 10^4 \text{ Па}$).
⊗, ●, △ — обработан в течение 1; 5; 100 мин электролитическим способом ($9,8 \cdot 10^4 \text{ Па}$);
□ — обработан электролитическим способом в течение 100 мин ($19,6 \cdot 10^4 \text{ Па}$).

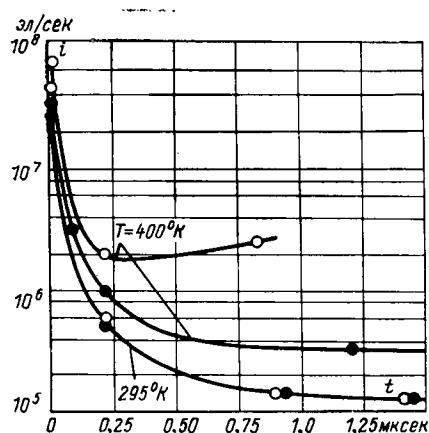


Рис. 4. Зависимость $i(t)$ при различных температурах катода.
 $\circ - E_0=80 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-1}$;
 $\bullet - E_0=70 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-1}$.

сравнения на том же рисунке приведена экспериментальная зависимость времени формирования от напряженности поля, которая получена при интенсивной подсветке промежутка искрой [Л. 6]. Из рис. 3 видно, что среднестатистическое время запаздывания необлучаемых промежутков на один—два порядка выше времени формирования пробоя.

Как и ожидалось, наблюдается заметное влияние внешнего ионизатора на время запаздывания пробоя. При наличии внешнего ионизатора количество ионов, адсорбированных на окисных пленках поверхности катода, столь велико, что вероятность входа электрона (вероятность пробоя) при их нейтрализации близка к единице. В этом случае время до выхода первого электрона (до пробоя) определяется временем до первого акта ионно-электронной эмиссии. Акт ионно-электронной эмиссии происходит следующим образом [Л. 3]. Сначала из металла полем иона и внешним полем вытягивается электрон, который захватывается ионом. Затем образовавшаяся после нейтрализации частица девозбуждается и высвечивается фотон, который и выбивает свободный электрон, инициирующий пробой промежутка. Таким образом, время до выхода свободного электрона имеет две составляющие: время, необходимое для вытягивания нейтрализующего электрона (до нейтрализации), которое является функцией приложенного поля, и время девозбуждения $\sim 10^{-8}$ сек, которое в первом приближении можно считать не зависящим от напряженности внешнего поля. При достаточно больших напряженостях поля в промежутке суммарное время в основном определяется временем девозбуждения и время запаздывания пробоя имеет порядок 10^{-8} сек, слабо меняясь с изменением поля (рис. 3). При малых величинах напряженности поля определяющим является время до нейтрализации, которое с уменьшением поля увеличивается.

Было установлено также, что действие ионизатора имеет заметную инерционность. Если внешний ионизатор включался за 15 сек до момента приложения, то времена запаздывания были такими же, как и при непрерывном действии ионизатора. При меньшем времени работы ионизатора до приложения напряжения к исследуемому промежутку запаздывания значительно возрастили. Это, по-видимому, связано с процессами дрейфа положительных ионов от ионизатора к промежутку. Поскольку время до появления первого электрона (до про-

боя) зависит от скорости нейтрализации ионов, то представляют интерес данные, позволяющие судить о механизме нейтрализации. Такие данные могут быть получены из исследования влияния температуры катода на статистическое время запаздывания пробоя.

Влияние температуры. Катод нагревался спиралью, помещенной внутрь электрода. Измерение температуры осуществлялось с помощью термопары хромель—алюминий. Диапазон измерения температуры катода — $295—400^\circ$.

На рис. 4 представлены зависимости интенсивности появления электронов в промежутке от времени при различных температурах катода. Напряженность электрического поля в промежутке составляла $E_0=70$ и $80 \text{ кв} \cdot \text{см}^{-1}$. Время между разрядами — $6 \div 8$ сек. Перед измерениями электрод тренировался рабочими разрядами согласно методике [Л. 2] при различных температурных режимах. В результате предварительных циклов прогревания и тренировки катода статистическое время запаздывания заметно уменьшилось, что свидетельствует о некотором изменении состояния поверхности. Из рис. 4 видно, что интенсивность эмиссии электронов, как и ранее, в начальный момент времени максимальна, затем происходит ее уменьшение. Максимальное значение этой интенсивности и скорость спада определяются скоростью нейтрализации ионов поверхности. Нейтрализация ионов происходит за счет вытягивания электронов из поверхности металла полем иона и внешним полем. При этом могут иметь место два вида эмиссии электронов к иону — термоэлектронная эмиссия при наличии внешнего поля (эмиссия Шоттки) и автоэлектронная эмиссия (туннелирование электронов сквозь слой диэлектрика к иону). Данные рис. 4 свидетельствуют о том, что температура слабо влияет на интенсивность эмиссии в первые моменты времени после приложения напряжения, что говорит в пользу определяющей роли процессов туннелирования, а не термоэмиссии в механизме нейтрализации ионов. Во втором случае, как показали расчеты, скорость нейтрализации (максимальный ток эмиссии и скорость его уменьшения) должны были бы увеличиться более чем на порядок при изменении температуры от 295 до 400°K .

Выводы. 1. Результаты экспериментального исследования влияния окисных покрытий катода, внешнего ионизатора и температуры на время запаздывания пробоя качественно объяснимы с позиций ионно-электронного механизма появления первичных электронов в необлучаемых или слабооблучаемых промежутках и подтверждают справедливость предположения об определяющем значении этого механизма в рассматриваемых диапазонах напряженности поля и межэлектродных расстояний.

2. Внешний ионизатор и искусственные покрытия катода могут свести время запаздывания пробоя к минимальной величине $\sim 10^{-8}$ сек, которое сопоставимо с временем девозбуждения молекул. Это представляет практический интерес при создании высоковольтных коммутирующих устройств.

3. Процесс нейтрализации ионов на катоде происходит в результате туннелирования электронов

сквозь потенциальный барьер системы металл — диэлектрик — ион, а не за счет эмиссии Шоттки, что может быть использовано при теоретическом исследовании процессов возникновения эффективных электронов в промежутке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Beupon I., Llwyn-Jones F. Cold Electron emission nickel electrodes in nitrogen under the influence of an electric field.— «Internat. J. Electron.», 1968, vol. 24, № 4, pp. 381—388.

2. Авруцкий В. А., Кощенко В. Н. Возникновение эффективных электронов при пробое в воздухе. — «Электричество», 1974, № 1.

3. Добрецов Л. Н., Гомюнова М. В. Эмиссионная электроника. М., «Наука», 1966. 564 с.

4. Strigel R. Zur Frage der Materialabhangigkeit des Entladeverzugs im homogenen elektrischen Felde in Luft von Atmosphärendruck. — «Arch. für Electrotechnik», 1933, Bd 27, № 2, S. 137—143.

5. Мирдель Г. Электрофизика. М., «Мир», 1972. 608 с.

6. Ретер Г. Электронные лавины и пробой в газах. М., «Мир», 1968. 390 с.

[11.11.1974]



УДК 621.3.064.4

Движение электрической дуги в продольных изоляционных щелях

Доктор техн. наук, проф. БРОН О. Б., инж. ЛЯРСКИЙ Б. А.

Во многих выключающих аппаратах для гашения электрической дуги используются узкие продольные изоляционные щели. Для надежного гашения дуги необходимо ее быстрое движение. Одним из основных вопросов при исследовании движения дуги является сопоставление движущих сил и сил сопротивления. В рассматриваемом случае движущими являются электромагнитные силы, а сопротивления возникают в результате давления газа перед дугой [Л. 1—4] и, как показали описываемые ниже исследования, торможения потока плазмы стенками щели.

Настоящая работа посвящена рассмотрению явлений, влияющих как на величину движущих сил, так и указанных выше сопротивлений.

Методика измерений. Для исследования особенностей движения дуги была применена установка, описанная в [Л. 1]. Она состояла из параллельных медных электродов прямоугольного сечения, отстоящих на 20 мм друг от друга и имевших длину 1 м. Электроды помещались между двумя стенками из изоляционного материала. Дуга, возникающая при размыкании контактов выключателя, двигалась под действием внешнего магнитного поля, создаваемого катушками, расположенным вдоль установки. Влияние магнитного поля электродов было устранено путем подвода тока к их двум противоположным концам. Для измерения давления, созданного движущейся дугой, были использованы емкостные датчики [Л. 2], а для измерения скорости дуги — магнитные зонды. Исследования проводились при постоянном токе.

Результаты наблюдений. На рис. 1 приведены характерные осциллограммы давлений¹, которые получены при разных скоростях дуги и имеют неодинаковый характер. При движении дуги с дозвуковой скоростью (нижняя осциллограмма) перед ней со скоростью звука распространяется волна давления p_r . Волна опережает дугу и регистрируется датчиком давления (участок АВ). Когда дуга достигает датчика, то к ранее существовавшему давлению газа добавляется давление, создаваемое самой дугой, и датчик регистрирует пик давления p_{max} на участке ВС. По мере увеличения скорости дуги давление p_r возрастает, а участок АВ сокращается, но возрастает и пик давления p_{max} на участке ВС. Когда же скорость дуги превосходит звуковую, датчик регистрирует только пик давления, как это показано на верхней осциллограмме. В дальнейшем будем различать два вида давлений: давление, создаваемое газовой волной, движущейся перед дугой, и давление дуги на стенки щели.

Исследовалась зависимость указанных давлений от величины тока I , магнитной индукции B внешнего поля, ширины щели δ , скорости дуги v и величины IB/δ , характеризующей магнитное давление, вызывающее движение дуги. На изучаемые процессы существенное влияние оказывает материал сте-

лок щели. Поэтому исследования производились в щелях из различных материалов, которые были разделены на две группы: выделяющие мало газов под действием дуги (стекло) и сильно газящие (асбестоцемент, фибра, керамика). На рис. 1 приведены кривые 1—4, выражающие зависимость давления p_{max} от скорости дуги v при разных токах I . Оказалось, что скорость дуги при заданном токе однозначно связана с магнитной индукцией B и величиной электромагнитного давления IB/δ .

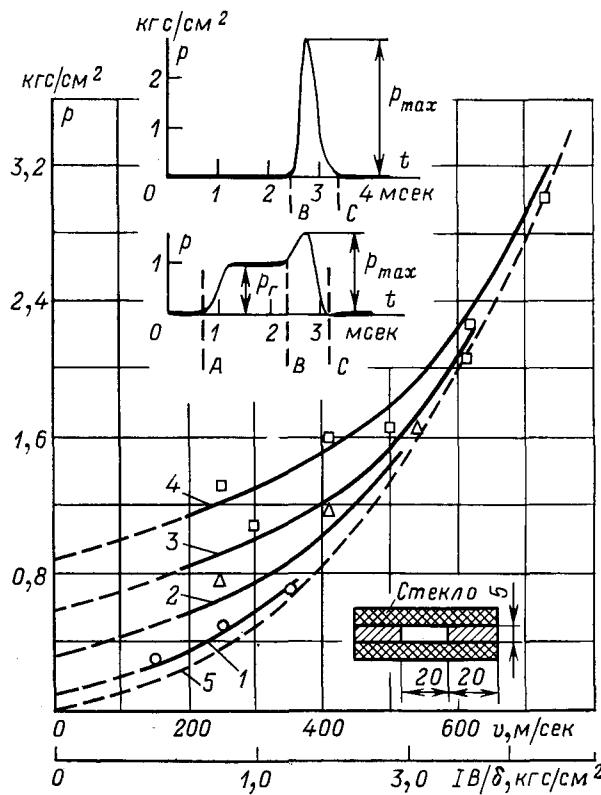


Рис. 1. Давление, создаваемое дугой в стеклянной щели.
1, 2, 3, 4 — давление p_{max} при токах 4; 8; 12; 16 ка соответственно;
5 — давление p_r при токах от 4 до 16 ка.

¹ 1 кгс/см² ≈ 0,1 МПа.

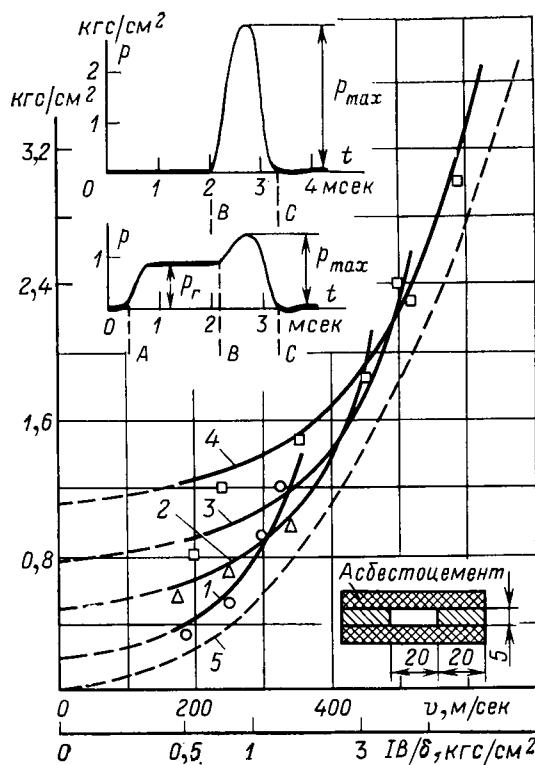


Рис. 2. Давление, создаваемое дугой в щели из асбестоцемента.

1, 2, 3, 4 — давление p_{\max} при токах 4; 8; 12; 16 кА соответственно; 5 — давление p_r при токах от 4 до 16 кА.

Стенки щели стеклянные. Как можно видеть из рис. 1, давление p_{\max} возрастает с увеличением скорости v , тока I и величины IB/δ . Кроме того, как показывают пунктирные продолжения кривых 1—4, давление p_{\max} не пропадает и при снижении скорости дуги до нуля. Это обусловлено электромагнитными процессами в самой дуге.

Другой характер имеет кривая 5, относящаяся к давлению газа p_r . Оказалось, что все наблюденные точки, относящиеся к разным по величине токам, легли в пределах точности измерений на эту кривую. Таким образом, давление p_r зависит от скорости дуги, но не зависит от тока (в рассматривавшемся диапазоне его изменения). Кривая 5 идет из начала координат: если дуга неподвижна, то нет и давления перед ней. Давление p_r возрастает с увеличением скорости дуги, а разность $p_{\max} - p_r$ уменьшается, и все кривые 1—4 стремятся к кривой 5.

Стенки щели из асбестоцемента. На рис. 2 приведены кривые, аналогичные изображенным на рис. 1, однако относящиеся к выделяющему газы материалу асбестоцементу. Различие проявляется прежде всего в характере осциллограмм давления. Сопоставление их с приведенными на рис. 1 показывает, что область BC , соответствующая давлению при прохождении дуги мимо датчика, расширяется; это может быть объяснено тем, что стенки щели выделяют газ.

Другой особенностью изучаемых процессов является то, что при одинаковой скорости величины давлений p_r и p_{\max} в щели из асбестоцемента имеют большие значения, чем в стеклянных щелях. Если при движении дуги в стеклянной щели не было обнаружено зависимости p_r от тока, то в щели из асбестоцемента такая зависимость существует, и кривые 1—4 не стремятся к кривой 5.

Аэродинамическое давление перед дугой. Электрическая дуга представляет собою область, занятую низкотемпературной плазмой, которая по своим физическим свойствам резко отличается от свойств окружающего воздуха. В частности, это относится к вязкости плазмы, которая возрастает с температурой и во много раз превосходит вязкость окружающего воздуха [Л. 5]. На основании этого многие исследователи [Л. 3, 6—9] уподобляют движение свободной дуги движению твердого стержня, а ее перемещение в узких щелях —

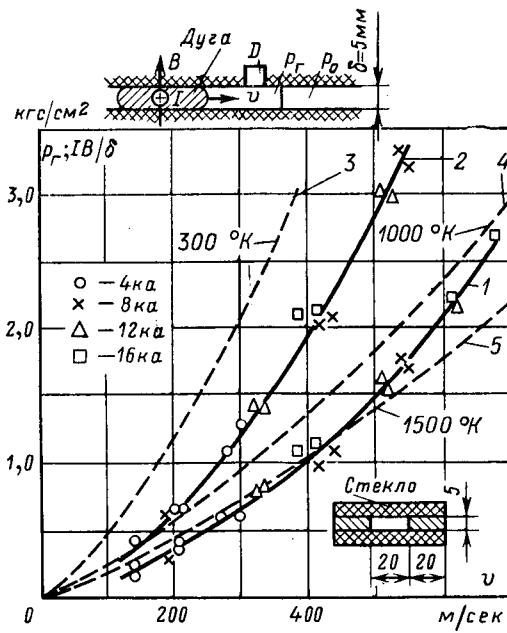


Рис. 3. Газодинамическое и электромагнитное давление при движении дуги в стеклянной цепи.

1 — газодинамическое давление (эксперимент); 2 — электромагнитное давление; 3, 4 и 5 — газодинамические давления при разных температурах (расчет).

движению поршня в трубе. Такие представления являются, конечно, упрощением сложных процессов, происходящих при движении дуги. Тем не менее в ряде случаев они могут быть использованы с внесением в них некоторых поправок. С этой точки зрения и будем рассматривать полученные результаты.

Перед поршнем, движущимся с постоянной скоростью v_p в открытой с обеих сторон трубе, возникает область повышенного давления. Для идеального газа величина давления p_1 перед поршнем связана с его скоростью v_p соотношением [Л. 10]:

$$v_p = \sqrt{(p_1 - p_0) \frac{1}{p_0} \left(1 - \frac{p_0}{p_1}\right)}, \quad (1)$$

где p_0 и p_0 — давление и плотность невозмущенного газа; p_1 и p_1 — давление и плотность газа перед поршнем.

Величины, входящие в уравнение (1), связаны между собою еще следующим уравнением:

$$\frac{p_0}{p_1} = \frac{(\kappa - 1)p_1 + (\kappa + 1)p_0}{(\kappa + 1)p_1 + (\kappa - 1)p_0}, \quad (2)$$

где $\kappa = \frac{c_p}{c_v}$ — отношение теплоемкости газа при постоянном давлении к его теплоемкости при постоянном объеме.

Однако в отличие от поршня дуга оказывает термическое воздействие на окружающую среду. В частности, вследствие излучения тепла с фронтальной поверхности дуги повышается температура газа, находящегося в щели перед дугой. Нагревание газа уменьшает его плотность ρ_0 , а это ведет согласно уравнению (1) к уменьшению давления p_1 перед дугой. На рис. 3 пунктирными кривыми 3, 4 и 5 изображены зависимости, рассчитанные по уравнению (1) при различных значениях температуры T_0 газовой среды перед фронтом дуги. Необходимая для этих расчетов величина p_0 определялась из уравнения состояния газа $p_0 = p_0 RT_0$, где R — газовая постоянная.

На рис. 3 приведена сплошная кривая 1, полученная экспериментально. Видно, что экспериментальные значения p_r сильно отличаются от рассчитанных при $T_0 = 300^\circ\text{K}$ и лежат между расчетными кривыми для температур 1000 и 1500°K . Если при малых скоростях дуги наблюдаемые значения p_r ближе к расчетным при $T_0 = 1500^\circ\text{K}$, то с повышением скорости они приближаются к расчетным при $T_0 = 1000^\circ\text{K}$. Это

объясняется тем, что увеличение скорости дуги ведет к сокращению времени нагревания газа.

Скоростная киносъемка дуги, движущейся в узкой щели, одна из стенок которой была стеклянной, показала, что перед фронтом дуги имеется область, занятая светящимся газом. Это явление наблюдалось во всем диапазоне токов от 4 до 16 ка и подтверждает наличие высокой температуры газа перед фронтом дуги.

Давление дуги на стенки щели. Для выяснения особенностей движения дуги следует сопоставить движущие силы и силы сопротивления. Такое сопоставление можно сделать по рис. 3. Здесь кривая 1 относится к давлению газа перед дугой, препятствующему ее движению, а кривая 2 — к электромагнитному давлению, характеризующему движение силы. Видно, что движущие силы превосходят сопротивление, создаваемое давлением газа. Это свидетельствует о наличии дополнительных (помимо давления газа) сил сопротивления.

При движении вязкой жидкости или газа в трубе скорость потока в пограничном слое быстро изменяется от нуля у стенки до скорости невозмущенного потока. В пограничном слое наблюдается подтормаживающее действие стенок, что является причиной возникновения касательных напряжений в жидкости, направленных против ее движения. Такие же силы возникают и при движении дуги в узкой щели. По своему действию они аналогичны силам трения и увеличиваются с ростом вязкости плазмы и электромагнитного давления на стенки щели.

Рассмотрим величину возникающего электромагнитного давления. При токах, измеряемых тысячами ампер, сечение дуги в щели имеет форму сильно вытянутого прямоугольника (рис. 4), ширина которого b весьма мала по сравнению с высотой y . Следует отметить, что даже в свободно горящей неподвижной дуге температура плазмы и, следовательно, плотность тока распределены неравномерно по сечению ствола и достигают наибольших значений на оси дуги. Картину распределения температуры и плотности тока становится еще более сложной, когда деформированный ствол дуги движется в узкой щели. Определение токоспределения в данном случае сопряжено с большими экспериментальными и теоретическими трудностями. Это побудило многих авторов, исследовавших движение дуги в магнитном поле [Л. 3, 6—9, 11], считать распределение тока в дуге равномерным. Выполненные при таком допущении расчеты оказались приемлемыми для целого ряда практических применений.

Примем также, что плотность тока j в дуге постоянна. Ввиду малой ширины щели допустим сначала, что весь ток протекает по бесконечно тонкой полосе высотой b . В таком случае составляющие магнитной индукции B_x и B_y , обусловленные током I в дуге, согласно [Л. 12] оказываются равными:

$$B_x = -\frac{\mu_0 I}{2\pi b} \ln \left| \frac{y-b}{y} \right|; \quad B_y = 0. \quad (3)$$

Переходя от бесконечно тонкой полоски к полосе с малым, но конечным значением δ и принимая, что магнитная индукция на всем протяжении от $x=-\delta/2$ до $x=\delta/2$ не зависит от x , получаем следующее выражение для давления вдоль оси y :

$$p_y = \int_0^b j B_x dy = -j \frac{\mu_0 I}{2\pi b} \int_0^b \ln \left| \frac{y-b}{y} \right| dy. \quad (4)$$

Производя интегрирование и учитывая, что $j = \frac{I}{\delta b}$, получаем давление в газовой среде:

$$p_y = \frac{\mu_0 I^2}{2\pi b \delta} \left(\frac{y}{b} \ln \left| \frac{y-b}{y} \right| - \ln \left| \frac{y-b}{b} \right| \right). \quad (5)$$

Это давление передается во все стороны, и поэтому давление на стенки щели p_x оказывается равным p_y . Давление имеет максимальное значение при $y=b/2$ и равно нулю при $y=0$ и $y=b$. Средняя его величина определяется уравнением

$$p_{y \text{ср}} = \frac{1}{b} \int_0^b p_y dy = \frac{\mu_0 I^2}{4\pi b \delta}. \quad (6)$$

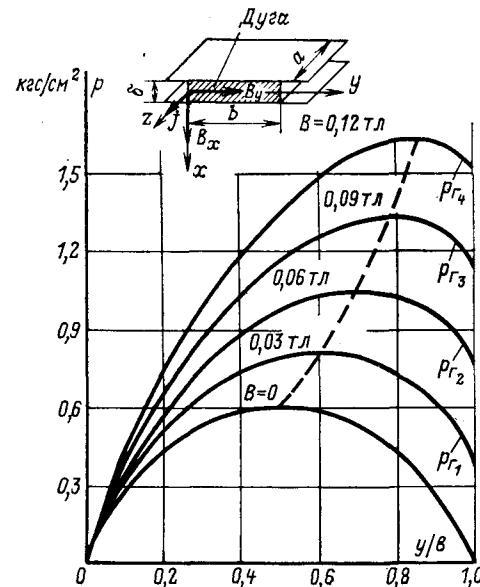


Рис. 4. Давление дуги на стенки стеклянной щели шириной 5 мм при $I=12$ ка.

Кривая на рис. 4 рассчитана по уравнению (5) и дает зависимость давления дуги на стенки щели от отношения y/b . Величина b взята по [Л. 8].

Приведенные соотношения относятся к давлению, создаваемому током в самой дуге, когда она неподвижна. При воздействии внешнего поперечного магнитного поля дуга приходит в движение. При этом возникает дополнительное электромагнитное давление p_z , определяемое уравнением

$$p_z = \int_0^y j B dy = \frac{IB}{\delta} \frac{y}{b}. \quad (7)$$

Максимального значения IB/δ это давление достигает на фронте дуги при $y=b$. При отсутствии сил трения оно уравновешивается давлением газа перед движущейся дугой. Наличие сил трения снижает давление на фронте дуги до величины, соответствующей той части электромагнитной силы, которая идет на преодоление газодинамического сопротивления, возникающего перед дугой. Поэтому

$$p_x = k \frac{IB}{\delta}, \quad (8)$$

где k — безразмерный коэффициент, меньший единицы.

Результаты наблюдений показали, что в стеклянной щели при сильно деформированной дуге ($b/\delta > 5$) и неизменной ширине щели коэффициент k сохраняет постоянное значение, не зависящее от IB . Однако уменьшение ширины щели ведет к уменьшению коэффициента k (рис. 5). Это свидетельствует о возрастании сил трения.

Учитывая наличие трения плазмы о стенки щели и используя уравнения (5), (7) и (8), получаем выражение, определяющее распределение давления в движущейся дуге:

$$p = \frac{\mu_0 I^2}{2\pi b \delta} \left[\frac{y}{b} \ln \frac{b-y}{y} - \ln \frac{b-y}{b} \right] + k \frac{IB}{\delta} \frac{y}{b}. \quad (9)$$

Кривые, рассчитанные по этому уравнению при различных значениях индукции, приведены на рис. 4.

Рассмотрение уравнения (9) позволяет видеть, что максимальное суммарное давление не равно нулю при отсутствии магнитного

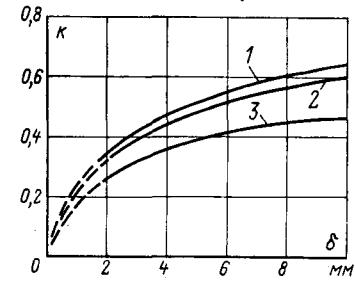


Рис. 5. Зависимость коэффициента k от ширины щели.
1 — стекло; 2 — кордierитовая керамика; 3 — асбестоцемент.

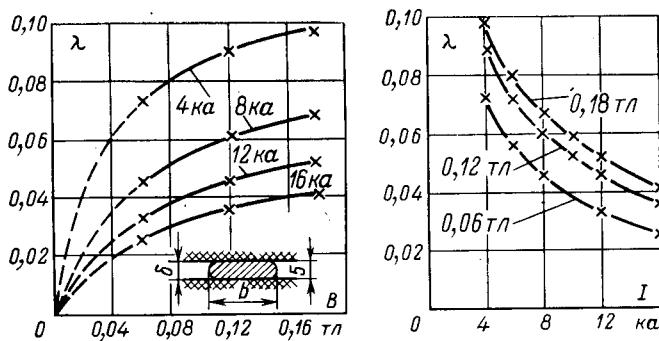


Рис. 6. Коэффициент трения дуги о стенки стеклянной щели ($b/\delta > 5$).

поля. Этим объясняется то, что давления, показанные на рис. 1, стремятся при ослаблении внешнего поля не к нулю, а к некоторым отличным от нуля значениям. Уменьшение же тока I ведет к снижению давления, становящегося равным нулю при $I=0$.

Трение плазмы о стенки щели. Используя (6) в (7), можно найти среднюю величину давления, производимого плазмой на стенки щели:

$$p_{\text{ср}} = \frac{\mu_0 I^2}{4\pi b\delta} + k \frac{IB}{2\delta}. \quad (10)$$

Соответственно этому сила, прижимающая дугу к стенке щели, будет равна:

$$F = p_{\text{ср}} ab = \frac{\mu_0 a I^2}{4\pi\delta} + k \frac{IB}{2\delta} ab. \quad (11)$$

Если через λ обозначить коэффициент, характеризующий трение плазмы о стенки щели, то для силы трения $F_{\text{тр}}$, тор-мозящей движение дуги, получаем:

$$F_{\text{тр}} = 2\lambda F = \lambda a \frac{IB}{\delta} \left(\frac{\mu_0 I}{2\pi B} + kb \right). \quad (12)$$

Используя уравнение (8), определяющее величину давления перед дугой, можно получить другое выражение для силы трения:

$$F_{\text{тр}} = (1-k)IBa. \quad (13)$$

Сопоставляя уравнения (12) и (13), получаем:

$$\lambda = \frac{\delta(1-k)}{bk + \frac{\mu_0 I}{2\pi B}}. \quad (14)$$

На рис. 6 приведены кривые, рассчитанные по этому уравнению. Видно, что при неизменной индукции увеличение тока I ведет к уменьшению коэффициента трения. Наоборот, повышение магнитной индукции при неизменном токе вызывает рост коэффициента λ . Оба эти процессы, видимо, связаны с изменением вязкости плазмы, возрастающей с увеличением температуры, а также с так называемым эффектом Гартмана [Л. 10]: под действием внешнего магнитного поля в потоке плазмы происходит перераспределение скоростей. Увеличение магнитной индукции приводит к выравниванию профиля скоро-

сти в центральной части потока и к увеличению ее градиента у стенок. Увеличение градиента вызывает рост сил трения.

Особенности движения, связанные с газовыделением и шириной щели. Выделение газа из стенок вызывает изменения в пограничном слое, ведет к дополнительному сжатию дуги и к повышению давления на стенку. Поперечные размеры дуги становятся меньше ширины щели, и это согласно (6) ведет к увеличению давления на стенки щели и к возрастанию тех сил, которые выше характеризовались как силы трения. Поэтому с увеличением выделения газа скорость дуги уменьшается и шероховатость поверхности стенок начинает оказывать на нее меньшее влияние.

В некоторых наблюденных случаях выделение газа приводило к разделению дуги на два параллельных ствола. Один ствол двигался ускоренно за счет дополнительного давления, создаваемого выделением газа за ним. Движение другого ствола этим же давлением замедлялось. Ускоренно двигавшаяся дуга быстро погасала, а медленно двигавшаяся — выжигала стенки щели. Такие явления наблюдались в щелях из сырого асбестоцемента, фибры, органического стекла.

Выделение газа из стенок щели повышает суммарное давление p , определяемое уравнением (9). Для учета этого повышения в уравнение приходится вводить общий поправочный множитель n , полученный на основании измерений. Для стекла $n=1$, для корднеритовой керамики $n=1+1200/I$, для асбестоцемента $n=1+3200/I$ (ток I — в амперах).

Было также установлено, что при неизменной скорости дуги ширина щели оказывает малое влияние на давление в волне, распространяющейся перед дугой, но сильно влияет на давление дуги на стенки щели. Поэтому с уменьшением ширины щели возрастают потери на трение, падает скорость дуги и может произойти ее остановка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б., Лярский Б. А. Давление, создаваемое дугой при входлении в узкие изоляционные щели. — «Электричество», 1973, № 10.
2. Брон О. Б., Лярский Б. А. Аэродинамическое давление перед дугой, движущейся в продольных изоляционных щелях. — «Электротехническая промышленность. Аппараты низкого напряжения», 1972, вып. 10—11.
3. Amft D. Zur Wanderung des Lichtbogens auf Laufschiene und Isolierspaltkammern. — «Elektrotec», 1967, № 3.
4. Schutte H. Über den Einfluß von Strömungsvorgängen auf die Lichtbogenwanderung in engen Spalten, Dissertation, T. H. Braunschweig, 1961.
5. Грановский В. Л. Электрический ток в газе. М., «Наука», 1971.
6. Брон О. Б. Движение дуги в магнитном поле. — «Электричество», 1966, № 7.
7. Куеков Г. А. Характеристики дуги при движении в магнитном поле. ЖТФ, 1941, вып. 3 и 10, т. XI.
8. Neumann I. Über die Loschung von Lichtbogen in engen Spalten zwischen Isolierstoffwänden, Dissertation, T. H. Braunschweig, 1959.
9. Kuhnert E. Über die Wanderung des Lichtbogens im engen Isolierstoffspalt bei Stromen von 20 000 bis 200 000 A, Dissertation, T. H. Braunschweig, 1958.
10. Абрамович Г. Н. Прикладная газовая динамика. М., «Наука», 1969.
11. Цлаф А. Л. Плотность тока электрической дуги в щелевой дугогасительной камере. — «Электричество», 1968, № 12.
12. Хег Б. Электромагнитные расчеты. М., Госэнергоиздат, 1934.

[16.9.1974]



Расчет магнитных систем с редкоземельными магнитами и ненасыщенной арматурой методом интегральных уравнений

КОГЕН-ДАЛИН В. В., КОНИЕВ Ю. А., КУРБАТОВ П. А.

Москва

Известно, что расчет статических магнитных полей может быть выполнен путем решения интегральных уравнений, в правые части которых вводятся «магнитные заряды», представляющие дивергенцию вектора намагниченности в областях, занятых магнитно-твёрдыми материалами [Л. 1 и 2]. Особенностью выпускаемых в настоящее время редкоземельных магнитов является постоянство вектора намагниченности по объему образца в рабочем диапазоне напряженности поля. В этом случае «магнитные заряды» образуются только на торцах магнитов. Элементы арматуры, выполненной из магнитно-мягкого материала, рассчитываются так, что материал не попадает в глубокое насыщение, и его относительная магнитная проницаемость во всяком случае превышает 100. В таких условиях расчет системы с редкоземельными магнитами сводится к расчету поля, созданного «магнитными зарядами» на торцевых поверхностях магнитов и эквипотенциальных элементах арматуры.

Исходная система интегральных уравнений. Для иллюстрации вывода интегральных уравнений рассмотрим систему с магнитами стержневой формы, у которых вектор намагниченности \mathbf{M} сохраняется постоянным по всему объему и направленным вдоль стержня (рис. 1). Каждый магнит будет представлять [Л. 3] системой поверхностных зарядов с плотностью

$$\sigma_m = \mu_0 (Mn),$$

где n — единичная внешняя нормаль к поверхности магнита.

Необходимо рассчитать для этой системы распределение потенциала и топографию поля в немагнитной внешней области и в самих магнитах (для оценки использования запасенной в них энергии). Ненасыщенность элементов системы, выполненных из магнитно-мягкого материала, означает, что внутри них магнитные потенциалы φ постоянны по всему объему, включая поверхности. Таким образом, система, изображенная на рис. 1, эквивалентна системе двух эквипотенциальных объемов Ω_1 и Ω_2 и четырех заряженных поверхностей S'_1, S'_2, S'_3, S'_4 (рис. 2).

В каждой точке Q пространства Ω_e потенциал φ подчиняется уравнению Лапласа

$$\Delta\varphi(Q) = 0,$$

а на границе условиям

$$\varphi|_{S_j} = \text{const} \quad \text{и} \quad \frac{\partial\varphi}{\partial n}|_{S_j} = -\frac{\sigma_{aj}}{\mu_0},$$

где n — единичная внутренняя нормаль для области Ω_e .

Решение уравнения Лапласа дает формула Грина [Л. 4]

$$\begin{aligned} \varphi(Q) = & \frac{1}{4\pi} \sum_{j=1}^2 \oint_{S_j} \left[\varphi(P) \frac{\partial}{\partial n_P} \left(\frac{1}{r} \right) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{r} \frac{\partial\varphi(P)}{\partial n_P} \right] dS_P - \int_{\Omega_e} \frac{\Delta\varphi}{r} d\Omega, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\frac{\partial}{\partial n_P}$ — производная по нормали в текущей точке интегрирования P ; $r = r(P, Q)$ — расстояние между точками P и Q .

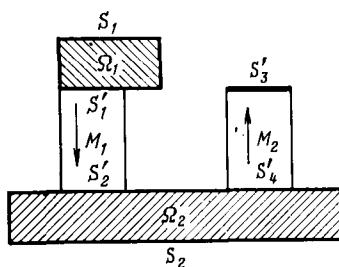


Рис. 1. Заданная система с редкоземельными магнитами.

В нашем случае точка Q лежит вне объемов Ω_1 и Ω_2 , поэтому

$$\oint_{S_j} \frac{\partial}{\partial n_P} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P = 0.$$

Имея также в виду, что лапласиан $\Delta\varphi$ отличен от нуля только на поверхности S'_j , формулу (1) удобно преобразовать к виду:

$$\begin{aligned} \varphi(Q) = & \frac{1}{4\pi\mu_0} \sum_{j=1}^2 \oint_{S_j} \frac{\sigma_{aj}(P)}{r} dS_P + \\ & + \frac{1}{4\pi\mu_0} \sum_{k=1}^4 \int_{S'_k} \frac{\sigma_{mk}}{r} dS_P. \end{aligned} \quad (2)$$

Торцы магнитов S'_1, S'_2, S'_3, S'_4 лежат на поверхностях S_1 и S_2 (рис. 2), что позволяет ввести в расчет результирующие поверхностные заряды $\sigma_j(P)$:

$$\begin{aligned} \sigma_1(P) = & \begin{cases} \sigma_{a1}(P) & \text{при } P \in S_1 \setminus S'_1; \\ \sigma_{a1}(P) + \sigma_{m1}(P) & \text{при } P \in S'_1; \end{cases} \\ \sigma_2(P) = & \begin{cases} \sigma_{a2}(P) & \text{при } P \in S_2 \setminus (S'_1 + S'_2); \\ \sigma_{a2}(P) + \sigma_{m3}(P) & \text{при } P \in S'_2; \\ \sigma_{a2}(P) + \sigma_{m4}(P) & \text{при } P \in S'_4. \end{cases} \end{aligned}$$

и объединить интегралы по поверхностям S_1 и S'_1 , а также по поверхностям S_2, S'_2 и S'_4 . В результате получим более компактное выражение для потенциала:

$$\varphi(Q) = \frac{1}{4\pi\mu_0} \sum_{j=1}^2 \oint_{S_j} \frac{\sigma_j(P)}{r} dS_P + \frac{M_2}{4\pi} \int_{S'_3} \frac{1}{r} dS_P. \quad (3)$$

Производная потенциала на поверхностях S_1 и S_2 по нормали в исследуемой точке Q определяется уравнением [Л. 4]

$$\begin{aligned} \frac{\partial\varphi(Q)}{\partial n_Q} = & -\frac{\sigma_k(Q)}{2\mu_0} + \frac{1}{4\pi\mu_0} \sum_{j=1}^2 \oint_{S_j} \sigma_j(P) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P + \\ & + \frac{M_2}{4\pi} \int_{S'_3} \frac{\partial}{\partial n_Q} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P; \quad k = 1, 2. \end{aligned}$$

Воспользовавшись теоремой о скачке нормальной производной потенциала простого слоя [Л. 4 и 5] и учитывая, что внутри эквипотенциальных объемов Ω_1 и Ω_2 нормальная производная потенциала равна нулю, получим систему интегральных уравнений:

$$\begin{aligned} -2\pi\sigma_k(Q) = & \sum_{j=1}^2 \oint_{S_j} \sigma_j(P) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P + \\ & + \mu_0 M_2 \int_{S'_3} \frac{\partial}{\partial n_Q} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P; \quad k = 1, 2. \end{aligned} \quad (4)$$

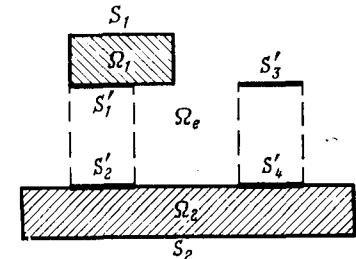


Рис. 2. Расчетная система, замещающая заданную и учитывающая поверхностные заряды.

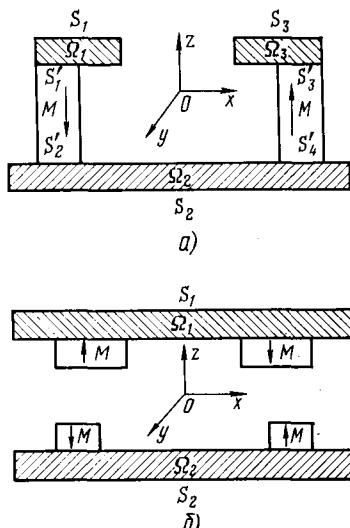


Рис. 3. Примеры систем с симметрией относительно координатных плоскостей.

Общее решение $\sigma_{\text{он}}$ неоднородной системы уравнений (4) есть сумма общего решения $\sigma_{\text{о.о}}$ соответствующей однородной системы и частного решения $\sigma_{\text{чн}}$ неоднородной системы:

$$\sigma_{\text{он}} = \sigma_{\text{о.о}} + \sigma_{\text{чн}}.$$

Используя теоремы Фредгольма [Л. 5], можно показать, что однородная система имеет два линейно независимых нетривиальных решения v_1 и v_2 . Поэтому общее решение неоднородной системы может быть представлено в виде:

$$\sigma_{\text{он}} = a_1 v_1 + a_2 v_2 + \sigma_{\text{чн}}.$$

Следовательно, для нахождения единственного решения нашей задачи следует ввести два добавочных нормировочных условия о суммарных «магнитных зарядах» на поверхностях S_1 и S_2 :

$$\begin{aligned} q_1 &= \oint_{S_1} \sigma_1(P) dS_P = -\mu_0 M_1 S'_1; \\ q_2 &= \oint_{S_2} \sigma_2(P) dS_P = \mu_0 (M_1 S'_2 - M_2 S'_4), \end{aligned} \quad (5)$$

которые являются результатом применения теоремы Гаусса и позволяют определить постоянные коэффициенты a_1 и a_2 .

Для различных конструкций магнитных систем с редкоземельными магнитами и ненасыщенной арматурой могут быть получены уравнения, аналогичные (4). Необходимое число дополнительных условий в общем случае определяется числом изолированных друг от друга эквипотенциальных элементов арматуры.

Отметим, что в случае симметрии системы количество добавочных условий можно уменьшить. Например, для системы, изображенной на рис. 3, а, формально можно записать три нормировочных условия:

$$\begin{aligned} \oint_{S_1} \sigma_1(P) dS_P &= -\mu_0 M S'_1; \\ \oint_{S_2} \sigma_2(P) dS_P &= 0. \\ \oint_{S_3} \sigma_3(P) dS_P &= \mu_0 M S'_3; \end{aligned} \quad (6)$$

Однако магнитная система симметрична относительно плоскости $y0z$, и достаточно одного первого уравнения (6). Это следует из того, что второе уравнение есть просто следствие первого для точек P и \bar{P} , симметричных относительно плоскости $y0z$. Третье уравнение выполняется автоматически, если учесть нечетность функции $\sigma_3(P)$ относительно той же плоскости симметрии.

Система, изображенная на рис. 3, б, не нуждается в записи добавочных условий

$$\oint_{S_1} \sigma_1(P) dS_P = 0 \text{ и } \oint_{S_2} \sigma_2(P) dS_P = 0,$$

так как они всегда выполняются в силу нечетности функций $\sigma_1(P)$ и $\sigma_2(P)$ относительно плоскости симметрична $y0z$.

Система, состоящая из одного постоянного магнита, армированного двумя сферами (рис. 4), нуждается в одном добавочном условии вместо двух, так как $\sigma_1(P) = \sigma_2(P)$ для симметричных относительно плоскости $x0y$ точек P и \bar{P} .

Следует отметить, что решение системы интегральных уравнений (4) совместно с нормирующими условиями (5) возможно разными путями. Один из них указан в [Л. 6], где структура ядра интегрального уравнения изменяется с учетом нормирующих условий. Ниже предлагается другой более простой метод решения, в котором нормирующие условия вводятся на этапе численного решения.

Численное решение интегральных уравнений. Заменим входящий в уравнение (4) интегральный оператор на конечную сумму с помощью формулы численного интегрирования. Это преобразование, следуя методу Боголюбова — Крылова [Л. 7], практически производят следующим образом. Все поверхности интегрирования разбиваются на n элементарных площадок. В пределах каждой площадки плотность зарядов считается постоянной и равной ее значению в средней точке элемента поверхности. В результате получаем:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^2 \oint_{S_j} \sigma_j(P) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P &= \\ = \sum_{k=1}^n \sigma_k \int_{\Delta S_k} \frac{\partial}{\partial n_Q} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P + R(Q), \end{aligned}$$

где $R(Q)$ — ошибка приближенного интегрирования. При этом уравнение (4), записанное в конечных суммах для средней точки Q_i данной i -й площадки, может быть представлено следующим образом:

$$\begin{aligned} \sigma(Q_i) + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \sigma_k \int_{\Delta S_k} \frac{\partial}{\partial n_{Q_i}} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P &= \\ = -\frac{1}{2\pi} \mu_0 M_2 \int_{S'_3} \frac{\partial}{\partial n_{Q_i}} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P - \frac{1}{2\pi} R(Q_i). \end{aligned} \quad (7)$$

Для всех средних точек элементарных площадок Q_1, Q_2, \dots, Q_n получаем систему из n алгебраических уравнений вида (7). В матричной записи она имеет вид:

$$(E+B)\sigma = F_1 - R_1, \quad (8)$$

где E — единичная матрица размером $n \times n$; B — квадратная матрица размером $n \times n$, получаемая в результате замены интеграла конечной суммой; ее элементы определяются равенством:

$$b_{ik} = \frac{1}{2\pi} \int_{\Delta S_k} \frac{\partial}{\partial n_{Q_i}} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P;$$

F_1 — матрица-столбец, элементы которой равны значению правой части интегрального уравнения в точках Q_i :

$$f_{1i} = -\frac{1}{2\pi} \mu_0 M_2 \int_{S'_3} \frac{\partial}{\partial n_{Q_i}} \left(\frac{1}{r} \right) dS_P;$$

R_1 — матрица-столбец ошибок квадратурной формулы в точках Q_i ; ее элементы определяются по формуле

$$R_{1i} = \frac{1}{2\pi} R(Q_i).$$

Выше было показано, что получение единственного решения интегрального уравнения (4) возможно только при совместном решении его с нормировочными условиями (5). Заменим теперь интегральные нормировочные условия на линейные алгебраические уравнения:

$$\oint_{S_i} \sigma dS = \sum_{j=m_1}^{m_2} \sigma_j \int_{\Delta S_j} dS + r_i = \sum_{j=m_1}^{m_2} \Delta S_j \sigma_j + r_i = q_i,$$

где $m_1 \leq j \leq m_2$ — номера площадок на i -й поверхности; r_i — ошибка численного интегрирования.

Совокупность всех нормировочных условий дает систему

$$S\sigma = F_2 - R_2. \quad (9)$$

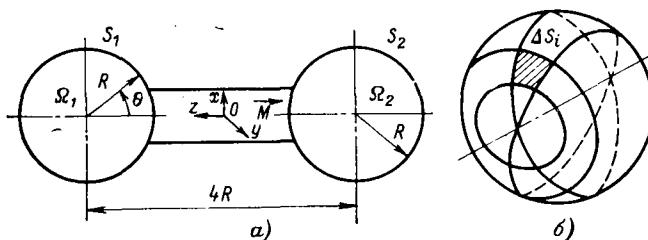


Рис. 4. Магнитная система контрольной задачи.

Элементами матрицы S являются величины площадок ΔS_i , взятых на i -й поверхности. Величина суммарного заряда i -й поверхности есть i -й элемент матрицы F_2 . Матрица R_2 — это матрица ошибок численного интегрирования.

Введем обозначения:

$C = \begin{bmatrix} E + B \\ S \end{bmatrix}$ — блочная матрица размером $(n+k) \times n$, где k — число нормирующих уравнений;

$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}$ — блочная матрица из $n+k$ элементов;

$R = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \end{bmatrix}$ — блочная матрица ошибок интегрирования, состоящая из $n+k$ элементов.

Используя эти обозначения, запишем совместно уравнения (8) и (9):

$$C\sigma = F - R. \quad (10)$$

Отбросим в правой части равенства (10) малую величину R . В результате получим новую систему уравнений, которая соответствует приближенному значению σ :

$$C\tilde{\sigma} = F. \quad (11)$$

Преобразуем (11) с помощью первой трансформации Гаусса [Л. 8 и 9]. Для этого умножим левую и правую часть равенства (11) на транспонированную матрицу C^t :

$$C^t C \tilde{\sigma}^* = C^t F. \quad (12)$$

Нетрудно показать, что матрица $C^t C$ будет невырожденной и положительно определенной [Л. 9]. Система (12) является нормальной и имеет единственное решение. Решение $\tilde{\sigma}^*$ соответствует минимуму квадрата нормы вектора невязки системы (11):

$$\min \|F - C\tilde{\sigma}\|^2 = \|F - C\tilde{\sigma}^*\|^2.$$

Таким образом, функцию $\tilde{\sigma}^*$ необходимо понимать как наилучшее приближение к искомому решению.

Пример. Для иллюстрации изложенного метода рассмотрим систему, состоящую из стержневого магнита, армированного двумя сферическими полюсными наконечниками радиуса R . Расстояние между центрами сфер равно $4R$ (рис. 4, а). Магнитная проницаемость материала сферы $\mu = \infty$, намагниченность постоянного магнита $M = \text{const}$.

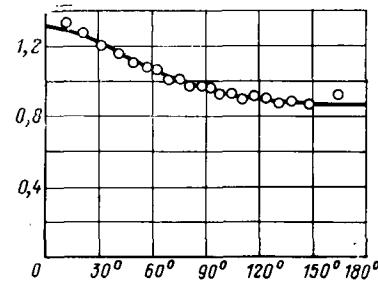
Выбор в качестве примера этой относительно простой задачи связан с тем, что имеется возможность аналитического ее решения, что позволяет контролировать получаемый результат.

Согласно предложенному методу заменим магнит двумя заряженными поверхностями, совпадающими с поверхностями наконечников. Тогда две эквипотенциальные сферы получают равные, но противоположные по знаку «магнитные заряды». Величина намагниченности постоянного магнита выбрана в условиях задачи такой, что суммарный заряд сферы численно равен

$$q_h = \mu_0 \oint_{S'_k} (Mn) dS = 4\pi R^2. \quad (13)$$

Искомой характеристикой магнитной системы является плотность поверхностного заряда на сferах, которая позволяет рассчитать ее магнитное поле с помощью простых алгоритмов.

Рис. 5. Распределение плотности зарядов (нормальной составляющей градиента потенциала) у поверхности сферических наконечников.



Представленная задача была решена двумя методами: описанным выше методом интегральных уравнений и известным методом инверсий [Л. 10].

Для решения методом интегральных уравнений сфера разбивалась на малые площадки. С помощью плоскостей, перпендикулярных оси z , каждая сфера делилась на 21 кольцо, которые в свою очередь делились проходящими через ось z плоскостями на 36 равных частей (рис. 4, б).

Магнитная система обладает осевой симметрией, а эквипотенциальная плоскость $\varphi=0$ совпадает с плоскостью симметрии xOy . При указанной дискретизации поверхностей для полного описания задачи достаточно составить систему из 21 алгебраического уравнения вида (7) и одного нормирующего условия (13).

Замена интеграла конечной суммой производилась с помощью простейшей квадратурной формулы прямоугольников [Л. 11].

Совместное решение полученных уравнений дает искомую плотность поверхностных магнитных зарядов на сferах. Указанный алгоритм был реализован на ЭЦВМ БЭСМ-4. Время решения составило 4 мин. На рис. 5 точками показан результат расчета по методу интегральных уравнений.

При расчете поверхностной плотности «магнитных зарядов» методом инверсий сначала налагаются ограничения, считая потенциал первой сферы φ_1 постоянным и отличным от нуля, а потенциал второй сферы φ_2 равным нулю. Далее первую сферу заменяют зарядом q_0 , соответствующим потенциальному $\varphi_1 = C_1$ на ее поверхности. При этом на поверхности второй сферы граничное условие $\varphi_2/S_2 = 0$ нарушается. Для его выполнения заряд отображают относительно второй сферы и помещают инвертированный заряд \hat{q}_0 внутри нее. После первой инверсии граничное условие $\varphi_2/S_2 = 0$ выполняется, но нарушается граничное условие на поверхности первой сферы. Для сохранения граничных условий на первой сфере отображают заряд \hat{q}_0 относительно первой сферы и т. д.

Аналогичные операции выполняют и при $\varphi_1/S_1 = 0$. В итоге каждая сфера заменяется бесконечной последовательностью одноименных зарядов, убывающих по абсолютной величине быстрее геометрической прогрессии. Для получения точности порядка 0,1% было достаточно заменить две сферы системой из восьми зарядов. Результаты расчета приведены на рис. 5 сплошной кривой.

Сравнение результатов расчетов двумя методами показывает, что максимальное расхождение наблюдается при углах 0, близких к циркулю и 180° и достигает 5%. На участке $15^\circ < \theta < 160^\circ$ ошибка не превышает 1%. Источником увеличенной ошибки вблизи оси симметрии является грубая дискретизация поверхности на этих участках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коняев Ю. А. Расчет магнитных систем, состоящих из высокозерцитивных магнитов и ненасыщенных полюсных наконечников. — Труды МЭИ «Постоянные магниты», вып. 139, 1972.
2. Коген-Далин В. В. Инженерные методы расчета при проектировании магнитных систем электронных приборов СВЧ. «Электронная техника», сер. I — Электроника СВЧ», 1972, № 8.
3. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники, ч. III. М., «Энергия», 1969.
4. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики. М., «Наука», 1972.
5. Михлин С. Г. Курс математической физики. М., «Наука», 1968.

6. Тозони О. В., Маергойз И. Д. О расчете статических полей методом интегральных уравнений. «Изв. вузов. Электромеханика», 1967, № 11.

7. Канторович Л. В., Крылов В. И.—Приближенные методы высшего анализа. М., Физматгиз, 1962.

8. Форсайт Дж., Молер К. Численное решение систем линейных алгебраических уравнений. М., «Мир», 1969.

9. Фаддеев Д. Н., Фаддеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры. М., «Физматгиз», 1953.

10. Миролюбов Н. Н. и др. Методы расчета электростатических полей. М., «Высшая школа», 1963.

11. Никольский С. М. Квадратурные формулы. Физматгиз, 1958.

[11.2.1974]



УДК 621.313.333.2.12

Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом и изолированной петлевой короткозамкнутой обмоткой ротора

РЕЗИН М. Г., МУРДЖИКАН М. Г., САРАПУЛОВ Ф. П.

Уральский политехнический институт им. С. М. Кирова

Известно, что ухудшение энергетических показателей двигателей с разомкнутым магнитопроводом (ДРМ) происходит вследствие их конечной длины, когда во вторичной цепи возникает продольный краевой эффект, заключающийся в том, что, кроме нормальных вторичных бегущих волн тока и магнитной индукции, появляются их дополнительные составляющие [Л. 1]. Тем не менее продольные краевые эффекты во вторичной цепи МГД-машины и ДРМ, а также меры по уменьшению их влияния на показатели этих машин изучены еще слабо как с теоретической, так и с экспериментальной сторон. Естественно, эти меры могут быть различны у МГД-машин, имеющих вторичный контур в виде жидкого металла, и ДРМ.

В статье приведены результаты экспериментального исследования дугового асинхронного двигателя (ДАД) с различным исполнением роторных обмоток.

В круговых асинхронных машинах неизолированная короткозамкнутая обмотка типа беличьей клетки является эффективной. Применение этой обмотки или ее разновидностей в двигателях с разомкнутым магнитопроводом снижает ее эффективность из-за сильного проявления вторичного краевого эффекта [Л. 2]: искажения магнитного поля в зазоре; появления электродинамических тормозных сил; дополнительных потерь мощности.

Некоторые меры по уменьшению влияния вторичного продольного краевого эффекта, предложенные в литературе, являются малоэффективными. Например, в [Л. 3] для того, чтобы исключить токи растекания за пределами активной зоны, предлагается производить замыкание стержней ротора только в пределах активной зоны с помощью контактно-щечечного устройства. Однако такое устройство будет громоздким и незакономичным.

В [Л. 4] рассматривается короткозамкнутая петлевая неизолированная обмотка, уложенная в разноклеточные пазы. Однако неизолированные друг от друга и от магнитопровода короткозамкнутые витки не уменьшают заметно растекание токов вне и под активной зоной статора. Такая обмотка по своим свойствам очень близка к короткозамкнутой беличьей клетке. Расположение одной стороны контура в пазу рабочей клетки, а другой в пазу лусковой клетки ведет к существенному увеличению индуктивного сопротивления за счет роста пазовой проводимости пусковой клетки.

В [Л. 5] для уменьшения влияния вторичного краевого эффекта в ДАД предложена короткозамкнутая изолированная волновая обмотка. Основным недостатком фазной обмотки ротора и изолированной короткозамкнутой волновой обмотки является то, что неактивная часть обмотки обтекается рабочим током, что ведет к дополнительным потерям мощности и увеличению индуктивного сопротивления ротора.

В этой статье предлагается использовать для ротора ДРМ изолированную петлевую короткозамкнутую обмотку

Эту обмотку можно получить из обычной барабанной фазной обмотки ротора асинхронного двигателя с круговым статором, если секции каждой фазы разъединить между собой и замкнуть каждую секцию или несколько соседних, последовательно соединенных секций накоротко.

Предлагаемую обмотку можно также получить из колышевой обмотки, если все секции ее разъединить между собой,

а затем каждую секцию или несколько последовательно соединенных соседних секций па одном фазовом делении замкнуть накоротко. На рис. 1, а, б и в приведены различные исполнения предлагаемой обмотки (а, б — однослойная, в — двухслойная).

Подобные обмотки в круговых асинхронных машинах распространение не получили. В случае же асинхронных машин с разомкнутым магнитопроводом эти обмотки являются эффективными, так как ограничивают влияние вторичного краевого эффекта. Достоинства петлевой короткозамкнутой обмотки ротора, состоящей из изолированных контуров, следующие:

часть обмотки ротора, находящаяся за пределами активной зоны, не обтекается рабочим током;

уменьшается индуктивное сопротивление рассеяния;

исключаются уравнительные токи под активной зоной статора;

часть обмотки ротора, находящаяся за пределами активной зоны, создает большее по сравнению с короткозамкнутой клеткой сопротивление токам растекания, что приводит к уменьшению последних.

Перечисленные выше преимущества обмоток обеспечивают ДРМ лучшие энергетические показатели (усиление F , к. п. д. η , $\cos \varphi$) по сравнению с двигателем, имеющим ротор с короткозамкнутой клеткой и фазной обмоткой.

Этот вывод подтверждается при экспериментальном исследовании двигателя с разомкнутым магнитопроводом с различным исполнением обмотки роторного контура.

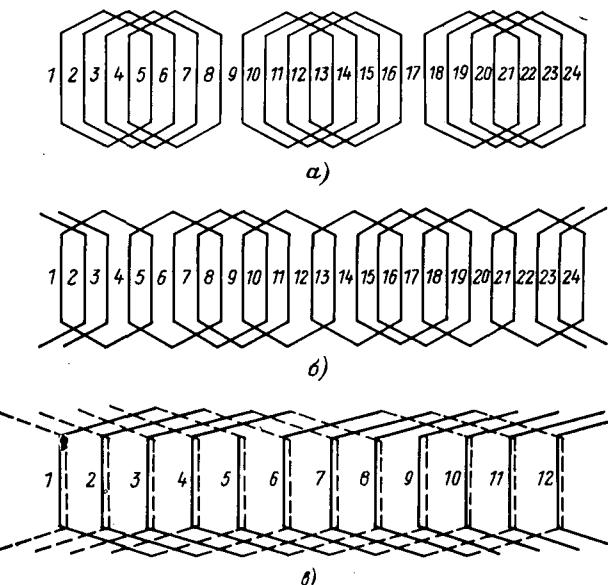


Рис. 1. Схемы изолированной петлевой короткозамкнутой обмотки ротора.

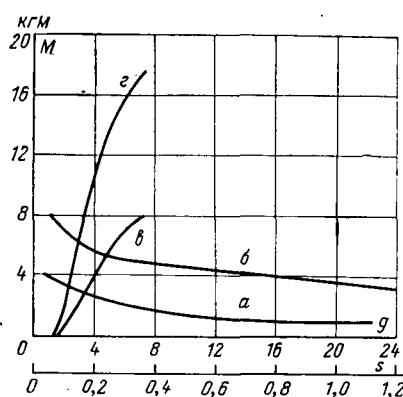


Рис. 2. Механические характеристики ДАДI.
а — $M=f(g)$ при $s=0,15$; б — $M=f(g)$ при $s=0,3$; в — $M=f(s)$ двигателя с фазной обмоткой; г — $M=f(s)$ двигателя с изолированной петлевой короткозамкнутой обмоткой.

Сравнение обмотки ротора из изолированных короткозамкнутых контуров с фазной было проведено на дуговом асинхронном двигателе ДАДI, выполненном на основе серийного асинхронного двигателя 9-го габарита.

Дуга статора двигателя составляет $1/3$ окружности, обмотка статора — трехфазная, двухслойная, $p=4$, $q=1,5$. Обмотка ротора — трехфазная, двухслойная. Воздушный зазор — $\delta=0,4$ мм.

Номинальные данные двигателя: $U_n=220$ в, $I_n=5,46$ а, $P_n=1$ квт, $n_n=210$ об/мин.

Для получения петлевой короткозамкнутой обмотки секции каждой фазы обмотки ротора, состоящие из девяти витков, были разъединены. Короткозамкнутые контуры были образованы из различного числа последовательно соединенных секций одной фазы. Число последовательно соединенных секций в контуре менялось от $g=1$ до $g=24$. Для каждой схемы обмотки снимались механические характеристики.

На рис. 2 (кривые а и б) показана зависимость момента, развиваемого дуговым асинхронным двигателем, от числа последовательно соединенных секций одной фазы в короткозамкнутом контуре обмотки ротора при различном скольжении. Как видно, наибольший момент развивается двигателем, когда контур образован из одной замкнутой накоротко секции $g=1$.

В качестве экспериментального двигателя (для сравнения короткозамкнутой клетки с обмоткой из изолированных короткозамкнутых контуров) был использован дуговой асинхронный двигатель ДАДII, выполненный на основе серийного асинхронного двигателя А02-82-4. Дуга статора составляет $1/3$ окружности, обмотка — трехфазная, двухслойная с компенсирующими элементами, $p=1$; $q=2$. Обмотки ротора выполнялись из медных изолированных стержней (однослойные и двухслойные — по рис. 1). Воздушный зазор $\delta=1,25$ мм. В качестве нагрузки использовалась машина постоянного тока.

При экспериментальном исследовании измерялись усилия F , скорость n , развиваемые двигателем, напряжение U , ток I , мощность P каждой фазы. Постоянство зазора контролировалось током идеального холостого хода.

Механические характеристики, рассчитанные по полученным экспериментальным данным, показаны на рис. 2, в и г и 3, а, г.

Как видно из рис. 2, в и 3, а, дуговой двигатель ДАДI с обмоткой ротора из изолированных короткозамкнутых секций при одинаковых условиях эксперимента имеет механическую характеристику, существенно отличающуюся от механической характеристики двигателя с фазной обмоткой ротора. Двигатель с предлагаемой нами обмоткой ротора развивает почти вдвое больший врачающий момент.

Механические характеристики рис. 3 показывают, что ДАДII развивает меньший врачающий момент с обмоткой типа беличьей клетки. Лучшую механическую характеристику имеет дуговой двигатель с обмоткой ротора из изолированных контуров в двухслойной исполнении.

Предлагаемая обмотка ротора обеспечивает меньшие потери мощности в роторе и меньшие лия рассеяния по сравнению с фазной и короткозамкнутой обмотками.

Так, рассчитанный по экспериментальным данным максимальный к. п. д. ДАДI с двухслойной петлевой короткозамкнутой обмоткой превышает η_{max} двигателя с фазной обмоткой на 30% , а максимальный коэффициент мощности $\cos \varphi_{max}$ — на 25% . Лучшие энергетические показатели имел ДАДII при двухслойном исполнении петлевой короткозамкнутой обмотки. Максимальный к. п. д. двигателя с обмоткой, выполненной по схеме рис. 1, в, на 45% , а $\cos \varphi_{max}$ на 33% больше, чем эти же параметры у двигателя с обмоткой ротора типа беличьей клетки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические насосы с жидкокомпенсационным рабочим телом. Л., «Энергия», 1970.
2. Резин М. Г. Эффект реакции ротора и механические характеристики двигателя с дуговым статором. — «Электричество», 1950, № 2, с. 51—52.
3. Расщепкин А. П. О продольном краевом эффекте линейных индукционных машин. — «Магнитная гидродинамика», 1966, № 3, с. 106—110.
4. Шумов Ю. Н. Способ снижения дополнительных потерь в дугостаторном асинхронном двигателе. — В сб.: Труды Всесоюзного заочного политехнического института. 1970, вып. 66, с. 119—121.
5. Laiithwaite E. R. Rotor windings for induction motors with arc-shaped stators. — «Proc. of IEE», 1964, vol. III, 2, pp. 315—321.

[29.4.1974]



ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ

Издательство «Энергия» предлагает Вашему вниманию книгу — Балыгин И. Е. Электрические свойства твердых диэлектриков. 1974. 190 с. 4 000 экз. 82 к.

Книга предназначена для инженеров и техников, занимающихся исследованием электрических свойств твердых диэлектриков.

Данную книгу можно приобрести во всех специализированных книжных магазинах «Техническая книга». В случае отсутствия ее в местных магазинах заказы следует направлять по адресу: 103031, Москва, ул. Медведева, 1, «Книга — почтой» магазина № 8 «Техническая книга».



Сообщения

УДК 621.316.925.062:621.375

Реле направления мощности на операционных усилителях

Канд. техн. наук ВАНИН В. К., ЕНИН А. С.

Ленинградский политехнический институт

В целях улучшения технических характеристик устройств релейной защиты и автоматики (РЗА) энергосистем все более широко проводятся работы по использованию для их построения средств вычислительной техники. В частности, в [Л. 1 и 2] рассмотрены отдельные вопросы применения активных элементов аналоговой вычислительной техники — операционных усилителей (ОУ).

Говоря о достоинствах выполнения устройств РЗА на основе ОУ, прежде всего следует отметить незначительную мощность, потребляемую ими от источников информации, и высокую степень унификации. Малое потребление активными устройствами РЗА мощности (доли вольт-ампера) позволяет использовать их для совместной работы с маломощными датчиками тока (ДТ) и напряжения (ДН), например, оптико-электронными, индукционными, с воздушным зазором и др.

Высокая степень унификации обусловлена применением в устройствах однотипных элементов — усилителей постоянного тока (УПТ), являющихся элементарной ячейкой системы РЗА. Это позволяет создавать на основе УПТ специализированные вычислительные устройства, выполняющие определенный объем математических операций, которые в зависимости от состава элементов и внутренних коммутаций могут использоваться как различного типа реле или комплексы РЗА. При этом возможно существенное упрощение системы РЗА. Действительно, в существующих защитах сигнал для каждого контролирующего элемента формируется отдельно; например, для блокировок от качаний, для пусковых органов высокочастотных защит, для фильтровых защите фильтры симметричных составляющих выполняются отдельно. В активных же ВУ благодаря развязывающим свойствам усилителей возможно и целесообразно иметь один измерительный орган, в рассматриваемом примере — фильтр симметричных составляющих, выходной сигнал которого используется для реализации нескольких принципов РЗА. Кроме отмеченных достоинств активных устройств защиты и автоматики следует назвать их высокую точность, простоту настройки и регулировки, незначительные габариты, быстродействие, достаточный динамический диапазон рабочих сигналов.

В статье рассматриваются основные вопросы построения реле направления мощности. Из большого разнообразия возможных схемных реализаций наибольший интерес представляют реле, использующие активные множительные устройства, и схемы, реализующие принцип сравнения по абсолютному значению и фазе специальным образом сформированных напряжений E_1 и E_2 . Вопросы, которые могут возникнуть при построении реле на основе множительных устройств, в значительной степени родственны таковым при проектировании активных датчиков мощности, и поэтому достаточно полно отражены в литературе. В этой связи ниже внимание уделено не рассматриваемым ранее в литературе реле на ОУ с использованием сравнения E_1 и E_2 .

Для реле мощности смешанного типа, основанного на сравнении E_1 и E_2 по абсолютной величине [Л. 1],

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= kU - kI \frac{1}{\sin \delta + j \cos \delta}; \\ \dot{E}_2 &= kU + kI \frac{1}{\sin \delta + j \cos \delta}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где δ — угол наклона характеристики срабатывания.

Анализ выражений (1) показывает, что они могут быть реализованы на основе различных схем с различным количеством УПТ и пассивных элементов. Это обуславливает необ-

ходимость синтеза измерительной части устройства, который должен быть проведен по исходным уравнениям с целью создания наиболее простого реле, удовлетворяющего требованиям по точности, быстродействию, простоте настройки и регулировки, надежности. При построении схемы необходимо учитывать спектральный состав помех, так как результирующая погрешность, обусловленная помехами, в значительной степени зависит от вида выполняемой звеном математической операции. Например, форсирующие звенья будут подчеркивать в выходном напряжении высокочастотные составляющие, а инерционные звенья — низкочастотные составляющие помех, ослабляя высокочастотные.

Перечисленные требования наиболее полно выполняются при использовании минимального количества УПТ и пассивных элементов, отказе от чисто интегрирующих и дифференцирующих ОУ как наиболее восприимчивых к помехам [Л. 2] и замене их усилителями с усложненными двух-, четырехполюсниками во входных цепях и цепи обратной связи, исключении катушек индуктивности, ухудшающих технологичность изготовления устройства, снижающих надежность, усложняющих регулировку, увеличивающих габариты. В целях упрощения определения передаточных функций блоков ВУ воспользуемся символической формой записи исходных выражений:

$$E_1(t) = k'U(t) - kI(t) \frac{1}{\sin \delta + p \frac{\cos \delta}{\omega}};$$

$$E_2(t) = kU(t) + kI(t) \frac{1}{\sin \delta + p \frac{\cos \delta}{\omega}}$$

(где p — оператор дифференцирования), откуда следует, что для формирования $E_1(t)$ и $E_2(t)$ требуются сумматоры с передаточными функциями по входам.

$$W_{11}(p) = W_{21}(p) = k; \\ -W_{12}(p) = W_{22}(p) = \frac{k}{\sin \delta + p \frac{\cos \delta}{\omega}},$$

где p — комплексное число.

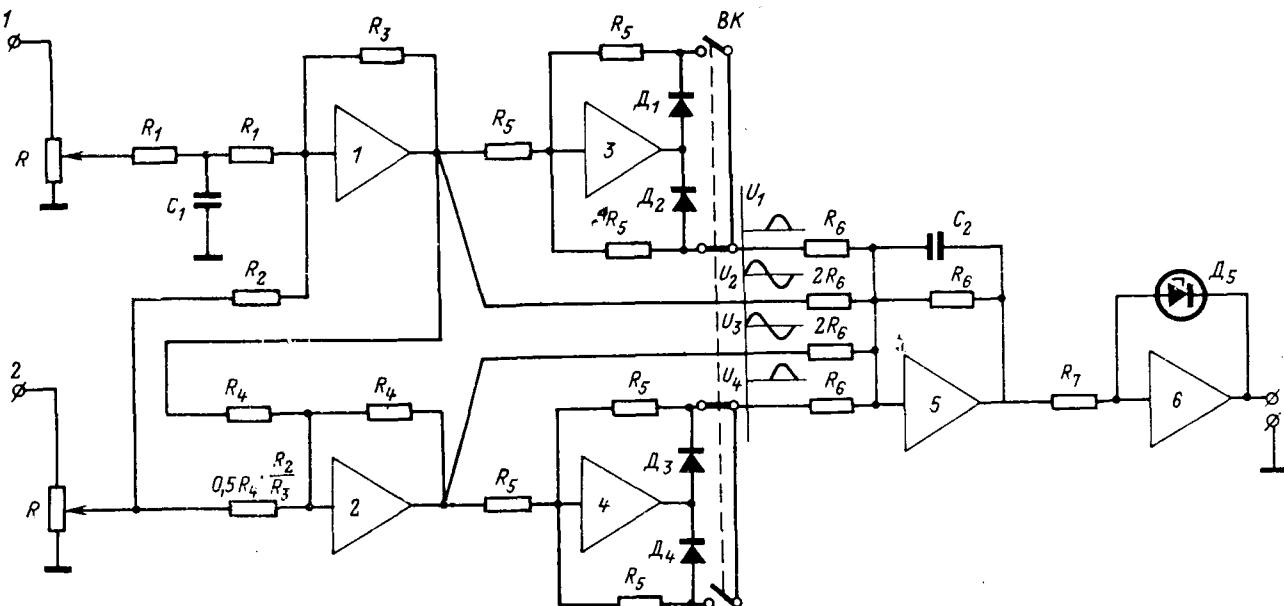
Передаточные функции $W_{11}(p)$ и $W_{21}(p)$ наиболее просто реализуются при включении в цепь обратной связи и входной цепи ОУ резисторов, при этом сопротивление первого должно быть в k раз больше, чем второго. Пассивной цепью, наиболее пригодной для реализации передаточной функции $W_{22}(p)$, является Т-образный четырехполюсник (см. рис. 1 [Л. 3]). Параметры четырехполюсника определяются при сопоставлении передаточной функции по данному входу для общего случая и $W_{22}(p)$:

$$\frac{R_3}{2R_1 \left(1 + p \frac{R_1 C_1}{2} \right)} = \frac{k}{\sin \delta \left(1 + p \frac{\operatorname{ctg} \delta}{\omega} \right)},$$

откуда следует, что

$$R_1 = \frac{R_3 \sin \delta}{2k}; \quad C_1 = \frac{4k \operatorname{ctg} \delta}{\omega R_3 \sin \delta}.$$

Для реализации $W_{12}(p)$ можно использовать второй сумматор, по схеме аналогичной рассматриваемому, что, однако, представляется нецелесообразным. Действительно, как можно

Рис. 1. Схема реле, основанного на сравнении E_1 и E_2 по абсолютному значению.

видеть из рис. 1, при подаче на вход 1 сигнала от ДТ (после преобразования ток-напряжения), а на вход 2 от ДН, выходное напряжение ОУ1 соответствует $-E_2$, а выходное напряжение ОУ2 — $(-E_1)$. При этом уменьшается общее число элементов схемы и, следовательно, уменьшается погрешность по сравнению с первым вариантом.

С выходов формирователей E_1 и E_2 сигналы поступают в схему формирования абсолютных значений. В [Л. 4] приводятся варианты схем диодных ограничителей, на основе которых выполняются схемы формирования абсолютных значений. Для рассматриваемого реле наиболее целесообразно использовать схему формирования, представленную на рис. 1 (ОУ3, 4 и 5), так как вносимая такой схемой ошибка не превышает 0,05 %. Это обеспечивает большой динамический диапазон изменения рабочих сигналов и возможность эффективного применения УПТ в интегральном исполнении. Кроме того, в используемой схеме формирования легко осуществляется сглаживание выходного сигнала (с помощью конденсатора C_2) и изменение полярности формируемых величин (с помощью переключателя BK).

На рис. 1 представлена также диаграмма напряжений на входах сумматора ОУ5, из которой видно, что выбирая коэффициенты передачи по первому и четвертому входам сумматора в 2 раза большими, чем по второму и третьему, обеспечивается двухполупериодное выпрямление $E_1(t)$ и $E_2(t)$. Значительное уменьшение прямого падения напряжения на диодах достигается использованием прецизионных однополупериодных выпрямителей — ОУ4 и 3 [Л. 2].

Параметры элементов схемы должны выбираться из условия линейности выполнения операций в диапазоне изменения рабочих сигналов. Значения емкости конденсатора C_2 выбираются с учетом наибольшего ослабления переменной составляющей (в основном это частота 100 Гц) и минимального замедления, вносимого в работу реле. Противоречивость этих требований обуславливает необходимость некоторого компромисса для каждого конкретного случая. При этом могут быть использованы следующие соотношения, полученные на основе передаточной функции рассматриваемого звена:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + (n314C_2R_6)^2}}; \tau_3 \approx 0.7C_2R_6,$$

где α — коэффициент ослабления n -й гармоники по сравнению с постоянной составляющей; τ_3 — задержка, вносимая в работу реле при угле максимальной чувствительности и токе короткого замыкания, втрое превышающем ток рабочего режима. Отсюда следует, например, что при $\tau_3 = 10$ мсек частота 100 Гц ослабляется на порядок. Полярность сигнала на выходе схемы формирования определяется тем, выполняется ли условие

$$E_1 > E_2 \quad (2)$$

или условие

$$E_2 > E_1, \quad (3)$$

в зависимости от чего и происходит срабатывание или несрабатывание схемы сравнения, представляющей собой нуль-индикатор ОУ6. В цепи обратной связи ОУ6 включен стабилитрон D_5 , ограничивающий на заданном уровне значение выходного сигнала схемы сравнения. При необходимости особенно точного задания значения выходного напряжения или невозможности подобрать стабилитроны по уровню ограничения может быть рекомендована схема сравнения, рассмотренная ниже для второго реле.

Представленное реле обеспечивает значения угла максимальной чувствительности во всех четырех квадрантах плоскости сопротивлений. В случае, когда на вход 1 подан сигнал от ДТ, а на вход 2 от ДН, и выполняется условие срабатывания (2)

$$\varphi_{m,\text{ч}} = 180^\circ - \arctg \frac{\omega C_1 R_1}{2} \quad (4)$$

и его значения лежат во втором квадранте. Если же выполняется условие срабатывания (3) (для этого, как нетрудно видеть, достаточно изменить полярность выходного сигнала схемы формирования, т. е. переключить тумблер BK), то значения $\varphi_{m,\text{ч}}$ изменяются на 180° и лежат в четвертом квадранте.

Когда же на вход 1 подан сигнал от ДН, а на вход 2 — от ДТ, выражения (1) принимают вид:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= -kU(\sin \delta - j \cos \delta) + kI; \\ \dot{E}_2 &= kU(\sin \delta - j \cos \delta) + kI, \end{aligned}$$

откуда следует, что при выполнении условия (2)

$$\varphi_{m,\text{ч}} = 180^\circ + \arctg \frac{\omega C_1 R_1}{2},$$

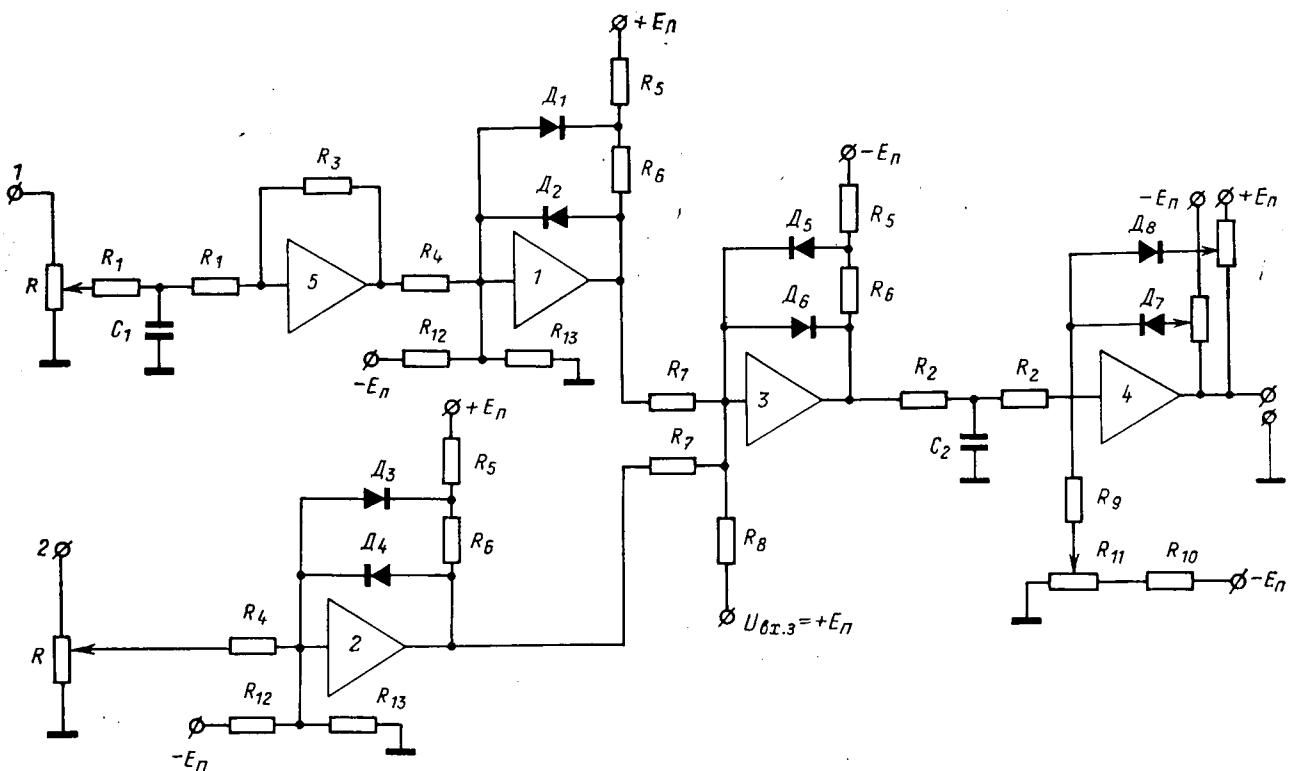
т. е. значения $\varphi_{m,\text{ч}}$ находятся в третьем квадранте, а при выполнении условия (3) изменяются на 180° и находятся в первом квадранте.

Кроме того, реле может иметь и косинусную характеристику срабатывания: для этого достаточно исключить из схемы конденсатор C_1 , тогда нетрудно видеть, что

$$\dot{E}_1 = kU + kI;$$

$$\dot{E}_2 = kU - kI.$$

Для получения характеристики синусного типа усилитель 1 должен представлять собой интегратор. Однако высокая восприимчивость интегратора к низкочастотным помехам, возможность насыщения из-за дрейфа нуля УПТ и возможность появления при его включении под синусоидальное напряжение

Рис. 2. Схема реле, основанного на сравнении \dot{E}_1 и \dot{E}_2 по фазе.

выходного сигнала значительной величины (постоянной интегрирования) обусловливают целесообразность последовательного включения вместо интегратора двух усилителей с усложненными цепями обратных связей, результирующий комплексный коэффициент передачи которых на определенной (рабочей) частоте соответствовал бы заменяемому интегратору.

Рассмотрим теперь реле направления мощности с использованием ОУ, основанное на сравнении \dot{E}_1 и \dot{E}_2 по фазе, смешанного типа, для которого

$$\dot{E}_1 = k\dot{U}; \quad (5)$$

$$\dot{E}_2 = -kI(\sin \delta - j \cos \delta); \quad (6)$$

$$-\frac{\pi}{2} < \psi < \frac{\pi}{2},$$

где ψ — угол между \dot{E}_1 и \dot{E}_2 .

Синтез формирователей \dot{E}_1 и \dot{E}_2 , проведенный по описанной выше методике, позволяет определить наиболее целесо-

образный вариант схемы (рис. 2). Параметры Т-образного четырехполюсника такие же, как у предыдущего реле. Фазосравнивающая схема выполнена на операционных усилителях. Компараторы (ОУ1, 2) преобразуют синусоидальное входное напряжение в импульсное. В рассматриваемом случае используются импульсы только отрицательной полярности (рис. 3), значение которых при $R_6 \ll R_4$ устанавливается делителем $R_5 - R_6$ по соотношению

$$\frac{U_{\text{вых}}}{E_n} = \frac{R_6}{R_5},$$

где E_n — напряжение источника питания.

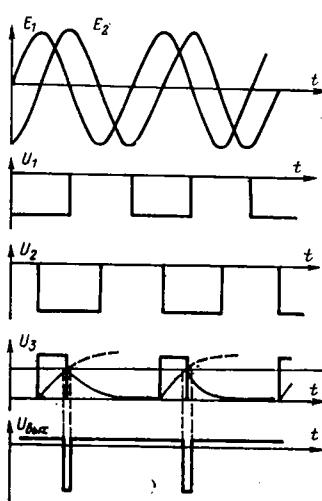
Импульсы компараторов 1 и 2 поступают на входы ОУ3. На третий вход этого усилителя подается постоянное положительное напряжение ($U_{\text{вх3}}$). Параметры резисторов R_7 , R_8 и значение $U_{\text{вх3}}$ выбираются таким образом, что суммарный входной сигнал ОУ3 отрицателен только в том случае, когда с ОУ1 и 2 одновременно поступают U_1 и U_2 . Тогда на выходе ОУ3 появляется положительный импульс, длительность которого равна времени совпадения U_1 и U_2 , следовательно, \dot{E}_1 и \dot{E}_2 . Импульсы U_3 интегрируются цепочкой R_2C_2 , параметры которой выбираются так, что при выполнении условия (6) суммарный входной сигнал ОУ4 становится положительным. На выходе ОУ4 появляется отрицательное напряжение, свидетельствующее о срабатывании устройства.

При выборе постоянной времени необходимо учитывать, что время разряда C_2 не должно превышать 15 мсек для исключения ложного срабатывания из-за постепенного накапливания заряда на конденсаторе. При этом выходной сигнал реле имеет импульсную форму (рис. 3), что должно учитываться при согласовании измерительной и логической части реле.

Такое реле также обеспечивает значения угла максимальной чувствительности во всех четырех квадрантах. Аналогично ранее изложенному можно сказать, что если на вход 1 подан сигнал от ДТ, а на вход 2 от ДН, то фаза лежит во втором квадранте и определяется выражением (4), если при этом от условия срабатывания (6) перейти к новому

$$-\frac{\pi}{2} < \psi < \frac{3\pi}{2},$$

(что может быть осуществлено включением после ОУ4 дополнительного усилителя, инвертирующего сигнал ОУ4), то

Рис. 3. Диаграмма работы реле, основанного на сравнении \dot{E}_1 и \dot{E}_2 по фазе.

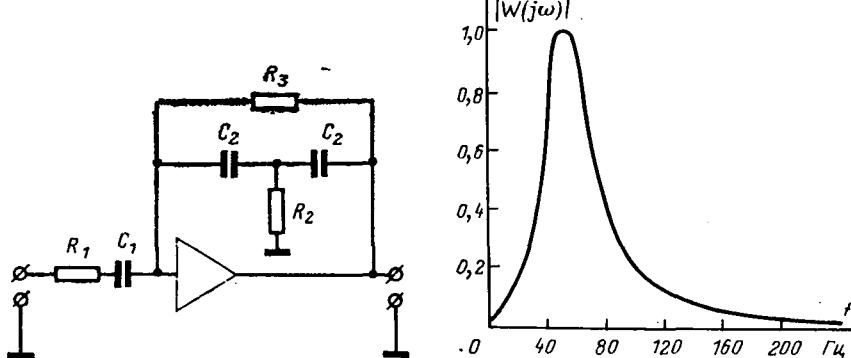


Рис. 4. Схема и частотная характеристика полосового фильтра.

значения $\varPhi_{m,\text{ч}}$ изменяются на 180° . При подаче на вход 1 сигнала от ДН, на вход 2 от ДТ вместо выражений (5) следует записать

$$\begin{aligned}\dot{E}_1 &= -k\dot{U}(\sin \delta - j \cos \delta); \\ \dot{E}_2 &= kI.\end{aligned}$$

Тогда значения $\varPhi_{m,\text{ч}}$ находятся в третьем [при выполнении условия (6)] или первом квадранте.

В рассматриваемом реле необходимо предусматривать меры по исключению самохода. В предыдущем случае нарушение одного из каналов входной информации, когда от ДТ или ДН не поступает сигнал на реле, приводит к тому, что, как следует из выражений (1)

$$|\dot{E}_1| = |\dot{E}_2|.$$

Если при этом условия (2) или (3) выполняются достаточно строго (с учетом допустимого значения дрейфа нуля УПТ), то самохода не будет. В схеме же рис. 2 при исчезновении входного сигнала от ДТ или ДН напряжение на входе компаратора 1 или 2 практически равно нулю. В этом случае выходной сигнал ОУ1 (или ОУ2) определяется знаком напряжения смещения нуля УПТ и его дрейфом, и, если этот знак положителен, на выходе компаратора появляется постоянное отрицательное напряжение, выходной сигнал ОУ3 становится равным по длительности U_2 (или U_1), т. е. половине периода, что приведет к срабатыванию. Чтобы исключить возможность такого режима, необходимо задать на входе ОУ1 и 2 постоянное отрицательное смещение, значение которого определяется типом УПТ и может устанавливаться делителем $R_{12}-R_{13}$. В этом случае при отсутствии входного сигнала выходное напряжение ОУ1 или ОУ2 практически равно нулю и самохода не будет.

Анализ систематической и случайной составляющих статической погрешности формирователей \dot{E}_1 и \dot{E}_2 рассмотренных реле показывает, что ошибка в обработке исходной информации не превышает 1%, если в устройстве используются УПТ с коэффициентом усиления на рабочей части не менее 2000, полосой пропускания не менее 10 кГц, дрейфом нуля не более 0,01 в, резисторы и конденсаторы класса 0,1—0,2%, а коэффициент стабилизации источника питания не менее 100. При выполнении этих требований ошибка, вносимая в работу реле прецизионными схемами формирования и сравнения, также не превосходит заданное значение, а время срабатывания при синусоидальных входных сигналах не превышает указанного в табл. 1.

Из различных модификаций УПТ, отвечающим поставленным требованиям, особый интерес представляют усилители в интегральном исполнении. Применение таких УПТ повышает надежность устройства, снижает потребляемую ими от источника питания мощность, уменьшает габариты. В табл. 2 приводятся важнейшие технические характеристики интегральных УПТ серии К140.

При использовании усилителей К1УТ401 следует учитывать их незначительное входное сопротивление, что ограничивает в ряде случаев применение УПТ данного типа. В этих случаях для увеличения входного сопротивления на входе усилителя целесообразно включать эмиттерный повторитель,

собранный на основе интегральных микросхем К1КТ011, К2КТ171.

Весьма важным вопросом является определение динамической погрешности реле, так как это позволяет проанализировать поведение устройств при переходных процессах, сопровождающихся появлением свободных составляющих. Сложность и большой объем подробного анализа не позволяют провести его в настоящей статье полностью. Ограничимся рассмотрением влияния апериодической составляющей на работу представленных реле.

Проанализируем включение линии на короткое замыкание в момент прохождения напряжения через нуль. В этом случае при идеальном датчике тока сигнал на входе реле пропорционален

$$I_m \cos \omega t + I_{ma} e^{-\lambda t}, \quad (7)$$

где I_m — амплитуда установившегося тока короткого замыкания; I_{ma} — максимальное значение апериодической составляющей; λ — коэффициент затухания апериодической составляющей.

Допущение идеальности датчика справедливо при использовании некоторых из упомянутых ранее ДТ. Из (7) с учетом передаточных функций по входу, подключенному к ДТ, сле-

Таблица 1

Параметр	Значение	
	Схема рис. 1	Схема рис. 2
Потребление мощности от источников сигналов по входам 1 и 2, не более, в·а	0,1	0,1
Минимальное напряжение срабатывания по входам 1 и 2, в	0,07	0,07
Максимально допустимый входной сигнал, в	10	10
Угол максимальной чувствительности, град	135 45 0 180	135 45 165 165
Рабочая зона при входных сигналах, втрое превышающих минимальное необходимое для срабатывания напряжения не менее, град		
Время срабатывания при синусоидальных входных сигналах, втрое превышающих минимально необходимое для срабатывания напряжение и отсутствии активного частотного фильтра, не более, мсек	11,5	20
Время возврата, мсек	35	40
Потребление мощности от источника питания, не более, вт	1,8	1,7

Таблица 2

Параметр	К1УТ401А	К1УТ401Б	К1УТ402А
Коэффициент усиления	400—4500	1300—12000	20000—200000
Входное сопротивление, ком	20	20	300
Смещение нуля не более, мв	10	10	10
Диапазон изменения выходного напряжения, в	$\pm 3,0$	$\pm 6,0$	$\pm 10,0$
Максимальный выходной ток, ма	20	20	10
Потребляемый ток, ма	4,2	8	12
Напряжение питания, в	$\pm 6,3$	$\pm 12,6$	$\pm 12,6$

дует, что напряжение на выходе ОУ1 и ОУ5 соответственно в схемах рис. 1 и 2 определяется как

$$-E_2(t) + k_{\pi} I_{ma} \frac{R_3}{2R_1} \frac{1}{\lambda T_1 - 1} \left(e^{-\lambda t} - e^{-\frac{t}{T_1}} \right),$$

где $T_1 = \frac{R_1 C_1}{2}$, k_{π} — коэффициент преобразования ток—напряжение ДТ.

На выходе же ОУ 2 в схеме рис. 1 напряжение

$$-E_1(t) - k_{\pi} I_{ma} \frac{R_3}{2R_1} \frac{1}{\lambda T_1 - 1} \left(e^{-\lambda t} - e^{-\frac{t}{T_1}} \right).$$

Таким образом, выходной сигнал этих усилителей отличен от E_1 и E_2 , что может привести к ложной работе устройства. В этом случае возможны два способа уменьшения влияния апериодической составляющей: замедление действия реле на время переходного процесса и использование частотных фильтров. В силу того, что переходный процесс может носить длительный характер, целесообразно включение полосовых и режекторных частотных фильтров, особенно активных, выполненных на тех же УПТ и потому органически входящих в схему реле. Достоинства активных фильтров могут во многом способствовать решению задачи отстройки от свободных составляющих в переходных режимах.

На рис. 4 представлена одна из наиболее простых схем активных фильтров. Передаточная функция фильтра

$$W(p) = -A \frac{pT_2}{1 + pT_2 + p^2T_3},$$

где

$$T_2 = 2R_2C_2; T_3 = R_2R_3C_2^2; A = \frac{C_1R_3}{2R_2C_2}$$

причем $R_1C_1 = 2R_2C_2$.

Средняя частота, добротность, фазовый сдвиг и вносимое фильтром замедление определяются следующими соотношениями

$$\omega_0 = \frac{1}{VT_3}; Q = \frac{2\sqrt{T_3}}{T_2},$$

$$b = \arctg \frac{1 - \omega^2 T_3}{\omega T_2}; t_3 = \frac{db}{dt}.$$

Частотная характеристика фильтра (рис. 4) приведена при $T_2 = 10^{-3}$ сек, $T_3 = 10^{-5}$ сек², $A = 1$. В этом случае появля-

ющаяся на выходе АЧФ апериодическая составляющая затухает на его выходе по закону

$$I_a = 0,3 I_{ma} \sin 314 t e^{-50t},$$

что позволяет исключить ложную работу реле при включении указанного фильтра на входе при времени срабатывания от одного до полутора периодов.

В Ленинградском политехническом институте выполнены и испытаны макеты реле и активного фильтра, схемы которых представлены на рис. 1, 2 и 4. В качестве УПТ использованы усилители типа К1УТ402А, параметры пассивных элементов выбраны по приведенным выше соотношениям при $k=1$ [см. выражения (1) и (4)]. При испытаниях на входы реле подавались напряжения, имитировавшие различные режимы работы защищаемой сети. Во всех рассмотренных случаях устройства функционировали правильно. Полученные при испытаниях технические характеристики приведены в табл. 1.

Потребление мощности устройствами от ДТ и ДН даны в предположении, что сопротивление входных потенциометров, предназначенных для плавной регулировки диапазона входных сигналов, равно 1 к^{ом}. Увеличивая величину этого сопротивления, можно соответствующим образом снизить потребление мощности на порядок и более.

Нижний порог напряжения срабатывания реле определяется рядом факторов: уровнем собственных шумов УПТ, погрешностью схемы формирования или фазосравнивающей схемы и схемы сравнения. Значение максимального допустимого входного сигнала приведено в предположении, что с входных потенциометров снимается полное напряжение ДТ или ДН. Регулировкой потенциометров эта величина может быть соответственно увеличена.

Время срабатывания реле, основанного на сравнении E_1 и E_2 по фазе, может быть уменьшено, если сравнение производить дважды за период. Для этого между ОУ1 и 3, 2 и 3 следует включить дополнительные компараторы, сигналы на выходах которых были бы отрицательны всякий раз, когда напряжение на выходах ОУ1 и 2 равно нулю.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Фабрикант В. Л., Глухов В. П., Паперно Л. Б. Элементы устройств релейной защиты и автоматики энергосистем и их проектирование. М., «Высшая школа», 1968.
- Ванин В. К., Енин А. С. Синтез активных фильтров симметричных составляющих. — «Электричество», 1974, № 8, с. 17—22.
- Чесноков А. А. Решающие усилители. Л., «Энергия», 1969.
- Корн Г., Корн Т. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины. М., «Мир», ч. I, 1967; ч. II, 1968.

[20.9.1974]



УДК 621.314.224.001.24

О методах расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока

КУЖЕКОВ С. Л.

Новочеркасск

В настоящее время известен ряд методов расчетов переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока (ТТ), все многообразие которых можно разделить на три самостоятельные группы, причем разработаны только методы для расчета процессов в одиночных ТТ. Группы методов следующие.

1. Методы, использующие простейшие виды кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания идеальной прямогоугольной кривой (ПХН) и спрямленной (СХН) характеристикой.

2. Методы, использующие в качестве расчетной плавную характеристику намагничивания. Сюда относятся результаты,

полученные на основе физического моделирования [Л. 1, 2 и др.], метод базисных параметров [Л. 3 и 4], а также метод, в котором аргументом служит произведение $I_{1уд}r_{2*}$ [Л. 5], где

$I_{1уд} = I_1 \frac{w_1}{l}$ — действующее значение удельного первичного тока;

$r_{2*} = \frac{r_2}{z_6}$ — относительное активное сопротивление вторичной цепи;

z_6 — базисное сопротивление.

К этой же группе относится метод, описанный в [Л. 6].

3. Метод гармонической линеаризации [Л. 7].

Однако, несмотря на большое число публикаций по расчету процессов в ТТ, на практике часто неизвестно, какому из методов следует отдать предпочтение. Поэтому целесообразно выявить возможности каждого из них и оценить, в какой степени они удовлетворяют требованиям инженерной практики.

Методы расчета установившихся процессов при синусодальном первичном токе. В соответствии с методом точечных преобразований можно записать рекуррентные соотношения для процессов в ТТ при ПХН и СХН. Эти уравнения показывают, что режим работы ТТ с ПХН однозначно определяется двумя величинами:

1) параметром A_z [Л. 8], определенным как

$$A_z = \frac{\Psi_s}{\Psi_m},$$

где Ψ_s — потокосцепление насыщения; Ψ_m — амплитуда потокосцепления вторичной обмотки ТТ, которая имела бы место при отсутствии насыщения;

2) постоянной времени вторичной цепи $T_2 = \frac{L_2}{r_2}$.

У ТТ с СХН режим дополнительно определяется третьим параметром 0 [Л. 9],

$$\theta = \frac{z_2}{x_{08}},$$

где x_{08} — сопротивление ветви намагничивания на участке насыщенного состояния сердечника; z_2 — сопротивление вторичной цепи ТТ.

Наличие небольшого числа критериев подобия у ТТ с ПХН и СХН позволило построить универсальные характеристики [Л. 8, 9 и др.], причем при $0 \geq 20$ результаты обоих методов практически совпадают.

Метод гармонической линеаризации, широко применяемый в теории автоматического регулирования с целью приближенного анализа нелинейных систем, в [Л. 7] используется для расчета процессов в ТТ. Он дает возможность рассчитать первые гармоники токов, однако принципиально не позволяет вычислить действующее или среднее значения, погрешности по переходу через нуль и др. Поэтому его не следует рекомендовать в качестве основы для инженерного метода.

Большие возможности, но и большую сложность имеет группа методов, в которых используется реальная кривая намагничивания. В наиболее полном и строгом виде решается задача расчета процессов в ТТ с использованием реальных кривых намагничивания в [Л. 10].

В [Л. 1] уравнения ТТ записаны в удельных величинах и на основе критериев подобия с помощью физических моделей построены обобщенные характеристики. При этом погрешности ТТ, имеющих одинаковые кривые намагничивания, являются функциями I_{1yud} , z_{2yud} и T_2 , где $z_{2yud} = z_2 \frac{l}{sw^2}$ — удельное сопротивление вторичной цепи.

Опыт показывает, что при $A_z \leq 1,0$ погрешности ТТ в установившихся режимах определяются только произведением $I_{1yud}z_{2yud}$ и T_2 . Это позволяет сократить число кривых из [Л. 1] более, чем в 20 раз и упрощает использование результатов физического моделирования. Между методами расчета с использованием ПХН и на основе физического моделирования имеется связь, которую можно выяснить, рассматривая зависимость токовой f_i и угловой δ_i погрешностей от $I_{1yud}z_{2yud}$. Так как

$$A_z = \frac{E_{2syd}}{I_{1yud}z_{2yud}},$$

где E_{2syd} — некоторая условная э. д. с. насыщения [Л. 11], то параметром A_z также можно характеризовать погрешности ТТ с реальной кривой намагничивания. Тогда кривая $f_i = f(I_{1yud}z_{2yud})$ представляется в виде

$$f_i = f\left(\frac{E_{2syd}}{A_z}\right) = \varphi(A_z).$$

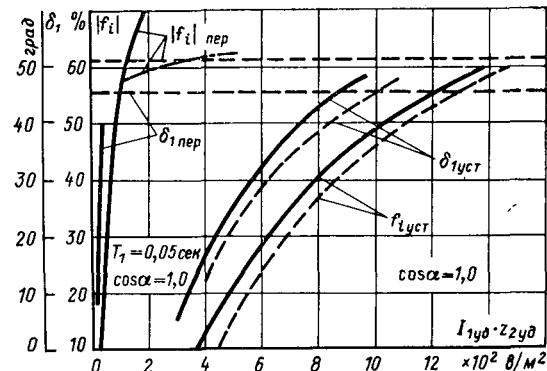


Рис. 1. Кривые токовых и угловых погрешностей в переходном и установившемся режимах.

— по обобщенным характеристикам из [Л. 1];
— по универсальным характеристикам из [Л. 11 и 13];
- - - - - по данным [Л. 6].

На рис. 1 приведены обобщенные кривые токовой и угловой погрешностей в функции от $I_{1yud}z_{2yud}$, построенные по данным [Л. 1]. Указанные кривые в установившемся режиме короткого замыкания охватывают сравнительно большой класс ТТ, у которых при $|f_i| \geq 10\%$ амплитуда магнитной индукции $B_m \geq 1,7$ Т для сталей Э310-Э330 с типовыми характеристиками намагничивания, или $I_{1yud}z_{2yud} \geq 380$ в/м². На этом же рисунке пунктиром показаны кривые из [Л. 11], перестроенные в функции от $I_{1yud}z_{2yud}$. При построениях принято, что $E_{2syd} = 330$ в/м² (сталь Э310 худшего качества). Различие в кривых относительно невелико и объясняется погрешностями физического моделирования, а также неточным выбором E_{2syd} . Поэтому можно сделать вывод, что оба метода имеют равную точность, если $A_z \leq 1,0$. Этот факт отмечался ранее Казанским В. Е., Дмитриевым К. С., но не получил должного освещения в литературе. При $A_z > 1,0$ более точным является метод физического моделирования, однако погрешности ТТ невелики.

Сущность метода базисных параметров заключается в отыскании при заданном относительном напряжении U_* зависимости между кратностью первичного тока $m_* = \frac{m}{m_0}$ и сопротивлением

вторичной цепи $z_{2*} = \frac{z_2}{z_{20}}$, где m_0 , z_{20} — некоторые известные из каталогов величины, принимаемые за базисные. Поскольку $f_i = \text{const}$, то

$$B_m = B_{m0},$$

следовательно,

$$U_* = m_* z_{2*} = \text{const},$$

где

$$U_* = \frac{B_m}{B_{m0}} = 1,0.$$

Из (1) получаем

$$z_{2*} = \frac{1}{m_*}. \quad (2)$$

На рис. 2 построена кривая по выражению (2), которая совпала с характеристикой, приведенной в [Л. 4], т. е. метод базисных параметров можно свести к методу, использующему параметр A_z , а также к методу, использующему в качестве аргумента производение $I_{1yud}z_{2yud}$.

Таким образом, в настоящее время имеют практическое значение метод с использованием ПХН и результаты, полученные путем физического моделирования. Критерием применимости

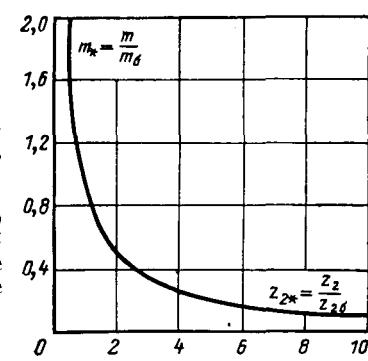


Рис. 2. Кривая $m_* = f(z_{2*})$, построенная при аппроксимации характеристики намагничивания ПХН.

ПХН, как было показано в [Л. 9 и 12], является условие $A_z \leq 1,0$ и $\theta \geq 20^\circ$. В удельных величинах это означает выполнение неравенства $I_{1\text{уд}}z_{2\text{уд}} \geq 380 \text{ а/м}^2$. При меньших значениях $I_{1\text{уд}}z_{2\text{уд}}$ следует пользоваться обобщенными характеристиками из [Л. 1], однако сами погрешности ТТ в этом случае незначительны.

Методы расчета переходных процессов в ТТ. Переходный режим обычно рассчитывается при следующих допущениях:

1) в токе короткого замыкания содержится только периодическая составляющая с частотой 50 Гц и апериодическая составляющая;

2) относительное содержание апериодической составляющей максимально, т. е. приведенный ко вторичной цепи ТТ ток короткого замыкания равен

$$i'_{k,z} = I'm_1 \left[\exp \left(-\frac{t}{T_1} \right) - \cos \omega t \right]$$

где T_1 — постоянная времени первичной цепи; $I'm_1$ — приведенная амплитуда периодической составляющей.

При этих допущениях после замены характеристики намагничивания ПХН или СХН аналогично установившемуся режиму записываются рекуррентные соотношения для определения моментов насыщения и выхода из насыщения [Л. 12]. Рассмотрение соотношений показывает, что значение погрешности ТТ с СХН определяется T_1 , T_2 , θ и временем t . В результате число кривых, описывающих весь переходный процесс, настолько велико, что для ТТ с СХН целесообразно определять только минимальные значения вторичного тока, или максимальные погрешности. Однако рассчитывать универсальные характеристики минимальных значений вторичного тока для ТТ с СХН не следует, так как для этих значений уже построены обобщенные кривые на основе физического моделирования [Л. 2]. Применение СХН оправдано при $A_z \leq 3,0$ для расчета формы кривой вторичного тока, в частности, погрешностей по переходу через заданный уровень. Соответствующие расчетные выражения приведены в [Л. 12].

Значительное упрощение в расчет переходных процессов в ТТ вносит аппроксимация кривой намагничивания ПХН. В частности, известно, что при активном характере нагрузки на ТТ после первого насыщения в переходном режиме до первого насыщения меньшей из полуволн первичного тока погрешности ТТ с ПХН не зависят от кратности тока и сопротивления нагрузки. В дальнейшем после насыщения меньшей из полуволн среднее выпрямленное значение стабилизируется, так как размах индукции составляет $2B_s$. При этом с достаточной для практики точностью (с ошибкой не более, чем 10% от вычисленного значения) можно считать, что стабилизируются и другие интегральные величины вторичного тока и их допустимо определять по кривым для установленного режима [Л. 11].

При активно-индуктивной нагрузке в пределах $\cos \alpha = -1,0 \dots -0,8$, где α — угол вторичной цепи, погрешности ТТ с ПХН определяются T_1 , T_2 и t , т. е. также не зависят от модуля сопротивления нагрузки и кратности тока [Л. 13]. Это дает возможность построить универсальные характеристики для переходного режима, справедливые при $A_z \leq 3,0$, описанные в [Л. 13]. В переходном режиме под A_z понимается отношение

$$A_z = \frac{\Psi_s}{\Psi_m},$$

где Ψ_m — амплитуда периодической составляющей потокосцепления, которая имела бы место при отсутствии насыщения.

В [Л. 14] построены характеристики вторичного тока ТТ в функции от $\frac{\Psi_s - \Psi_r}{\Psi_m}$. Если положить $\Psi_r = 0$, то аргумент

превращается в A_z . Принятый в [Л. 14] диапазон изменения является необоснованно широким, так как использование ПХН допускается у реальных ТТ при $A_z \leq 3,0$. Кроме того, представляется спорным характеризовать весь переходный процесс остаточным потокосцеплением. Величина Ψ_r определяет первый момент насыщения, а в дальнейшем процесс не зависит от Ψ_r и определяется T_1 , T_2 и t . Поэтому целесообразно по аналогии с установленным режимом использовать параметр A_z и лишь только до первого насыщения пользоваться аргументом $\frac{\Psi_s - \Psi_r}{\Psi_m}$

Расчеты по реальным кривым намагничивания позволяют повысить точность вычислений характеристик ТТ при $A_z \leq 3,0$ и $\theta \geq 20^\circ$. В [Л. 2] на основе обработки результатов физического моделирования построены обобщенные характеристики минимальных значений вторичного тока и максимальных погрешностей в функции от $I_{1\text{уд}}$, $z_{2\text{уд}}$, T_1 и T_2 . Аргументы характеристик можно видоизменить, если рассмотреть уравнения ТТ в удельных величинах для мгновенных значений токов

$$\begin{aligned} \frac{dB}{dt} &= r_{2\text{уд}} i_{2\text{уд}} + L_{2\text{уд}} \frac{di_{1\text{уд}}}{dt}; \\ i_{1\text{уд}} - i_{2\text{уд}} &= H; \\ B &= f(H), \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (3)$$

где B — индукция в ТТ; $L_{2\text{уд}}$, $r_{2\text{уд}}$ — соответственно удельные индуктивность и активное сопротивление вторичной цепи; H — мгновенное значение напряженности магнитного поля; $i_{1\text{уд}}$, $i_{2\text{уд}}$ — соответственно удельные первичный и вторичный токи.

После подстановки вместо $i_{2\text{уд}}$ разности ($i_{1\text{уд}} - H$) в первое уравнение системы (3) получаем:

$$\begin{aligned} \frac{dB}{dt} &= r_{2\text{уд}} (i_{1\text{уд}} - H) + L_{2\text{уд}} \frac{d(i_{1\text{уд}} - H)}{dt}; \\ B &= f(H). \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (4)$$

Из (4) вытекает, что ТТ с одинаковыми характеристиками намагничивания подобны, если у них соответственно равны $I_{1\text{уд}}r_{2\text{уд}}$, H , T_1 и T_2 . Однако опыт показывает, что при $A_z \leq 3,0$ погрешности ТТ в переходных режимах не зависят от H и определяются $I_{1\text{уд}}z_{2\text{уд}}$, T_1 , T_2 и временем t . На рис. 1 приведены обобщенные кривые погрешностей в переходных режимах, построенные по данным [Л. 1]. Там же показаны погрешности, вычисленные при замене кривой намагничивания ПХН. Видно, что в [Л. 1] кривые построены не для всех значений погрешностей и их целесообразно достроить до $f_i = -100\%$ и $\delta_i = 90^\circ$.

В [Л. 5] описана модификация метода, описанного в [Л. 1]. Аргументом в нем является произведение $I_{1\text{уд}}x_{2\text{уд}}$. Можно показать, что он пропорционален $I_{1\text{уд}}z_{2\text{уд}}$, а при $x_2 = 0$ аргументы совпадают.

В [Л. 6] описана еще одна модификация метода из [Л. 1]. Его особенность заключается в том, что даны приближенные кривые затухания погрешностей ТТ в переходном режиме.

Обобщенные характеристики из [Л. 1] в своем обосновании имеют некоторые неточности. Так, в частности, предлагалось использовать метод наложения [Л. 2]: сначала рассчитать магнитное состояние ТТ, обусловленное апериодической составляющей первичного тока, а затем рассчитывать процесс в ТТ при наличии периодической составляющей с учетом магнитного состояния сердечника. Эти рассуждения справедливы в случае полного поглощения апериодической составляющей, но не являются верными в режиме идеальной трансформации и частичного поглощения апериодической составляющей ТТ. Поэтому говорить о наложении токов можно только в режиме полного поглощения апериодической составляющей.

Кроме того, в [Л. 2] сделан вывод об инвариантности зависимости

$$t_{0am} = f(i_{0am}),$$

где i_{0am} — относительное значение максимального апериодического тока намагничивания; t_{0am} — момент времени (с начала короткого замыкания), в который достигается максимум апериодического тока намагничивания.

Однако на момент максимума полного тока намагничивания t_{0m} существенное влияние оказывает и его периодическая составляющая. Поэтому следует находить максимум полного тока намагничивания i_{0m} при

$$i'_1 = I'm_1 \left[\exp \left(-\frac{t}{T_1} \right) - \cos \omega t \right],$$

откуда

$$i_{0m} = \frac{T_1 - T_2}{T_1} \exp \left(-\frac{t_{0m}}{T_1} \right) + \sqrt{1 + (\omega T_2)^2} \sin(\omega t_{0m} + \psi). \quad (5)$$

В частном случае $T_2 = 0$

$$i_{om*} = \exp\left(-\frac{t_{om}}{T_1}\right) - \cos \omega t_{om}. \quad (6)$$

Функция (6) имеет локальные максимумы в точках, определяемых равенством

$$\exp\left(-\frac{t_{om}}{T_1}\right) = \omega T_1 \sin \omega t_{om}.$$

Таким образом, при $T_2=0$ максимумы тока намагничивания совпадают с максимумами первичного тока. Поэтому в [Л. 2] эти максимумы определены, строго говоря, с точностью до периода.

Учет периодической составляющей устраниет то противоречие, что при $T_2 > T_1$ максимум тока намагничивания имеет место уже при времени $t=0$, так как ток в индуктивности не может измениться скачком.

Выводы. 1. В настоящее время можно рекомендовать к практическому применению при расчете установившихся процессов:

1) универсальные характеристики, построенные с помощью замены кривой намагничивания ПХН;

2) обобщенные характеристики, полученные на основе физического моделирования.

Первые из этих характеристик верны, если $\theta \geq 20$ и $A_z \leq 1.0$. Вторые не имеют ограничений по параметру A_z , однако при $A_z > 1.0$ погрешности ТТ незначительны.

2. При расчете переходных процессов первые характеристики справедливы при $\theta \geq 20$ и $A_z \leq 3.0$ и дают приближенную картину всего переходного процесса. Вторые позволяют определить только минимальные значения вторичного тока. Различные модификации обобщенных характеристик позволяют дать приближенную картину переходного процесса, однако точность их не выше, чем точность универсальных характеристик. Кроме того, эти модификации можно использовать, если $A_z \leq 3.0$.

3. Универсальные характеристики имеют явные преимущества, если $A_z \leq 1.0$ в установившихся и $A_z \leq 3.0$ в переходных режимах. В остальных случаях следует пользоваться обобщенными характеристиками.

4. В установившихся режимах при $A_z \leq 1.0$ и переходных при $A_z \leq 3.0$ в качестве аргумента обобщенных характеристик удобно использовать параметр $I_{1уд}z_{1уд}$ или $I_{1уд}r_{1*}$. Этот прием сокращает более, чем в 20 раз число кривых, описывающих процессы в трансформаторах тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Обобщенные характеристики для выбора трансформаторов тока в установившемся режиме (Техническая информация), Киев, 1971. Авт.: И. М. Сирота, Б. С. Стогний, В. В. Рогоза, В. А. Черненко.
- Стогний Б. С. Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока. Киев, «Наукова думка», 1972.
- Дроздов А. Д. Расчет режимов трансформаторов тока в релейной защите по номинальным или базисным параметрам. — «Электричество», 1968, № 6.
- Дроздов А. Д., Логанчук Л. М. Выбор допустимой нагрузки на трансформаторы тока по обобщенным кривым. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1969, № 9.
- Засыпкин А. С., Бердов Г. В., Середин М. М. Расчетные кривые для определения вторичных токов в реле при включениях силовых трансформаторов на холостой ход. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1971, № 4.
- Подгорный Э. В., Богдан А. В. Токовые интегральные характеристики трансформаторов тока в переходных режимах. — «Электричество», 1972, № 1.
- Шнеэрсон Э. М. Анализ установившихся и переходных процессов нелинейных трансформаторов тока по составляющим основной частоты. — «Труды ВНИИР», вып. 1. Чебоксары, 1973.
- Метод расчета токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока при глубоком насыщении сердечника. — «Электричество», 1967, № 12. Авт.: К. С. Дмитриев, В. Е. Казанский, Е. П. Королев, Э. М. Либерзон.
- Расчет трансформаторов тока в установившемся режиме по универсальным характеристикам. — «Изв. вузов. Энергетика», 1972, № 12. Авт.: А. Д. Дроздов, С. Л. Кужеков, К. М. Добродеев и др.
- Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформаторов тока. Киев, «Наукова думка», 1961.
- Дмитриев К. С. Универсальные характеристики трансформаторов тока с прямоугольной характеристикой намагничивания. М., СЦНТИ ОРГРЭС, 1970.
- Дроздов А. Д., Кужеков С. Л. Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах. — «Электричество», 1971, № 1.
- Кужеков С. Л., Золоев Б. П. Универсальные характеристики трансформаторов тока с прямоугольной характеристикой намагничивания при активно-индуктивной нагрузке в переходном режиме. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1974, № 8.
- Либерзон Э. М., Королев Е. П. Инженерный метод расчета переходных процессов в трансформаторах тока. — «Электричество», 1968, № 12.

[20.12.1975]



УДК 621.317.784

Преобразователь трехфазной активной мощности электрической сети в цифровой код

ЛАВРОВ Г. Н., ШВЕЦКИЙ Б. И.

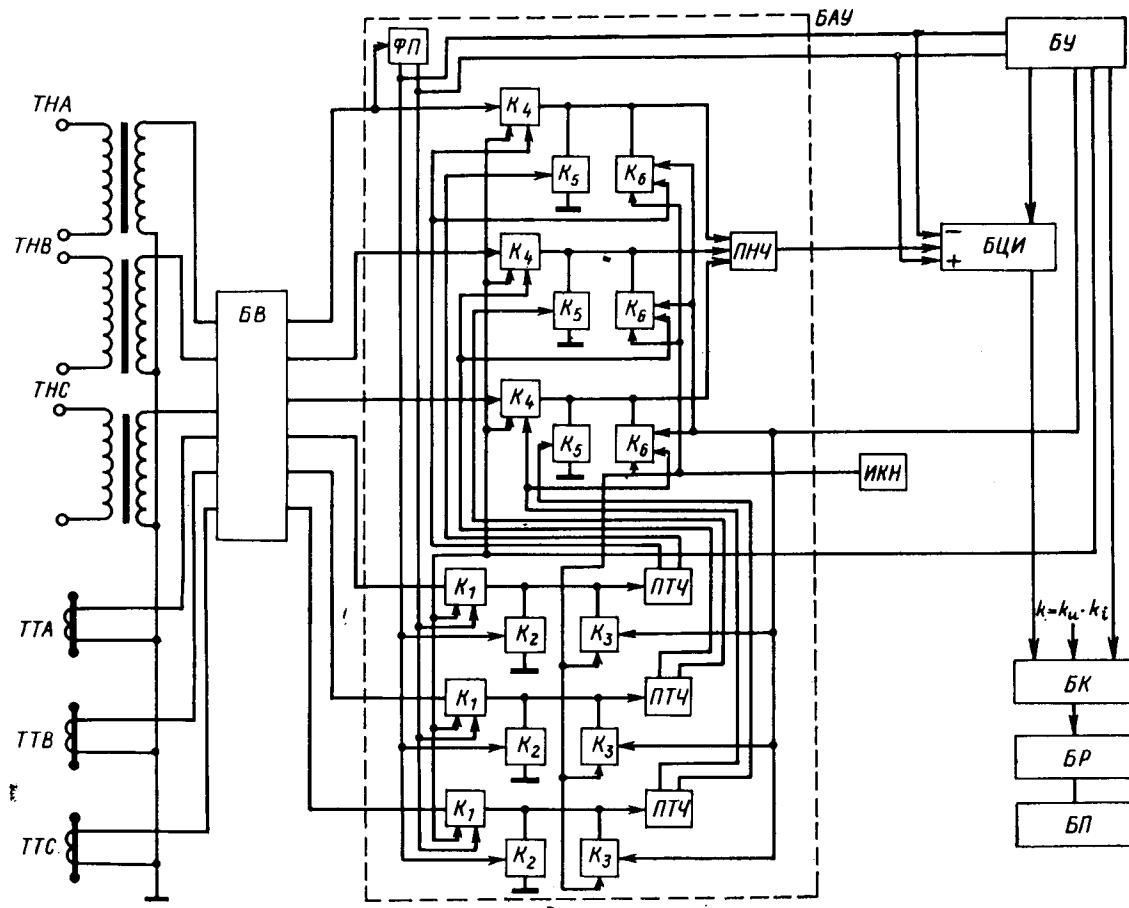
Львов

Разработка и внедрение АСУ в энергетике — актуальная задача, решение которой поставит учет и распределение электроэнергии на качественно более высокую ступень. Важное место в такой системе отводится преобразователям параметров электрической сети в цифровой код, что позволяет, в частности, автоматизировать ввод и обработку информации с помощью ЦВМ.

В статье рассматривается разработанный во Львовском политехническом институте преобразователь трехфазной активной мощности электрической сети в цифровой код (электронный цифровой ваттметр). При разработке преобразователя учитывались следующие условия его работы в энергосистеме.

1. Частота электрической сети 50 ± 1 гц.

- Сдвиг фаз между токами и напряжением от -90° до $+90^\circ$.
- Асимметрия фаз 0—100%.
- Входные цепи преобразователя должны питаться от вторичных обмоток трансформаторов тока и напряжения с унифицированными выходными параметрами 5 а и 100 в. При этом коэффициент, равный произведению коэффициентов трансформации трансформаторов тока и напряжения $k = k_1 k_2$, должен легко вводиться и учитываться при выдаче результатов преобразования.
- Преобразователь должен быть рассчитан на непрерывную работу в течение длительного времени в цеховых климатических условиях.



Блок-схема преобразователя представлена на рисунке. Преобразователь содержит следующие блоки: входной блок *БВ*; блок аналогового умножения *БАУ*, включающий *ФП* — формирователь периода электрической сети, *K* — аналоговые ключи, *ПТЧ* — преобразователи тока в частоту следования импульсов стабильной длительности *T_{ct}*, *ПНЧ* — преобразователь напряжения в частоту следования импульсов; блок управления *БУ*; блок цифрового интегратора *БЦИ*; блок коррекции *БК*; блок регистрации результата преобразования *БР*; источник калибровочного напряжения *ИКН* и блок питания *БП*.

Выходные обмотки трансформаторов тока и напряжения каждой фазы включены на входы *БВ*, где выполняется гальваническая развязка цепей измерительных трансформаторов и преобразователя.

Преобразователь работает следующим образом. Измерительный цикл состоит из двух одинаковых по длительности интервалов, равных первому периоду электрической сети в цикле. В первом интервале напряжения, пропорциональные токам в фазах с выходов *БВ*, подводятся через ключи *K₁* ко входам преобразователей *ПТЧ*, на выходах которых генерируются последовательности импульсов стабильной длительности *T_{ct}*. Частота этих импульсов прямо пропорциональна входным токам. На время *T_{ct}* ко входам *ПНЧ* ключами *K₄* коммутируются напряжения с выходов *БВ* соответствующих фаз. Во время отсутствия импульсов *T_{ct}* входы *ПНЧ* ключами *K₅* соединены с нулевым уровнем. Таким образом выполняется частотная модуляция по току и амплитудная модуляция по напряжению, входные напряжения соответствующих фаз при этом перемножаются. Последовательности импульсов частотно- и амплитудно-модулированные по каждой фазе преобразуются с помощью трехходового *ПНЧ* в последовательность импульсов, накапливающуюся в *БЦИ*. В первом интервале *T₁* число импульсов на выходе *ПНЧ* может быть определено следующим выражением:

$$N_1 = \int_0^{T_1} (f_{a0} + s_a i_a) T_{ct} s' a U_a + (f_{b0} + s_b i_b) T_{ct} s' b U_b +$$

$$+ (f_{c0} + s_c i_c) T_{ct} s' c U_c + f_0] dt, \quad (1)$$

где *f_{a0}*, *f_{b0}*, *f_{c0}* — частота на выходах соответствующих *ПТЧ* при входных сигналах, равных нулю; *f₀* — частота на выходе *ПНЧ* при входных сигналах в цепях напряжения фаз, равных нулю; *s_a*, *s_b*, *s_c* — чувствительности *ПТЧ*; *s'_a*, *s'_b*, *s'_c* — чувствительности *ПНЧ* по соответствующим входам; *i_a*, *i_b*, *i_c* — мгновенные значения токов во вторичных обмотках трансформаторов тока; *U_a*, *U_b*, *U_c* — мгновенные значения напряжений на выходах трансформаторов напряжения.

В первом интервале измеряется длительность первого периода, величина и знак отклонения этого периода от 20 мкс. Это выполняется с помощью расположенного в *БУ* кварцевого генератора и реверсивного счетчика, работающего в первом интервале в режиме сложения от нулевого состояния.

Второй интервал измерительного цикла начинается с началом второго периода. Длительность второго интервала формируется с помощью этого же кварцевого генератора и реверсивного счетчика, работающего теперь в режиме вычитания до нулевого состояния.

Экспериментально определено, что два соседних периода электрической сети энергосистемы могут отличаться не более чем на 10 мксек, поэтому окончание второго интервала измерительного цикла может не совпасть с окончанием второго периода. Вызванная этим дополнительная погрешность незначительна и входит составной частью в аддитивную погрешность преобразования.

Во втором периоде входы всех *ПТЧ* соединены с нулевым уровнем ключами *K₂*. Число импульсов на выходе *ПНЧ* во втором интервале определяется как

$$N_2 = \int_{T_1}^{2T_1} (f_{a0} T_{ct} s' a U_a + f_{b0} T_{ct} s' b U_b + f_{c0} T_{ct} s' c U_c + f_0) dt. \quad (2)$$

$\varphi=0; I=5 \text{ а}; U \leq 100 \text{ в}$			$\varphi=0; U=100 \text{ в}; I \leq 5 \text{ а}$			$I=5 \text{ а}; \varphi \leq +90^\circ; U=100 \text{ в}$			$\varphi \geq -90^\circ; U=100 \text{ в}; I=5 \text{ а}$		
$P_{\text{обр.в.}}$	$P_{\text{циф.в.}}$	$\delta, \%$	$P_{\text{обр.в.}}$	$P_{\text{циф.в.}}$	$\delta, \%$	$P_{\text{обр.в.}}$	$P_{\text{циф.в.}}$	$\delta, \%$	$P_{\text{обр.в.}}$	$P_{\text{циф.в.}}$	$\delta, \%$
1500	1501	+0,07	1500	1500	0	1500	1501	+0,07	1500	1500	0
1200	1201	+0,07	1200	1201	+0,07	1200	1201	+0,07	1200	1199	-0,07
900	901	+0,07	900	900	0	900	900	0	900	899	-0,07
600	600	0	600	600	0	600	600	0	600	599	-0,07
300	300	0	300	300	0	300	300	0	300	299	-0,07
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

При мечания. 1. Измерение мощности проводилось по методу трех ваттметров.

2. I, U, φ — действующие значения токов, напряжений и фазные углы.

3. $P_{\text{обр.в.}}$ — показание образцового ваттметра; $P_{\text{циф.в.}}$ — показание цифрового ваттметра; δ — относительная погрешность цифрового ваттметра.

Во втором интервале БЦИ работает в инверсном режиме так, что к концу второго интервала

$$N = N_1 - N_2 = \int_0^{T_1} T_{\text{ст}} (s_a s' a i_a U_a + s_b s' b i_b U_b + s_c s' c i_c U_c) dt. \quad (3)$$

При $s_a s' a = s_b s' b = s_c s' c$ и обозначив $K_1 = s' a s_a T_{\text{ст}}$, получим:

$$N = \int_0^{T_1} K_1 (i_a U_a + i_b U_b + i_c U_c) dt = k_1 P T_1, \quad (4)$$

где P — активная мощность контролируемой трехфазной электрической сети.

Предполагается равенство напряжений U_a, U_b, U_c в течение обоих интервалов измерительного цикла, что практически имеет место в реальных условиях. Можно показать, что вероятность существенного изменения входных напряжений в течение одного измерительного цикла мала. Предположим, что контролируемая преобразователем ВЛ нагружена на n равнозаданных объектов и коммутация к ВЛ каждого объекта вызывает допустимое изменение входного напряжения преобразователя $\leq 0,1\%$. Пусть каждый объект коммутируется с частотой, равной или менее f_k . При совпадении моментов коммутации n объектов в течение одного измерительного цикла, т. е. практически за 0,04 сек возникнет дополнительная погрешность в измерении, значение которой зависит от момента совпадения по времени измерительного цикла и числа совпавших объектов. Вероятность появления такой погрешности может быть определена из соотношения:

$$P \leq (0,04 f_k)^n C_n^n. \quad (5)$$

Для получения результата преобразования, пропорционального активной мощности, необходимо выполнить операцию деления $\frac{N}{T_1} = \frac{N}{T_{50} \pm \Delta T}$ в ПНЧ учитывая деление на постоянный интервал $T_{50}=20$ мсек, что отражено на значении коэффициента K_1 . Остается учесть величину отклонения $\pm \Delta T = T_{50} - T_1$. Последнее осуществляется путем коррекции коэффициента $k = k_1 k_i$. Эта коррекция выполняется в БК в течение второго интервала. При этом величина отклонения в виде числа импульсов поступает в БК, где это число умножается с помощью двоично-десятичного импульсного умножителя на k . Одновременно выполняется коррекция k соответственно величине произведения и обратно знаку отклонения. Таким образом скорректированное значение коэффициента

$$k_{\text{кор}} = k \mp \frac{\Delta T f_{\text{k.r}} k}{10^a}, \quad (6)$$

где $f_{\text{k.r}}$ — частота кварцевого генератора, с помощью которого длительности периода и отклонения периода от T_{50} преобразуются в число импульсов; a — число двоично-десятичных разрядов в двоично-десятичном умножителе.

В первом интервале следующего измерительного цикла число N , записанное в БЦИ, в виде числа импульсов посту-

пает в БК, где оно умножается в двоично-десятичном умножителе:

$$\begin{aligned} N k_{\text{кор}} &= \frac{K_1 P (T_{50} \pm \Delta T) \left(k \mp \frac{\Delta T f_{\text{k.r}} k}{10^a} \right)}{10^a} = \\ &= \frac{K_1 k P T_{50}}{10^a} \left(1 \pm \frac{\Delta T}{T_{50}} \right) \left(1 \mp \frac{\Delta T f_{\text{k.r}}}{10^a} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Положив $f_{\text{k.r}} = \frac{10^a}{T_{50}}$, получим результирующее число импульсов, поступившее в БР после умножения:

$$N_{\text{рез}} = P k \left(1 - \frac{\Delta T^2}{T_{50}^2} \right) \frac{K_1}{f_{\text{k.r}}}. \quad (8)$$

Как видно из (8), методическая погрешность такого способа преобразования активной мощности в код из-за нестабильности длительности периода сетевого напряжения изменяется по параболическому закону; при отклонении частоты электрической сети на $\pm 2\%$ от номинального значения 50 гц составит всего 0,04%.

В преобразователе используются простейшие ПНЧ, построенные по принципу управляемого мультивибратора. Высокая линейность преобразования этих ПНЧ достигается благодаря работе их в узком диапазоне преобразования по частоте с коэффициентом перекрытия менее 3. Practically нелинейность ПНЧ, используемых в ваттметре, не более 0,1%. Вследствие периодической коррекции аддитивной и мультиплексной погрешности преобразователя высоких требований к стабильности этих ПНЧ не предъявляется.

Аддитивная погрешность преобразователя сведена к одной единице младшего разряда благодаря двухтактному преобразованию, в течение которого дрейфовые характеристики аналоговых узлов преобразователя существенно изменяться не могут.

С течением времени или при изменении температуры окружающей среды величины элементов аналоговых узлов могут изменяться, что приведет к появлению мультиплексной погрешности преобразования. Для компенсации этой погрешности в преобразователе периодически через каждые сто циклов преобразований, т. е. примерно один раз в 4 сек, сигналами из БУ закрываются ключи K_1 и K_4 , а их функции выполняют ключи K_3 и K_6 , подключающие ко входам ПТЧ и ПНЧ калибровочное напряжение от ИКН. В сто первом измерительном цикле определяются величина и знак отклонения от первоначальной характеристики, которые запоминаются на последующие сто измерительных циклов и участвуют в коррекции коэффициента k в каждом из этих сто циклов аналогично коррекции по отклонению периода. Эта операция позволяет получить высокую точность преобразования в течение длительного времени непрерывной работы преобразователя.

В БЦИ определяется также направление вектора Пойнтинга. В случае прямого направления вектора ($N_1 > N_2$) разность $N_1 - N_2$ фиксируется в прямом коде. В случае отрицательного направления вектора ($N_1 < N_2$) разность $N_1 - N_2$ фиксируется в обратном коде.

Макет преобразователя был испытан во Львовэнерго на установке, в состав которой входят образцовые ваттметры

класса 0,1 и фазовращатель. Испытания показали хорошую линейность преобразователя во всем диапазоне входных сигналов и при изменении угла сдвига фаз от -90 до $+90^\circ$. Отклонение показаний макета не более 0,1% от показаний образцовых ваттметров. Это позволяет сделать вывод, что погрешность преобразователя не выше 0,2%. Результаты испытаний приведены в таблице.

В реализованном макете по желанию оператора результат преобразования может быть усреднен за 10 или 100 циклов.

Технические характеристики преобразователя трехфазной активной мощности электрической сети в цифровой код.

Частота электрической сети 50 ± 2 гц.

Сдвиг фаз между токами и напряжениями от -90 до $+90^\circ$.

Асимметрия фаз 0—100%.

Время одного преобразования 0,04; 0,4; 4 сек.

Определение направления вектора Пойнтинга автоматическое.

Основная погрешность 0,2%.

Температурный диапазон окружающей среды $+10 \div +50$ °C.

Номинальный входной ток 5 а.

Диапазон множителя, пропорционального произведению коэффициентов трансформации трансформаторов тока и напряжения, 0— 10^7 .

Питание от сети $220 \text{ в} \pm 10\%$, $50 \text{ гц} \pm 2 \text{ гц}$.

Потребление 40 в·а.

Габариты $330 \times 220 \times 100$.

Масса около 5 кг.

Выход в цифровом двоичном или двоично-десятичном коде для ввода в ЦВМ, на цифропечатающее устройство для согласования с аппаратурой кодовой телепередачи, а также

индикация результата преобразования тремя двоично-десятичными и одним старшим двоичным разрядами. Преобразователь выполнен в основном на интегральных элементах.

На базе рассмотренного преобразователя может быть разработан групповой преобразователь для последовательного преобразования активной мощности в цифровой код нескольких ВЛ. Здесь необходим дополнительный коммутатор аналоговых сигналов.

При разработке АСУ может представить интерес также групповой преобразователь с одновременным преобразованием и фиксированием кодов активной мощности в нескольких линиях, с последующей их передачей на необходимые расстояния. При этом преобразователь должен иметь столько блоков БАУ и БЦИ, сколько объектов необходимо контролировать параллельно.

Принцип построения электронного ваттметра позволяет легко преобразовать его в электронные вольтметр и амперметр действующего значения, а включение в схему дополнительного интегратора (счетчика) позволит получить цифровой преобразователь электрической энергии. Для преобразования в цифровой код реактивной мощности этим же преобразователем необходимо один из входных параметров (ток или напряжение) сдвинуть на 90° .

Рассмотренный преобразователь и по стоимости может вполне конкурировать с известными датчиками мощности, используемыми в автоматических системах управления. Вследствие высокого быстродействия и универсальности ввода коэффициента $k = k_u k_i$, преобразователь в режиме последовательного контроля объектов за 1 сек способен преобразовывать активную мощность в код на 25 ВЛ. По климатическим условиям цифровой ваттметр пригоден для длительной эксплуатации в цеху.

[21.11.1974]



УДК 621.313.045.5

Скос проводников в печатных обмотках торцевых машин переменного тока

Доктор техн. наук СТОЛОВ Л. И., канд. техн. наук АФАНАСЬЕВ А. Ю., инж. ЛОЖЕНИЦЫН В. С.

Казань

В машинах переменного тока с цилиндрическим ротором скос пазов позволяет устранить любую высшую пространственную гармонику в кривой э. д. с. При этом (рис. 1) скос определяется законом

$$\alpha = \frac{2\pi}{vp} \frac{x}{l}, \quad (1)$$

где α — геометрический угол смещения паза по окружности на расстоянии x от края пакета; v — номер пространственной гармоники; p — число пар полюсов машины; l — длина пакета.

Отметим, что действующее значение э. д. с., наводимой в проводнике на участке, соответствующем приращению угла $\Delta\alpha$, удовлетворяет соотношению:

$$\Delta E = C \Delta \alpha + o(\Delta \alpha), \quad (2)$$

где C не зависит от α ; $o(\Delta \alpha)$ — бесконечно малая высшего порядка малости.

Рассмотрим теперь машину с ротором в виде диска, имеющего печатную обмотку. Будем полагать, что магнитное поле создается только статором и неподвижно, а индукция исто-

янна вдоль любого радиуса. Можно ли установить высшую гармонику порядка v , применив скос проводника, если активный проводник прямолинеен?

На рис. 2 приведено распределение полярности индукции v -й пространственной гармоники. Радиальными линиями разграничены области с одинаковым знаком индукции, индукция положительна в областях, помеченных крестиками. Активная зона обмотки ограничена внутренним r и наружным R радиусами.

В некоторый момент времени врачающийся проводник oa займет такое положение, при котором его дальний от центра ротора конец будет расположен в точке смены знака индукции v -й пространственной гармоники; э. д. с., наводимая в этот момент в проводнике, определяется выражением:

$$\begin{aligned} e_v &= \Omega \int_0^{\alpha_0} B_v(\alpha) \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha = \\ &= \Omega \int_{\alpha_0 - \frac{\pi}{vp}}^{\alpha_0} B_v(\alpha) \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha + \\ &\quad + \Omega \int_{\alpha_0 - \frac{2\pi}{vp}}^{\alpha_0 - \frac{\pi}{vp}} B_v(\alpha) \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha + \dots, \end{aligned} \quad (3)$$

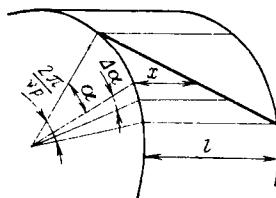


Рис. 1. Скос активного проводника в машинах с цилиндрическим ротором.

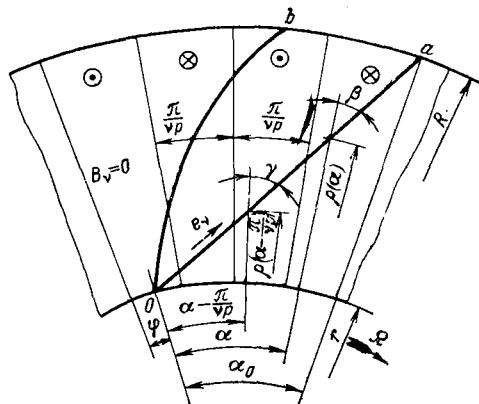


Рис. 2. К расчету формы активного проводника печатной обмотки в торцевой электрической машине.

где Ω — угловая скорость вращения проводника, $рад/сек$; $B_y(\alpha)$ — индукция от v -й гармоники поля в месте нахождения элемента проводника.

При $\alpha \in \left[\alpha_0 - \frac{\pi}{v_p}, \alpha_0 \right]$, где $\frac{\pi}{v_p}$ — полюсное деление v -й гармоники, справедливы соотношения:

$$B_y \left(\alpha - \frac{\pi}{v_p} \right) = -B_y(\alpha); \quad (4)$$

$$\rho \left(\alpha - \frac{\pi}{v_p} \right) < \rho(\alpha); \quad (5)$$

$$\frac{d\rho \left(\alpha - \frac{\pi}{v_p} \right)}{d\alpha} < \frac{d\rho(\alpha)}{d\alpha}. \quad (6)$$

[Неравенство (6) следует из соотношения $\gamma > \beta$, (рис. 2).] Из (4) — (6) получаем:

$$\int_{\alpha_0 - \frac{\pi}{v_p}}^{\alpha_0} B_y(\alpha) \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha + \\ + \int_{\alpha_0 - \frac{2\pi}{v_p}}^{\alpha_0 - \frac{\pi}{v_p}} B_y(\alpha) \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha > 0.$$

Аналогичные неравенства имеют место и для последующих пар интервалов. Отсюда следует, что для рассматриваемого момента времени $e_v > 0$, поэтому устранение v -й пространственной гармоники э. д. с. в прямолинейном проводнике невозможно.

Рассмотрим вопрос о форме проводника, при которой устраниется v -я гармоника э. д. с. Необходимо, чтобы соблюдалось равенство:

$$e_v = \Omega \int_0^{\alpha_0} B_{ym} \sin vp(\alpha + \varphi) \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha = \\ = \Omega B_{ym} \int_0^{\alpha_0} \sin vp\alpha \cos vp\varphi \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha + \\ + \Omega B_{ym} \int_0^{\alpha_0} \cos vp\alpha \sin vp\varphi \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha = 0$$

при любом геометрическом угле поворота ротора φ (рис. 2), отсюда

$$\int_0^{\alpha_0} \sin vp\alpha \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha = 0; \quad (7)$$

$$\int_0^{\alpha_0} \cos vp\alpha \rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} d\alpha = 0. \quad (8)$$

Любая функция, удовлетворяющая равенствам (7) и (8), является решением задачи. Для получения одного из решений потребуем, чтобы выполнялись условие (2) и неравенство

$$d\rho/d\alpha > 0.$$

Действующее значение э. д. с., наводимой в элементе проводника, которому соответствуют приращения $\Delta\alpha$, $\Delta\rho$,

$$\Delta E = \Omega \frac{B_m}{V^2} \rho \Delta\rho + o(\Delta\rho) = C \Delta\alpha + o(\Delta\alpha),$$

откуда

$$\frac{d\alpha}{d\rho} = \frac{\Omega B_m}{C V^2} \rho + \frac{o(\Delta\rho)}{C \Delta\rho} - \frac{o(\Delta\alpha)}{C \Delta\rho}; \\ \frac{d\alpha}{d\rho} = C_1 \rho; \quad \alpha = \frac{1}{2} C_1 \rho^2 + C_2.$$

Постоянные C_1 и C_2 найдем из условий $\alpha(r) = 0$, $\alpha(R) = \frac{2\pi}{v_p}$. Окончательно получаем выражение:

$$\alpha(\rho) = \frac{2\pi}{v_p} \frac{\rho^2 - r^2}{R^2 - r^2} \quad (9)$$

— кривая ob на рис. 2.

Подставим (9) в выражение для э. д. с.:

$$e_v = \Omega B_{ym} \int_r^R \sin \left(2\pi \frac{\rho^2 - r^2}{R^2 - r^2} + vp\varphi \right) \rho d\rho = 0.$$

Формулу (9) можно получить, положив в интегралах (7) и (8)

$$\rho(\alpha) \frac{d\rho}{d\alpha} = C. \quad (10)$$

Интегрируя уравнение

$$\rho d\rho = C d\alpha,$$

получаем:

$$\frac{1}{2} (\rho^2 - r^2) = Ca,$$

откуда следует (9).

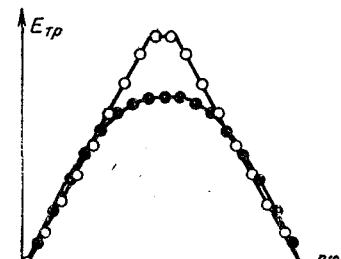
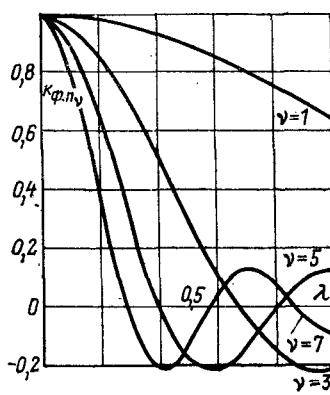


Рис. 3. Зависимости коэффициентов формы активного проводника от относительного угла, занимаемого проводником.

Рис. 4. Экспериментальные зависимости э. д. с. трансформации торцевой обмотки в функции электрического угла поворота ротора.

— торцевая обмотка с радиальными активными проводниками ($\lambda=0$); ● — торцевая обмотка с криволинейными активными проводниками ($\lambda=2/3$).

Найдем выражение для действующего значения v -й гармонической э. д. с. вращения криволинейного проводника печатной обмотки.

Уравнение (9) оси криволинейного проводника в общем случае представим в виде:

$$\alpha(p) = \frac{\lambda\pi}{p} \frac{p^2 - r^2}{R^2 - r^2}, \quad (11)$$

где λ — относительное значение центрального угла, занимаемого проводником, в долях угла, соответствующего полюсному делению 1-й гармоники.

Для мгновенного значения v -й гармонической э. д. с. вращения запишем:

$$e_v(\varphi) = \Omega B_{vm} \int_r^R \sin vp (\alpha + \varphi) pd\varphi.$$

Подставив сюда выражение (11) и интегрируя путем замены переменной, получим:

$$e_v(\varphi) = \frac{1}{2} \Omega B_{vm} (R^2 - r^2) \frac{\sin \frac{v\lambda\pi}{2}}{\frac{v\lambda\pi}{2}} \sin v \left(p\varphi + \frac{\lambda\pi}{2} \right). \quad (12)$$

Значение э. д. с. будет максимальным, когда

$$p\varphi + \frac{\lambda\pi}{2} = \frac{\pi}{2} (2k - 1),$$

где k — целое число, и действующее значение э. д. с. вращения

$$E_v = \frac{1}{2\sqrt{2}} \Omega B_{vm} (R^2 - r^2) \frac{\sin \frac{v\lambda\pi}{2}}{\frac{v\lambda\pi}{2}}. \quad (13)$$

При $\lambda \rightarrow 0$ получаем:

$$E_{v0} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \Omega B_{vm} (R^2 - r^2) \quad (14)$$

— известное выражение для действующего значения v -й гармонической э. д. с. вращения проводника, выполненного по радиусу диска печатной обмотки.

Отношение E_v/E_{v0} определяет степень уменьшения э. д. с. v -й гармоники криволинейного проводника. Назовем это отношение коэффициентом формы активного проводника для v -й гармоники и найдем:

$$k_{\Phi, nv} = \frac{E_v}{E_{v0}} = \frac{\sin \frac{v\lambda\pi}{2}}{\frac{v\lambda\pi}{2}}. \quad (15)$$

Учитывая, что $\Omega = 2\pi n$, и используя (15), действующее значение v -й гармонической э. д. с. вращения криволинейного проводника можно представить в виде:

$$E_{vp} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} n B_{vm} (R^2 - r^2) k_{\Phi, nv}, \quad (16)$$

где n — скорость вращения ротора, об/сек.

В случае пульсирующего во времени магнитного поля возбуждения и неподвижного ротора будем раскладывать поле на два вращающихся, а результатирующую э. д. с., индуцируемую ими в одном проводнике, называть э. д. с. трансформации этого проводника.

Пусть магнитное поле воздушного зазора пульсирует по закону синуса с частотой тока ω , а пространственная кривая распределения поля несинусоидальна. В этом случае индукция v -й пространственной гармоники поля в месте нахождения элемента проводника будет изменяться по закону:

$$B_v(\varphi + \alpha, t) = B_{vm} \sin vp (\varphi + \alpha) \sin \omega t.$$

Пульсирующее поле $B_v(\varphi + \alpha, t)$ можно разложить на два вращающихся:

$$\left. \begin{aligned} B'_{vp} &= \frac{1}{2} B_{vm} \cos (\omega t - vp\varphi - vp\alpha); \\ B''_{vp} &= -\frac{1}{2} B_{vm} \cos (\omega t + vp\varphi + vp\alpha), \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

имеющих геометрические угловые скорости вращения

$$\frac{\omega}{vp} \text{ и } -\frac{\omega}{vp}. \quad (18)$$

Описанным выше способом с учетом (17), (18) и (11) получим выражения для э. д. с. вращения от этих полей; используя (15), запишем:

$$\begin{aligned} e'_{vp} &= \frac{1}{4} \frac{\omega}{vp} B_{vm} (R^2 - r^2) k_{\Phi, nv} \times \\ &\quad \times \cos \left(\omega t - vp\varphi - \frac{1}{2} vp\lambda\pi \right); \\ e''_{vp} &= \frac{1}{4} \frac{\omega}{vp} B_{vm} (R^2 - r^2) k_{\Phi, nv} \times \\ &\quad \times \cos \left(\omega t + vp\varphi + \frac{1}{2} vp\lambda\pi \right); \end{aligned}$$

Суммируя эти э. д. с., найдем результирующую трансформаторную э. д. с., индуцируемую в проводнике пульсирующим полем:

$$\begin{aligned} e_{tpv} &= \frac{1}{2} \frac{\omega}{vp} B_{vm} (R^2 - r^2) k_{\Phi, nv} \times \\ &\quad \times \cos \left(vp\varphi + \frac{1}{2} vp\lambda\pi \right) \cos \omega t, \end{aligned} \quad (19)$$

Значение э. д. с. будет амплитудным при

$$\omega t = \pi(k-1),$$

а максимальное действующее значение э. д. с. трансформации

$$E_{tpvm} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{1}{vp} f B_{vm} (R^2 - r^2) k_{\Phi, nv}, \quad (20)$$

где f — частота тока возбуждения, сек⁻¹.

На рис. 3 построены зависимости $k_{\Phi, nv} = f(\lambda)$ для основной, 3, 5 и 7-й гармонических, по которым можно выбрать рациональное значение λ и улучшить форму кривой э. д. с. вращения проводника печатной обмотки (синхронные генераторы) или приблизить к синусоидальному закон изменения действующего значения э. д. с. трансформации в функции угла поворота ротора (вращающиеся трансформаторы, сельсины, индуктосинсы и др.).

Для экспериментальной проверки э. д. с. торцевой обмотки, образованной из криволинейных проводников, были проведены лабораторные испытания торцевых вращающихся трансформаторов. Торцевой статор из феррита имел сосредоточенную обмотку возбуждения с радиальными активными проводниками. На торцевом роторе из феррита в узких пазах располагалась сосредоточенная обмотка из тонкого провода. Ротор и статор помещались на общей оси. При испытаниях измерялось действующее значение э. д. с. трансформации торцевой обмотки ротора в функции угла поворота. Были испытаны два типа обмоток ротора: торцевая обмотка с радиальными активными проводниками, для которых $\lambda=0$; торцевая обмотка с криволинейными проводниками, для которых $\lambda=2/3$. Результаты испытаний указанных обмоток представлены в виде зависимостей на рис. 4.

Вывод. Выполнив активные проводники в торцевых печатных обмотках криволинейными по закону (11), можно получить тот же эффект, что и при скосе прямолинейных проводников в электрических машинах с цилиндрическим ротором.



Магнитное поле биттеровского соленоида

ПОРТНОВ А. Д.

Москва

Известно, что форма магнитного поля и его напряженность при фиксированной н. с. зависят от относительной длины $\beta = h/r_1$ и относительного радиуса соленоида $\alpha = r_2/r_1$ (рис. 1). Распределение осевой составляющей магнитной индукции, создаваемой многослойным цилиндрическим соленоидом с постоянной плотностью тока в витках найдено в [Л. 1]. Таблицы для расчетов формы поля в соленоидах с постоянной плотностью тока в витках приведены в [Л. 2].

Рассмотрим соленоид биттеровского типа, образованный последовательно соединенными в винтовую поверхность разрезными плоскими шайбами, изолированными друг от друга. Плотность тока в таком соленоиде не является постоянной. На рис. 1 приведена схема меридионального сечения рассматриваемого соленоида.

При малых напряженностях магнитного поля ($B < 0,1$ тл) актуальным становится выбор относительных параметров соленоида не только по минимуму потерь мощности, но и по минимальным габаритным размерам. Рассмотрим поэтому зависимость максимальной магнитной индукции, создаваемой соленоидами, имеющими одинаковые н. с. и внутренний радиус, от параметров β и α .

Преобразуем общую формулу соленоида [Л. 3]

$$B_0 = \mu_0 G \sqrt{\frac{P\lambda}{\rho r_1}} \quad (1)$$

применительно к рассматриваемой конструкции. Потери в соленоиде при фиксированных его размерах зависят только от тока и равны:

$$P = I^2 n \frac{2\pi\rho}{\delta \ln \alpha}. \quad (2)$$

Здесь n — число витков, δ и ρ — толщина витка и удельное сопротивление материала. Коэффициент заполнения в рассматриваемом соленоиде равен:

$$\lambda = \frac{n\delta}{2r_1\beta}. \quad (3)$$

С помощью (2) и (3) из (1) получим, что максимальная индукция равна:

$$B_0 = \mu_0 G' \delta \frac{In}{r_1}, \quad (4)$$

где

$$G' \delta = \frac{\pi}{5} \frac{\ln \alpha \frac{\beta + \sqrt{1 + \beta^2}}{\beta + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}}{\beta \ln \alpha} \quad (5)$$

— постоянная магнитного поля соленоида.

На рис. 1 сплошными линиями показано изменение постоянной $G' \delta$ в зависимости от относительной длины и относительного радиуса соленоида. Для сравнения пунктирной линией отмечена зависимость аналогичного параметра для соленоида с постоянной плотностью тока в витках.

Видно, что при увеличении параметров α и β величина $G' \delta$ уменьшается, причем у биттеровского соленоида $G' \delta$ больше, чем у соленоида с постоянной плотностью тока. Отметим, что в отличие от коэффициента формы магнитного поля G [Л. 3] постоянная $G' \delta$ не имеет оптимума при изменении α и β .

Для анализа влияния относительных параметров соленоида α и β на форму поля преобразуем известное [Л. 3] выражение для распределения осевой магнитной индукции к виду:

$$B_z = \frac{\mu_0 j_0 \lambda}{2} \left\{ \ln \left[\left(1 - \frac{2(\beta + z_0)}{\sqrt{(\beta + z_0)^2 + \alpha^2} + (\beta + z_0)} \right) \times \right. \right. \\ \times \left(1 + \frac{2(\beta + z_0)}{\sqrt{(\beta + z_0)^2 + 1} - (\beta + z_0)} \right) \left. \right] + \\ + \ln \left[\left(1 - \frac{2(\beta - z_0)}{\sqrt{(\beta - z_0)^2 + \alpha^2} + (\beta - z_0)} \right) \times \right. \\ \times \left. \left. \left(1 + \frac{2(\beta - z_0)}{\sqrt{(\beta - z_0)^2 + 1} - (\beta - z_0)} \right) \right] \right\}, \quad (6)$$

где λ — коэффициент заполнения; j_0 — плотность тока; $z_0 = \frac{z}{r_1}$ — относительное расстояние до центра соленоида.

На рис. 2 приведены результаты расчета безразмерной осевой магнитной индукции B_z/B_0 вдоль оси соленоида при различных значениях α и β . Видно, что при фиксированной относительной длине β увеличение относительного радиуса α приводит к слабому уменьшению осевой магнитной индукции и к возрастанию магнитной индукции в торцевой плоскости соленоида ($z_0 = \beta$). Увеличение β при фиксированном α приводит, наоборот, к уменьшению этой величины. В соленоиде с постоянной плотностью тока магнитное поле менее резко спадает вдоль оси (пунктирная кривая на рис. 2).

Для теоретического рассмотрения процессов, происходящих в магнитном поле, и предварительных расчетов величины индукции желательно иметь простую формулу, характеризующую изменение магнитной индукции вблизи соленоида. В диапазоне параметров $\alpha = 3-7$, $\beta = 1-2$, наиболее интересном для практических приложений, нормирование кривых $B_z/B_0 = f(z_0)$ по величине $z_{0,5}$, соответствующей $B_z/B_0 = 0,5$, приводит к зависимостям, изображенным на рис. 3 различными значками. Представленные распределения аппроксимируются формулой

$$\frac{B_z}{B_0} = \frac{1}{1 + z_{0,5}^{*5/2}}, \quad (7)$$

где

$$z_{0,5}^* = z_0/z_{0,5}$$

Погрешность определения магнитной индукции по (7) при $0 < z_{0,5}^* < 1,5$ не превышает 15% от ее точных значений.

Переход от величины $z_{0,5}^*$ к значениям z_0 необходимо проводить по соотношению

$$z_{0,5}^* = z_0/(1,2 + 0,05\alpha + 0,4\beta), \quad (8)$$

полученному из обработки зависимостей, рассчитанных по (6).

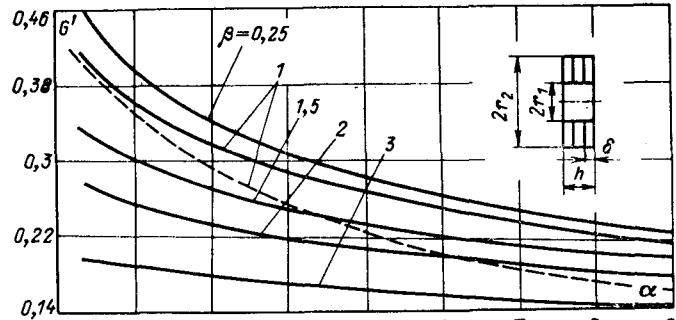


Рис. 1.

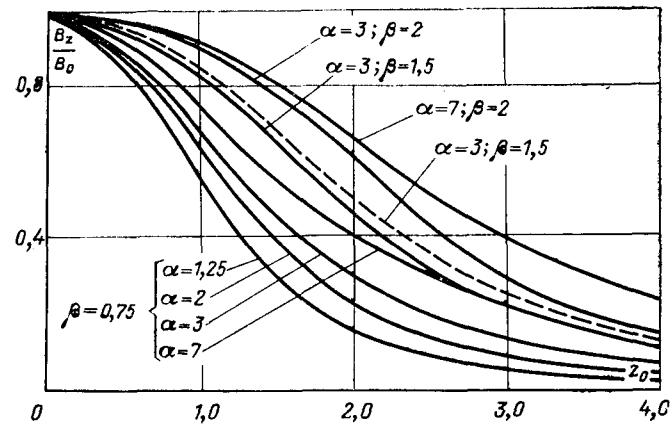


Рис. 2.

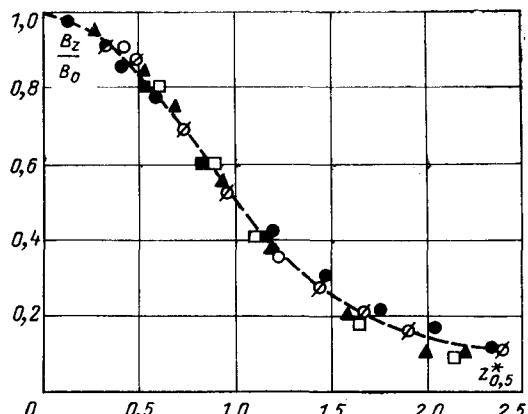


Рис. 3.

Помимо знания величины B_z при конструировании магнитной системы необходимо обеспечивать определенное направление магнитных силовых линий. Это направление можно характеризовать углом γ_B между касательной к магнитным силовым линиям и осью соленоида. В общем случае осесимметричного поля $\operatorname{tg} \gamma_B = B_r / B_z$, где B_r — радиальная составляющая магнитной индукции в точке пространства, находящейся на расстоянии r от продольной оси соленоида. Согласно [Л. 4], переходя к безразмерным координатам z_0 и r^* , угол наклона можно рассчитать по выражению

$$\gamma_B = \arctg \left| \frac{\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^{k+1} B_z k + 1 (z_0) \left(\frac{r^*}{2}\right)^{2k+1}}{k! (k+1) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k B_z k (z_0)}{(k!)^2} \left(\frac{r^*}{2}\right)^{2k}} \right|. \quad (9)$$

Из (9) следует, что точность определения угла отклонения зависит от количества учитываемых членов в разложении составляющих магнитной индукции B_z и B_r . Для оценки сходимости величины γ_B проводились расчеты при $k=0, 1, 2$. Рассматривались магнитные силовые линии, расположенные на границе и вне соленоида, т. е. в точках с продольной координатой $z_0 \geqslant \beta$ и отстоящие от оси симметрии на расстояниях $r^* = r/r_1 \leqslant 1,5$.

Проанализируем влияние относительных параметров соленоида на величину и характер изменения угла γ_B в точках пересечения магнитных силовых линий с цилиндрической поверхностью радиуса r^* . Проведенные расчеты показали, что имеются две области магнитного поля, характерные тем, что в зоне, ближней к торцевой плоскости соленоида, угол γ_B

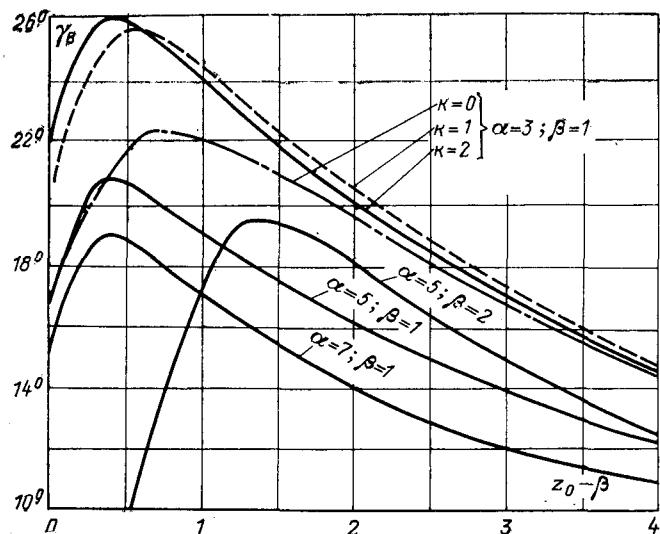


Рис. 4.

увеличивается до своего максимального значения γ_{\max} при $z_0 = z_0^*$, а в зоне, где $z_0 > z_0^*$, происходит монотонное уменьшение угла. На рис. 4 приведены зависимости угла γ_B для соленоидов с различными значениями параметров α и β при $r^* = 1$. Для оценки точности вычисления угла γ_B показаны зависимости, рассчитанные по (9) при $k=0, 1, 2$ для соленоида с $\alpha=3$ и $\beta=1,0$. Видно, что разница в угле отклонения между вторым и третьим приближениями составляет меньше 5%, поэтому дальнейшие вычисления проводились при $k=1$.

Из анализа кривых, соответствующих соленоидам с различными значениями α и β , следует, что абсолютная величина угла отклонения уменьшается с увеличением относительного радиуса α и увеличением относительной длины β . Расстояние от торцевой плоскости соленоида до зоны с максимальным отклонением магнитных силовых линий при фиксированном β незначительно зависит от α . Однако увеличение β при фиксированном α приводит к более сильному расширению ближней зоны магнитного поля соленоида.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акользина Л. А. Поле многослойного соленоида. — «Электричество», 1953, № 7.
2. Philip Hart. Universal tables for magnetic fields of filamentary and distributed curcular currents. New York, 1967.
3. Карасик В. Р. Физика и техника сильных магнитных полей. М., «Наука», 1964.
4. Гапонов В. И. Электроника. М., Физматгиз, 1960.

[24.1.1975]



Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кв*

Кандидаты техн. наук БЫХОВСКИЙ Я. Л., ЕМЕЛЬЯНОВ Н. П.,
инж. СЕМЕНОВ А. С., канд. техн. наук ШКАРИН Ю. П.

Москва

Применение заземленных грозозащитных тросов на линиях 1150 кв осложняется их коронированием. Радикальным средством избежать коронирования тросов является их разземление. В этом случае на тросе не накапливается какой-либо заряд извне, и имеет место лишь его перераспределение по поверхности (поляризация). Поляризованный заряд создает неизначительное дополнительное поле у поверхности провода, быстро убывающее с удалением от него. Однако разземление троса требует высокого уровня его изоляции, ухудшает условия самопогасания дуг и препятствует использованию тросов для организации высокочастотных каналов связи.

Одним из способов, позволяющих уменьшить до необходимой величины напряженность электрического поля у поверхности троса и в то же время получить достаточно низкое значение напряжения на тросах и обеспечить условия для самопогасания дуг и организации в. ч. связи по тросам является заземление их по концам ВЛ через емкости [Л. 1].

Расчет зарядов и потенциалов тросов воздушной линии с числом фазных проводов, равным k и числом тросов m основан на решении системы уравнений Максвелла, которая для n -проводной линии ($n=k+m$) может быть записана в матричной форме в виде:

$$\mathbf{U} = \alpha \mathbf{Q}, \quad (1)$$

$$\mathbf{Q} = \beta \mathbf{U}; \quad (2)$$

$$\beta = \alpha^{-1}, \quad (3)$$

где \mathbf{U} — столбцевая матрица n -го порядка напряжений на фазных проводах и тросах; \mathbf{Q} — столбцевая матрица n -го порядка зарядов на фазных проводах и тросах; α — квадратная симметрическая матрица n -го порядка потенциальных коэффициентов линии; β — квадратная симметрическая матрица n -го порядка емкостных коэффициентов линии.

Элементы матрицы α определяются известным образом по геометрическим размерам линии электропередачи

$$\alpha_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2h_i}{r_{si}} \quad (i = s = 1, 2, \dots, n); \quad (4)$$

$$\alpha_{si} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D_{si}}{d_{si}} \quad (i \neq s; i = 1, 2, 3, \dots, n). \quad (5)$$

Здесь h_i — высота подвеса i -го провода над землей; d_{si} — расстояние между s -м и i -м проводами; D_{si} — расстояние от

* В порядке обсуждения.

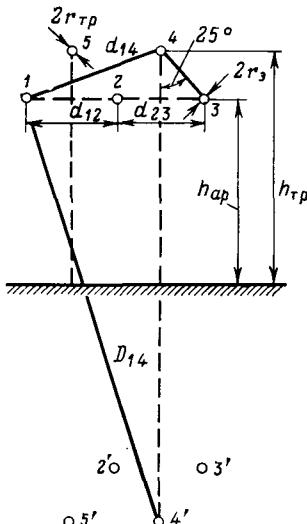


Рис. 1. Схема расположения проводов ВЛ 1150 кв,

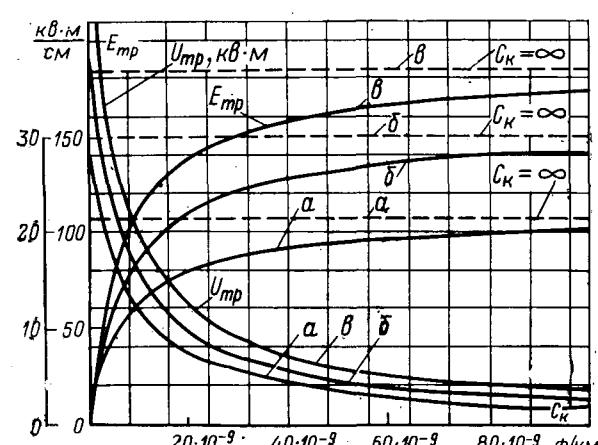


Рис. 2. Зависимости напряженности поля и потенциала тросов от емкости C_k для линии 1150 кв.

Средняя высота подвеса тросов: а) $h_{trp}=30,8$ м; б) $h_{trp}=27,8$ м; в) $h_{trp}=25,3$ м.

s -го провода до зеркального отображения i -го провода; r_{si} — эквивалентный радиус i -го расщепленного провода,

$$r_{si} = \sqrt{\frac{p_i}{r_{oi} p_i R_i^{p_i-1}}} \quad (i = 1, 2, \dots, n),$$

где p_i — число составляющих в i -м расщепленном проводе; r_{oi} — радиус составляющих проводов i -го расщепленного провода; R_i — радиус расщепления i -го провода.

Зависимость напряжений и зарядов на тросах от напряжения на фазных проводах и заданных условий присоединения тросов может быть найдена из матричных уравнений (1) и (2). Упорядочим столбцевые матрицы напряжений и зарядов на проводах таким образом, чтобы сначала были записаны напряжения (заряды) проводов (k значений), а затем тросов (m значений). При этом разобъем матрицы α и β на соответствующие блоки. Тогда уравнение (2) запишется в виде:

$$k \frac{\{\mathbf{Q}_{tr}\}}{\{\mathbf{Q}_{pr}\}} = \frac{\mathbf{B}_{11}}{\mathbf{B}_{21}} \frac{\mathbf{B}_{12}}{\mathbf{B}_{22}} \frac{\{\mathbf{U}_{pr}\}}{\{\mathbf{U}_{tr}\}} m \quad (6)$$

где \mathbf{B}_{11} — квадратная матрица размером $k \times k$; \mathbf{B}_{12} — прямоугольная матрица размером $m \times k$; \mathbf{B}_{21} — прямоугольная матрица размером $k \times m$; \mathbf{B}_{22} — квадратная матрица размером $m \times m$.

Из (6) имеем:

$$\mathbf{Q}_{tr} = \mathbf{B}_{21} \mathbf{U}_{pr} + \mathbf{B}_{22} \mathbf{U}_{tr}.$$

Если тросы заземлены, то напряжение на тросах равно нулю, и

$$\mathbf{Q}_{tr} = \mathbf{B}_{21} \mathbf{U}_{pr}. \quad (7)$$

Если тросы изолированы, то заряды тросов равны нулю, и

$$\mathbf{U}_{tr} = -\mathbf{B}_{22}^{-1} \mathbf{B}_{21} \mathbf{U}_{pr}. \quad (8)$$

Рассмотрим, какие значения могут принимать напряжение и заряды (и соответственно напряженности поля) на тросах при рассмотренных условиях для ВЛ 1150 кв, геометрические размеры которой приведены на рис. 1. Для этого решим уравнения (7) и (8) при заданных значениях мгновенных напряжений проводов

$$U_1 = U_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}; U_3 = U_2 = -0,5U_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}.$$

Строго говоря, максимальные значения зарядов на тросах не соответствуют заданным мгновенным значениям потенциалов проводов и уравнения (7) и (8) должны решаться при подстановке в них выражений для напряжений в комплексной форме. Однако уточнения при таком решении, как правило, не превышают 10%.

Для заземленных тросов напряженность поля у поверхности каждого из тросов определяется по формуле:

$$E_{trp} = + \frac{q_{trp}}{2\pi\epsilon_0 r_{trp}}. \quad (9)$$

Расчет по (7), (8) и (9) одного из вариантов ВЛ 1150 кв ($h_{trp}=16,8$ м, $d_{12}=26,5$ и $h_{trp}=25,3$ м) показывает, что при заземленных тросах $U_{trp}=0$, $q_{trp}=1,72 \cdot 10^{-3}$ к/км, $E_{trp}=38,7$ кв/см.

Напряженность поля на поверхности тросов превышает начальную напряженность поля короны $E_0=33$ кв/см (для троса диаметром 16 мм).

При изолированных тросах $q_{tp} \approx 0$, $E_{tp} \approx 0$, $U_{tp} = 240$ кв.

Если тросы линий длиной l заземлены по концам через емкость C , то суммарный заряд тросов и конденсаторов равен нулю, и напряжение на тросах определяется по (8) с тем отличием, что диагональные элементы матрицы β_{22} в этом случае равны сумме элементов этой матрицы, определенных по (3), и величины $2C/l$, т. е.

$$\beta'_{mm} = \beta_{mm} + \frac{2C}{l}.$$

При этом погонные заряды тросов по абсолютной величине равны зарядам погонных дополнительных емкостей и определяются по выражению

$$q_{tp} = \frac{2C}{l} U_{tp}. \quad (10)$$

Зная значение заряда троса, можно определить напряженность E_{tp} по выражению (9).

На рис. 2 приведены рассчитанные по (8) и (9) с учетом (10) зависимости напряжения на каждом из тросов и напряженности поля на поверхности троса от величины $C_k = \frac{2C}{l}$

для линии 1150 кв, схема которой приведена на рис. 4. В расчете принят вариант подвески проводов $8 \times \text{ACO} = 300/40$ и тросов с радиусом $r_{tp} = 0,8$ см, средняя высота подвеса проводов $h_{pr} = 16,8$ м, расстояния между фазами $d_{12} = 26,5$ м, угол защиты тросами $\alpha = 25^\circ$ для трех различных высот подвеса тросов.

На рис. 2 в виде зависимостей $E(C)$ и $U(C)$ даны результаты расчетов для трех положений троса, соответствующих средней высоте их подвеса 30,8, 27,8 и 25,3 м. Горизонтальные линии $C_k = \infty$ указывают уровень напряженности поля у поверхности тросов при их глухом заземлении. С увеличением емкости заземляющего конденсатора потенциал троса падает, а напряженность электрического поля растет.

Увеличение потенциала троса затрудняет самопогасание емкостных дуг трос—земля, которые могут возникнуть после грозовых перекрытий. Рассмотрим случай заземления троса через емкость 1 мкФ на 100 км ($10 \cdot 10^{-9}$ ф/км).

При наибольшей высоте подвески троса потенциал троса U_{tp} и напряженность E_{tp} наименьшие:

$$U_{tp} = 56 \text{ кв}; E_{tp} = 12,8 \text{ кв/см}.$$

При отношении $\frac{E_{tp}}{E_0} = \frac{12,8}{33} = 0,39$ трос практически не

будет коронировать.



НОВЫЕ КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ЭНЕРГИЯ»

Захаров В. Н. Автоматы с распределенной памятью. 1975. 136 с. с ил.

Рассматриваются вопросы проектирования конечных автоматов, условия работы которых заданы на языке секвенций. Исследуются особенности секвенциального задания автоматов и его свойства, а также вопросы реализации секвенциальных описаний. Приведены примеры реализации комбинационных устройств и автоматов с памятью.

Левитов В. И. Корона переменного тока. Вопросы теории, методов исследования и практических характеристик. 1975. 280 с. с ил.

Рассматриваются вопросы теории, методики и результаты исследований короны переменного тока на проводах воздушных линий электропередачи, приводятся результаты зондовых исследований поля короны переменного тока, анализируются характеристики потерь мощности на корону и выявляется влияние на потери геометрических параметров и метеорологических факторов. Рассмотрены особенности короны при одновременном воздействии переменного и постоянного напряжения.

В случае грозового перекрытия изоляции троса значение E_{tp} временно увеличится до 21,6 кв/см. Через образовавшийся дуговой промежуток потечет ток смещения I_c . Для участка длиною 100 км

$$I_c = 2\pi\epsilon_0 r_{tp} E_{tp} l = 30 \text{ а.}$$

Дуга погаснет, как только ее длина при раздувании достигнет критического значения, определяемого известной формулой¹:

$$l_{kp} = U J^{0,25} \cdot 0,1 = 7,8 \text{ м.}$$

Такой длины дуга может достигнуть, если расстояние между электродами не слишком мало. Установлено, что при горизонтальном расположении электродов дуга способна достичь длины в 20 раз большей, чем ее первоначальная длина [Л. 3]. Следовательно, вполне достаточно иметь для рассмотренного случая длину искрового промежутка 0,5—0,8 м.

Соответственно в вариантах «б» и «в» размещения троса мы имеем:

$$E_{tp} = 17,2 \text{ кв/см}, U_{tp} = 79 \text{ кв}, l_{kp} = 13,8 \text{ м};$$

$$E_{tp} = 22,2 \text{ кв/см}; U_{tp} = 98 \text{ кв}; l_{kp} = 18,4 \text{ м.}$$

Вывод. На грозозащитных тросах ВЛ 1150 кв даже без их расщепления удается избежать короны и одновременно использовать их для целей связи. При этом тросы по концам усиленных участков должны заземляться через емкости, значения которых выбираются таким образом, чтобы градиент потенциала у поверхности тросов был значительно меньше начальной напряженности поля короны, а напряжение на тросах не превышало величин, обеспечивающих самопогасание дуг в искровых промежутках при приемлемых по условию грозозащиты уровнях изоляции тросов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Быховский Я. Л., Гершенгорн А. И., Лыков Ю. И. Устройство для снижения тока в грозозащитных тросах. А. С. № 383159 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», № 23, с. 163—164.

2. Майкопар А. С. Дуговые замыкания на линиях электропередач. М., «Энергия», 1965, 200 с.

3. Техника высоких напряжений. Ч. I. Под ред. Л. И. Сиротинского. М.—Л., Госэнергоиздат, 1951, 292 с.

[18.3.1974]

¹ Следует отметить, что менее оптимистические прогнозы по гашению дуги вытекают из (2).

Цифровые устройства на микросхемах. Под ред. В. Л. Волчека, Е. Г. Ойхмана. 1975. 192 с. с ил.

Рассматривается комплекс вопросов, связанных с проектированием цифровых устройств на микроэлектронных элементах. Основное внимание уделяется вопросам помехоустойчивости этих элементов, а также изложению новых и малоизвестных результатов в данной области. Рассматриваются основные принципы функционирования и описываются методы проектирования логических и вычислительных схем, схем контроля и запоминающих устройств ЦВМ.

Шелихов А. А. Единая система электронных вычислительных машин. (Обзор экспозиции выставки). 1975. 160 с. с ил.

Приводится обобщенный информационный материал по техническим средствам ЭВМ третьего поколения, демонстрировавшимся на международной выставке «ЕС ЭВМ—73». Описывается большая номенклатура современных средств вычислительной техники: накопители на сменных магнитных дисках, графопостроители, алфавитно-цифровые и графические дисплеи, устройства ввода—вывода информации. В книгу включены ЭВМ и периферийное оборудование, разработанные странами социалистического союза.

Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кв

(Статья Быховского Я. Л., Емельянова Н. П., Семенова А. С., Шкарина Ю. П., «Электричество», 1975, № 7)

ГЕРШЕНГОРН А. И.

Москва

Повышение номинального напряжения воздушных линий электропередачи вызывает удорожание и ухудшение качества высокочастотной связи по фазным проводам линии. Использование для этой цели грозозащитных тросов позволяет получить значительно большее число каналов при меньшей стоимости высокочастотной обработки линии, более низком уровне помех и километрическом затухании. Это обеспечивает возможность увеличения дальности связи без установки усиленных пунктов или увеличения расстояния между ними.

Вместе с тем использование тросов для организации высокочастотной связи вызывает необходимость отказа от традиционной (для линий 110 кв и более) схемы подвески и изоляции тросов и создает новые проблемы, требующие решения.

Для обеспечения бесперебойности и непрерывности канала на всем протяжении цепи связи и устранения дополнительного затухания высокочастотных сигналов в промежуточных точках все участки троса между пунктами высокочастотной обработки должны быть связаны между собой через достаточно малое сопротивление (для токов высокой частоты) и тросы на всех опорах должны быть изолированы от земли.

При заземлении троса хотя бы в одной точке напряжение на тросе, индуцированное в нормальном режиме токами, протекающими по линии, невелико и поэтому не определяет характеристики изоляции тросов. Напряжение, наводимое на тросе при несимметричных коротких замыканиях на линии, будет определяться величиной тока нулевой последовательности в линии и длиной участка троса. На линиях сверхвысокого напряжения напряжение на непрерывном участке троса при коротком замыкании на линии может достигать 100 кв и более.

Уровень изоляции тросов должен быть достаточным для предотвращения ее перекрытий в нормальном режиме работы линии и для восстановления ее электрической прочности послеliquefaction аварийного состояния.

Для защиты изоляторов, на которых подведен трос, от воздействия дуги при грозовых перекрытиях и несимметричных коротких замыканиях и обеспечения надежного грозозащитного действия изоляторы шунтируются искровыми промежутками. После ликвидации грозового перекрытия или короткого замыкания через ионизированный искровой промежуток продолжает проходить ток, обусловленный наличием на тросе электростатического потенциала или э. д. с., наводимой в нормальном режиме. Размер искрового промежутка должен быть выбран таким образом, чтобы обеспечить координацию разрядных напряжений тросовой гирлянды изоляторов и искрового промежутка в соответствии с вольт-секундными характеристиками гирлянд изоляторов и искровых промежутков. В то же время размер искрового промежутка должен быть достаточным для того, чтобы обеспечить надежное гашение дуги сопровождающего тока. Поэтому условия гашения дуги сопровождающего тока могут потребовать выбор такого промежутка, при котором будет необходимо усиление тросовой изоляции (по соображениям координации изоляции).

При заземлении троса по обоим концам через небольшое индуктивное сопротивление высокочастотных заградителей и при отсутствии транспозиций фаз и скрещивания тросов значительный сопровождающий ток возникает лишь вблизи концов участка линии, где оказывается активное сопротивление цепи замыкания троса на землю. Однако при такой схеме подвески в контурах «трос—земля» и «трос—стержень опоры

малом режиме работы линии возникают значительные токи, которые создают потери энергии в активном сопротивлении тросов.

Для устранения потерь энергии применяют скрещивание тросов, в результате чего достигается также уменьшение напряжения на искровом промежутке в нормальном режиме работы линии, что облегчает гашение дуги сопровождающего тока. Однако в некоторых точках линии при скрещивании тросов сопровождающий ток возрастает настолько, что может возникнуть необходимость в увеличении искрового промежутка и усиления изоляции тросов. На линиях сверхвысокого напряжения сопровождающий ток может достигнуть такой величины, что гашение дуги становится затруднительным или даже практически невозможным. Кроме того, на линиях напряжением выше 1000 кв на грозозащитном тросе может возникнуть корона.

Разземление троса позволяет устраниить потери энергии в контурах «трос—земля» и «трос—трос» и коронирование троса, а также существенно уменьшить вероятность возникновения сопровождающего тока. Однако в этом случае на тросах возникает значительный электростатический потенциал, что требует усиления изоляции тросов и увеличения размеров опор¹.

Одним из возможных способов устранения коронирования тросов является их заземление через конденсаторы по концам участка. Выбор соответствующей величины емкости конденсатора позволяет ограничить потенциал на тросе до приемлемой величины.

Решая поставленную перед собой задачу, авторы статьи ограничились выводом формул, позволяющих определить напряжения на тросах и напряженность поля на их поверхности, основанных на решении уравнений Максвелла, и изложением методики расчета емкости, не рассматривая достоинств и недостатков описываемой схемы подвески тросов. Выход формул базируется на условии, что фазы линии не транспонированы, т. е. либо на данном участке линии нет транспозиций, либо трос имеет длину, не превышающую длины шага транспозиций. Таким образом, рассматриваемый случай является частным.

Давая количественный пример, авторы не показали, как отражается на размерах и стоимости изоляции разземление троса и заземление его через емкость. Между тем, соответствующим выбором емкости можно снизить уровень изоляции практически до такой же величины, как и при глухо заземленном тросе, но устраниить те неприятные последствия, которые связаны с таким способом заземления тросов.

Заслуживает внимания также то обстоятельство, что размыкание контуров тросовой цепи, связанное с их разземлением, вызывает увеличение реактивного сопротивления нулевой последовательности линии. Это увеличение может достигать 30% и привести к существенному уменьшению тока однофазного короткого замыкания на линии, а также объема пепеустойств линий проводной связи, имеющих сближение с линией электропередачи.

Как указывалось выше, при большой длине линии сверхвысокого напряжения и неразделенных на участки тросах, подольная э. д. с., наводимая на тросе при несимметричном коротком замыкании и, следовательно, напряжение по отно-

¹ В расчетах авторов допущена ошибка. Напряжение на изолированном тросе на линии 1150 кв составляет не 240 кв, а 130–160 кв (в зависимости от конфигурации опор).

шению к земле может быть весьма значительным и будетказываться на изоляции конденсаторов, через которые производится присоединение тросов к земле. В статье этот вопрос не нашел отражения, так же как и вопрос о защите конденсаторов от набегающих волн атмосферных перенапряжений.

Утверждение авторов статьи о том, что заземление тросов через емкость обеспечивает условия для самопогасания дуг является, в известной степени, спорным, так как при одновременном перекрытии троса, длина которого охватывает, например, два шага транспозиции фаз в двух точках, сопро-

вождающий ток и напряжение на промежутке могут оказаться чрезмерно большими.

Подводя итог, следует сказать, что вопрос, поднятый в статье, является актуальным, но для суждения о практической возможности осуществления рассматриваемой схемы изоляции тросов требуется проведение теоретических и экспериментальных исследований нерешенных проблем. Должно быть также выполнено технико-экономическое сопоставление предлагаемого способа с подвеской заземленного расщепленного троса.



ДАВЫДОВ И. С., МЕЛЬЗАК И. Я., ФИЛИППОВА И. А.

Москва

В статье рассматривается один из способов предотвращения коронирования грозозащитных тросов линий электропередачи 1150 кв, но авторами делается попытка сформулировать более общие выводы. В связи с этим имеются следующие замечания и возражения.

1. Грозозащитные тросы линий электропередачи сверхвысокого напряжения помимо своего основного назначения используются для организации каналов высокочастотной связи, что обуславливает появление целого ряда специфических особенностей и трудностей (специальные требования к материалу, изоляции и заземлению тросов, гашению дуг сопровождающего тока, ограничению потерь мощности на нагрев и корону, плавке гололеда и т. д.). В связи с этим статью целесообразно было бы начать с краткой систематизированной информации о существе проблемы, включая ссылки на основные публикации, а также более четко ограничить круг рассматриваемых вопросов.

2. Соотношение $U_{tr}=0$ справедливо в случае заземления тросов на каждой опоре. Если же оно будет осуществляться только по концам линии, то вследствие прохождения тока в контуре «трос — земля — трос» напряжение на тросе в середине линии может достигать нескольких киловольт.

Расчеты, выполненные для линий 220, 500 и 750 кв с полностью разземленными тросами, показывают, что $U_{tr} \approx 0,1 U_{nom}$. Поэтому сомнительно, чтобы для линии электропередачи 1150 кв, $U_{tr}=240$ кв.

3. В статье рассмотрен частный случай (нетранспонированная линия длиной 100 км), для которого показаны возможности ограничения E_{tr} с помощью заземления тросов по концам линии через сосредоточенные емкости. Однако вопрос об оптимизации величины C_k даже в пределах рассматриваемого примера до конца не доведен. В общем случае следовало бы

рассмотреть транспонированную линию, в режиме короткого замыкания учесть электромагнитную составляющую наведенного на тросах напряжения, выяснить влияние разземления тросов на увеличение уровня коммутационных перенапряжений и ухудшение условий гашения дуг сопровождающего тока фазных проводов линии электропередачи в цикле ОАПВ и т. д.

4. Уменьшение величины E_{tr} сопровождается увеличением напряжения U_{tr} , что отрицательно сказывается на гашении дуг сопровождающего тока в нормальном режиме работы линии электропередачи. Даже при оптимистических прогнозах авторов статьи (20-кратное увеличение длины дуги по сравнению с длиной искрового промежутка) уровень изоляции тросов должен быть не меньше, чем на фазных проводах линий 110 кв (длина искрового промежутка 0,5—0,8 м). Если же ориентироваться на данные Майкопара А. С., то длину искрового промежутка, а соответственно и изоляцию тросов, следует значительно увеличить. Гашение дуг сопровождающего тока в режиме несимметричного короткого замыкания линии еще более затруднительно. Поэтому описанное в статье техническое решение, обеспечивающее отсутствие коронирования грозозащитных тросов, не являясь универсальным, может значительно ухудшить технико-экономические показатели линий электропередачи сверхвысокого напряжения.

5. Окончательное мнение о технической возможности и экономической целесообразности заземления тросов через сосредоточенные емкости можно будет составить лишь после выполнения соответствующих экспериментальных исследований и проведения технико-экономического сравнения различных способов ограничения интенсивности коронного разряда на тросах, одним из которых, например, является расщепление тросов.



Библиография

УДК 621.311.01

Электрические системы (учебное пособие). Т. V. Кибернетика электрических систем.

Под ред. лауреата Ленинской премии, доктора техн. наук,
проф. В. А. Веникова. М., «Высшая школа», 1974.

Педагогическими коллективами высших учебных заведений, студентами электроэнергетических специальностей, а также научной и инженерной общественностью с большим интересом встречены изданные в последние годы пять томов серии «Электрические системы» (т. I — Математические задачи электроэнергетики, т. II — Электрические сети, т. III — Дальние электропередачи, т. IV — Электрические расчеты, программирование и оптимизация режимов, т. V — Кибернетика электрических систем) под редакцией лауреата Ленинской премии, доктора технических наук, профессора В. А. Веникова. Эти пособия, отличающиеся стройностью изложения, способствовали улучшению учебного процесса при изучении соответствующих дисциплин.

Выпущенный недавно т. V — Кибернетика электрических систем сразу же привлек к себе широкий круг читателей тематикой, тесно связанной с нуждами сегодняшнего дня электроэнергетики и перспективами ее развития.

В настоящее время методы и средства кибернетики, как науки об общих закономерностях и принципах обработки информации и управления сложными системами, находят широкое применение практически во всех областях науки, техники и народного хозяйства. Хотя вопросам кибернетики посвящено большое число специальных работ, излагаемые в пособии вопросы не имеют аналогов в методическом отношении. Появление такого пособия весьма своевременно.

Помимо нужд курсов, непосредственно связанных с проблемами кибернетики (Модели оптимального развития энергосистем; АСУ и оптимизация режимов энергосистем, АСУ и оптимизация режимов электрических станций), идеи кибернетики оказываются весьма плодотворными и для других курсов, непосредственно с вопросами кибернетики не связанными.

Во введении дается общая характеристика энергетики, рассматривается развитие электроэнергетических систем, и читатель подводится к определению электроэнергетической системы как сложной системы кибернетического типа, откуда естественно возникает формулировка задач кибернетики и электрических систем и подходов к их решению.

Глава I посвящена вопросам прогнозирования развития. При этом вначале рассматриваются задачи прогнозирования, затем методы прогнозирования (экстраполяция, экспертиза и моделирование) с краткой характеристикой этих методов и приемов моделирования. В заключительных параграфах этой главы сгруппированы задачи управления энергосистемами и изложено существующее положение по планированию и прогнозированию энергетики.

В гл. II рассматриваются вопросы оптимизации электроэнергетических систем при планировании их развития. Задача оптимизации развития электроэнергетических систем рассматривается как динамическая задача. При этом целевая функция представляется сложной функцией большого числа неизвестных, в том числе и дискретных. Для минимизации таких функций требуется применение специального раздела вычислительной математики — математического программирования. В пособии излагаются задачи и методы линейного и нелинейного программирования (симплекс — метод с модификациями, целочисленное линейное программирование, транспортные задачи, градиентный метод, метод динамического программирования и метод ветвей и границ).

Методы иллюстрируются достаточным количеством примеров, облегчающих практическое пользование ими.

В гл. III излагаются вопросы критериального анализа технико-экономических задач энергетики. Вначале четко поставлены задачи технико-экономического анализа, дана математическая модель и определен критерий оптимальности. Так как задачи этого плана приходится решать в условиях неполной исходной информации, причем многократно при варьируемых условиях, то естественно желание применить обобщающие методы анализа.

В качестве таких обобщающих методов авторами принятые методы теории подобия (критериальный анализ). Этот метод до сих пор в методической литературе не излагался, а, как следует из материала этой главы, он обладает рядом сильных сторон и найдет свою область применения. Приводимые в этой главе примеры ранее решались другими методами. Естественно, что в процессе опробования излагаемого метода более четко выявятся области его применения.

В гл. IV дается подход к информационному анализу процессов управления в электроэнергетических системах. Здесь излагаются основы теории информации, в том числе и статистическая теория информации, а также тенденции ее развития.

Таким образом, учебным пособием охвачен широкий круг вопросов, связанных с прогнозированием, планированием и управлением энергетическими системами.

Достаточно глубоко изложены методы оптимального математического программирования, особенно в части методов линейного программирования для задач оптимизации электроэнергетических систем при планировании их развития. Большой интерес представляет также применение методов теории подобия к решению технико-экономических задач. Значительную познавательную ценность имеет материал, касающийся информационного анализа процессов управления.

Ясно также, что поскольку это пособие является практически первой методической разработкой по кибернетике электрических систем, оно не лишено и недостатков. В частности, на наш взгляд, недостаточно полно изложены методы нелинейного программирования. Следовало бы дать понятие о методе сопряженных градиентов, а также о квадратичных методах оптимизации, в которых задача минимизации сводится к безусловной задаче нелинейного программирования. Эти методы хорошо сходятся и в последнее время эффективно используются для решения задач оптимизации за рубежом. В гл. IV целесообразно было бы увеличить количество конкретных примеров применения информационного анализа в электрических системах.

Тем не менее нет сомнения, что выпущенная в свет книга «Кибернетика электрических систем» явится хорошим пособием для студентов, преподавателей и аспирантов электроэнергетических специальностей. Она будет полезна всем инженерам-электрикам, сталкивающимся в своей практической деятельности с вопросами анализа, планирования и управления электроэнергетическими системами.

Заслуженный деятель науки и техники РСФСР,
доктор техн. наук, проф. Щербаков В. К.,
кандидаты техн. наук, доц. Чебан В. М., Идельчик В. И.

Всесоюзное научное совещание «Вопросы эксплуатации и проектирования электрической части электростанций»

Всесоюзное научное совещание проводилось 25—27 ноября 1974 г. в Московском энергетическом институте.

В работе совещания приняло участие 215 специалистов проектных, научно-исследовательских и эксплуатационных организаций Минэнерго ССР, Минэлектротехпрома, Госстандарта ССР и других министерств и ведомств, в том числе 78 работников высших учебных заведений.

На совещании было заслушано 30 докладов и сообщений. Тезисы докладов были опубликованы в сборнике к началу совещания.

Совещание заслушало и обсудило доклады по следующим темам:

1. Программы расчета на ЦВМ токов короткого замыкания в электрических системах.

2. Прогнозирование и оптимизация уровней короткого замыкания в энергосистемах.

3. Влияние уровней токов короткого замыкания на выбор схем собственных нужд электростанций, надежность и устойчивость работы электродвигателей.

4. Методы и средства ограничения токов короткого замыкания, область их применения, техническая реализуемость и эффективность.

5. Методика расчета токов короткого замыкания для произвольного момента времени.

6. Учет комплексной нагрузки при расчетах токов короткого замыкания.

7. Расчет шин, опорных изоляторов и жестких токопроводов на электродинамическую стойкость при коротких замыканиях.

Совещание открыло д. т. н., проф. Л. Г. Мамиконянц (ВНИИЭ). Он остановился на актуальных вопросах в области электрической части электростанций, и в частности, на надежности работы основного электрооборудования, вопросах возбуждения, изоляции, вибро- и динамической стойкости мощных генераторов, а также на режимах работы энергоблоков и электростанций в системе.

На пленарном заседании было заслушано четыре головных доклада. В докладе Г. А. Илларионова (Энергосетьпроект) «Принципы построения структуры основных сетей ОЭС ССР» проанализировано состояние, тенденция и перспективы развития высоковольтных сетей объединенной энергосистемы ССР, сформулированы общие требования к параметрам электрооборудования и даны предложения по построению главных схем электростанций с уменьшенным значением уровней токов коротких замыканий.

В докладе К. М. Антилова (Главтехуправление по эксплуатации энергосистем Минэнерго ССР) «Актуальные вопросы эксплуатации электрической части электростанций» основное внимание было удалено вопросам надежности работы оборудования, требованиям энергосистем к параметрам оборудования, необходимости разработки, освоения и внедрения в практику новых типов оборудования с улучшенными технико-экономическими характеристиками.

В докладе А. М. Бронштейна (Всесоюзный электротехнический институт) «Состояние и перспективы создания новой коммутационной аппаратуры для современных электростанций и энергосистем» дан анализ достигнутого уровня и перспектив создания новых типов коммутационных аппаратов, в том числе выключателей масляных, воздушных, элегазовых, вакуумных и электромагнитных; показаны основные проблемы, возникающие при создании аппаратов модульных конструкций с повышенной коммутационной способностью.

В докладе Б. Н. Неклепаева (Московский энергетический институт) «Проблема координации уровней токов короткого замыкания на электростанциях и в сетях» показана актуальность проблемы для энергосистем, проанализированы основные влияющие факторы, сделан вывод о необходимости исследования комплекса взаимосвязанных вопросов: уровня то-

ков короткого замыкания и динамика их изменения; влияние уровней токов короткого замыкания на требуемые параметры и режимы работы элементов энергосистем, на надежность и устойчивость энергосистем; методы и средства ограничения токов короткого замыкания и их технико-экономические характеристики; методы оптимизации, координации и прогнозирования уровней токов короткого замыкания в развивающихся энергосистемах.

Работа совещания велась в двух секциях: секция А — методы расчета токов короткого замыкания; секция Б — действие токов короткого замыкания, координация уровней токов короткого замыкания на электрических станциях и в сетях.

На секции А были обсуждены доклады о различных методах расчета токов коротких замыканий в сложных системах с помощью ЦВМ, основанных на использовании методов узловых потенциалов, контурных токов и диакоптики. Были рассмотрены доклады об использовании частотных методов при расчете переходных процессов в энергосистеме, об особенностях расчета токов коротких замыканий в сети, содержащей длинные линии электропередачи, а также предложения об использовании расчетных моделей постоянного тока в цифроаналоговых вычислительных устройствах. Значительное внимание было уделено обсуждению вопроса о новых кривых изменения токов коротких замыканий во времени, обоснованию необходимости таких кривых и методике их построения. Дискуссию вызвали доклады об учете комплексной нагрузки, параметров синхронных и асинхронных машин и систем возбуждения генераторов при расчете токов коротких замыканий.

На секции Б обсуждению были подвергнуты доклады об уровнях токов коротких замыканий в сетях различного напряжения энергосистем и о динамике их изменения, о методах и средствах ограничения токов коротких замыканий, о путях приведения в соответствие уровней токов коротких замыканий и параметров электрооборудования, о методике прогнозирования уровней токов коротких замыканий в сетях на перспективу. Были обсуждены также доклады о расчетных условиях коротких замыканий при выборе проводников и аппаратов; о термическом и динамическом действии токов коротких замыканий и о расчете проводников на стойкость к этим воздействиям, о влиянии токов коротких замыканий на стабильность работы неподвижных контактных соединений. Значительный интерес вызвали доклады о разработке и исследовании конкретных новых типов токоограничивающих устройств с линейными и нелинейными элементами.

В прениях по докладам выступило более 60 человек. Краткие итоги совещания подвел С. А. Соловьев (ЦДУ ЕЭС ССР).

Совещание отметило, что работниками вузов, проектными и научно-исследовательскими организациями приведена за последние годы большая работа по разработке и совершенствованию методов расчета токов короткого замыкания, составлению алгоритмов и программ расчета токов коротких замыканий на ЦВМ. Разработаны математические модели синхронных генераторов и асинхронных двигателей с использованием частотных характеристик, модели узлов промышленной нагрузки, систем возбуждения электрических машин и других элементов электрической системы, позволяющие с большой достоверностью определять токи короткого замыкания при проектировании электрической части электростанций.

Быстрый рост уровней токов короткого замыкания в электрических системах и несоответствие ему в ряде случаев параметров электрооборудования и трансформаторов выдвинул за последние годы ряд новых проблем по прогнозированию, оптимизации и координации уровней токов короткого замыкания, по разработке методов и средств ограничения токов короткого замыкания, оценке их технической реализуемости и эффективности. Ряд организаций успешно работают над решением перечисленных выше задач.

В лабораторных условиях и на моделях исследована техническая эффективность различных новых типов токоограничивающих устройств. Ведется работа по созданию руководящих указаний по расчету токов коротких замыканий для выбора электрических аппаратов и проводников, а также по созданию руководящих указаний для расчетов токов коротких замыканий для релейной защиты. Разрабатываются методики выбора выключателей в энергосистемах, прогнозирования уровней токов коротких замыканий на перспективу, оптимизации и координации уровней токов коротких замыканий в сетях различного напряжения энергосистем. Электропромышленность ведет разработку электрооборудования для сетей с повышенным уровнем токов коротких замыканий.

Совещание рекомендовало усилить научно-исследовательские, проектные и конструкторские работы в области:

разработки более совершенных методов расчета токов коротких замыканий в сложных энергосистемах для произвольного момента времени, в том числе с использованием динамических характеристик элементов энергосистем;

создания стандартного математического обеспечения машин второго и третьего поколений для практических расчетов токов коротких замыканий;

разработки методик оптимизации, координации и прогнозирования токов коротких замыканий в сетях различного напряжения энергосистем;

разработки электрооборудования и силовых трансформаторов для сетей с повышенным уровнем токов коротких замыканий;

методов повышения динамической и термической стойкости выпускаемого электрооборудования и коммутационной способности электрических аппаратов, оценки фактической динамической стойкости электрооборудования;

разработки и внедрения новых средств ограничения токов коротких замыканий в энергосистемах и в электроустановках;

оценки технико-экономической эффективности различных методов и средств ограничения токов коротких замыканий;

разработки стратегий оптимального построения схем выдачи мощности электростанций в энергосистему и схем развития электрических сетей с учетом токов коротких замыканий, а также с учетом возможности эффективного использования токоограничивающих устройств;

разработки эффективной общегосударственной системы сбора и обработки данных об уровнях токов коротких замыканий в энергосистемах, о технических и технико-экономических параметрах установленного оборудования;

разработки аппаратуры многоцелевого назначения для автоматической фиксации токов цепей при переходных процессах в электрических системах;

оценки влияния принятого уровня токов коротких замыканий в сетях энергосистемы на устойчивость и надежность работы синхронных и асинхронных машин, узлов нагрузки, электростанций, частей энергосистем и энергосистем в целом;

учета влияния динамических режимов на надежность работы электрических машин;

уточнения расчетных условий для проверки электрооборудования по токам коротких замыканий в части обоснования отказа от учета маловероятных режимов.

Была отмечена необходимость ускорить выпуск Руководящих указаний по расчету токов коротких замыканий для выбора аппаратов и проводников, а также Руководящих указаний по расчету токов коротких замыканий для целей релейной защиты.

Энергосистемы как вынужденное решение применяют стационарное и опережающее деление сети, облегчающее работу коммутационной аппаратуры, но имеющее ряд недостатков. Совещание рекомендовало обобщить опыт использования метода деления сети, как средства ограничения токов коротких замыканий, а также обеспечить промышленный выпуск аппаратурой для устройств опережающего деления сети.

Было отмечено, что основное внимание в настоящее время уделяется перспективным способам ограничения токов коротких замыканий, реализация которых возможна не ранее, чем на уровне 1980 г. или позже. В то же время явно недостаточно исследованы вопросы выбора конкретных практических рекомендаций по приведению в соответствие отключающей способности выключателей и токов коротких замыканий в ближайшие годы. При выполнении работ по приведению в соответствие параметров аппаратуры и уровней токов коротких замыканий необходимо давать расчет скоростей восстановленияся напряжения на контактах выключателей. При планировании развития энергосистем для основных точек сети следует определять токи коротких замыканий на 10—15-летнюю перспективу.

Совещание сочло необходимым, чтобы институты Минэнерго СССР ускорили разработку перспективных проектов сетей энергосистем на более отдаленные сроки (на 15—20 лет) с тем, чтобы были получены достаточно достоверные материалы для определения необходимых параметров высоковольтного коммутационного оборудования. Необходимо в кратчайшее время установить в сетях энергосистем быстродействующие осциллографы, дающие более полную информацию о действительных величинах токов коротких замыканий в характерных узлах систем.

Совещание обратилось в Госкомитет Совмина СССР по науке и технике с просьбой включить тему «Координация уровней токов коротких замыканий в энергосистемах» в план важнейших работ, поручив Минэнерго СССР, Минэлектротехпрому СССР и Минвузу СССР составить единый координационный план работ по указанной проблеме.

Признано целесообразным проведение очередного всесоюзного научного совещания по вопросам проектирования и эксплуатации электрической части электростанций в 1977 г.

Канд. техн. наук, доц. НЕКЛЕПАЕВ Б. Н.



ПАМЯТИ АКАДЕМИКА Л. Р. НЕЙМАНА

Скончался Леонид Робертович Нейман, действительный член Академии наук СССР, долгое время возглавлявший советскую школу теоретической электротехники.

Л. Р. Нейман родился 6 апреля 1902 г. в Ленинграде. В 1930 г. он окончил Ленинградский политехнический институт и с тех пор до последних дней жизни вел в нем научную и педагогическую работу на кафедре теоретических основ электротехники, сначала ассистентом, затем с 1932 г. — доцентом и с 1940 г. — профессором.

В первых научных трудах Л. Р. Нейман с большим изяществом и полнотой решил задачу о расчете параметров стальных и сталялюминиевых много проволочных проводов.

Существенным вкладом в развитие теоретической электротехники явилась монография Л. Р. Неймана «Поверхностный эффект в ферромагнитных телах», опубликованная в 1949 г. Эта книга послужила основой для разработки в дальнейшем методов расчета электромагнитных полей в сложных системах с ферромагнитными средами, таких как мощные турбо- и гидрогенераторы, криогеногенераторы, токопроводы большого сечения и т. д.

Исключительно большой вклад внес он в разработку теории электромагнитных процессов в нелинейных цепях с вентилями. Основы этой теории были опубликованы им вместе с академиком М. П. Костенко в монографии «Электромагнитные процессы в системах с мощными выпрямительными установками». В дальнейшем эта теория развивалась применительно к важным практическим задачам электроэнергетики, связанным с созданием мощных электропередач постоянного тока, изучением электроэнергетических систем, содержащих электропередачи постоянного и переменного тока, исследованием методов компенсации реактивной мощности преобразователей и т. д. Итогом этих работ явилась монография «Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем», написанная Л. Р. Нейманом совместно с его учениками. Монография в 1963 г. была удостоена премии имени Г. М. Кржижановского Академии наук СССР.

Огромное значение для подготовки научных и инженерных кадров страны имеет капитальный труд «Теоретические основы электротехники», написанный Л. Р. Нейманом совместно с проф.



П. Л. Калантаровым. Этот учебник переправлялся 18 раз — в СССР и в ряде социалистических стран. В 1966 и 1967 гг. вышла в свет новая книга Л. Р. Неймана «Теоретические основы электротехники», написанная им совместно с проф. К. С. Демирчяном.

Большая работа проведена Л. Р. Нейманом в области электротехнической терминологии, систем единиц физических величин, в подготовке третьего издания Международного электротехнического словаря.

Полный список крупных научных трудов и изобретений Л. Р. Неймана содержит 113 наименований.

Много лет Л. Р. Нейман активно работал в Международной электротехнической комиссии, где неоднократно выступал с докладами. Он был председателем советской группы комитета № 1 и членом советской группы комитетов № 24 и 25 этой комиссии.

Многие знают Л. Р. Неймана по совместной работе в научных и научно-технических советах и комиссиях Академии наук СССР, Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике, министерств и органи-

заций, в Комитете по Ленинским и Государственным премиям, в редакциях журналов. Он был членом Ученого совета ВНИИэлектромаш, заместителем председателя совета и председателем одной из секций Научного совета АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам энергетики. В последние годы жизни он вел большую научно-организационную работу в области прикладной сверхпроводности в качестве председателя Научного совета Академии наук СССР по научным основам использования сверхпроводимости в энергетике и заместителя председателя Научно-технической комиссии Государственного комитета Совета Министров СССР по науке и технике по использованию сверхпроводников и чистых металлов в электроэнергетических устройствах.

Большая творческая дружба связывала Л. Р. Неймана с редакцией журнала «Электричество», членом которой он состоял в течение многих лет.

По книгам Л. Р. Неймана училась многочисленная армия советских и зарубежных инженеров-электриков. Многим из них посчастливилось слушать его вдохновенные лекции в аудиториях Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина и Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова-Ленина. Лекции и доклады Л. Р. Неймана слушали также в ряде зарубежных стран, куда он выезжал по специальным приглашениям и как член Международной электротехнической комиссии. Его лекции были глубоки по содержанию и необыкновенно увлекательны по форме. Л. Р. Нейман обладал талантом ярко показывать физическую сущность электромагнитных явлений, ту физическую реальность, которая скрывается за математическими символами и уравнениями.

Л. Р. Нейман был внимательным и доброжелательным человеком. С большим доверием он относился к молодежи и щедро передавал ей свои знания. Для него было характерно высокое чувство долга ученого и гражданина. С большой прозорливостью он определял новые, перспективные пути развития электротехники, развивал и поддерживал работы, которые в последующие годы становились основой для принципиально новых направлений в науке и технике.

Страна по достоинству оценила заслуги Л. Р. Неймана. Он награжден орденом Ленина, двумя орденами Трудового Красного Знамени и медалями.

*Редакция и редколлегия
журнала «Электричество»,
группа товарищей*

АБРАМ БОРИСОВИЧ ЧЕРНИН

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет инженерной, научной и педагогической деятельности доктора технических наук, профессора Абрама Борисовича Чернина.

Начав свою инженерную деятельность в 1929 г. после окончания электропромышленного факультета Московского института народного хозяйства имени Плеханова в тресте «Энергострой», Абрам Борисович прошел путь от рядового инженера до одного из крупнейших специалистов в области релейной защиты и автоматизации энергетических систем.

В течение длительного времени А. Б. Чернин возглавлял в Теплоэнергопроекте, а затем в Энергосетьпроекте коллектив, занимавшийся весьма актуальными методическими и типовыми вопросами в области релейной защиты и автоматики.

Под непосредственным руководством и при участии А. Б. Чернина был возобновлен выпуск имеющих всесоюзное значение и уникальных по своему содержанию «Руководящих указаний по релейной защите»—настольной книге большой армии специалистов-релейщиков; им выполнены ряд важных типовых работ по релейной защите и автоматике, нашедших широкое применение в практике проектирования. А. Б. Чернином проведены глубокие исследования методов вы-



численияния электрических величин при электромагнитных переходных процессах, в том числе при неполнофазных режимах

мах, сложных повреждениях, процессах в длинных линиях высокого и сверхвысокого напряжений, внутренних повреждениях в синхронных машинах и трансформаторах.

В последнее время под руководством и при непосредственном участии А. Б. Чернина впервые в СССР ведется разработка «Руководящих указаний по расчетам электрических величин для релейной защиты» с использованием современной вычислительной техники.

Абрам Борисович около четырех десятилетий вел большую педагогическую работу в Московском энергетическом институте, где им подготовлено не одно поколение инженеров и научных работников.

А. Б. Чернин пользуется известностью и авторитетом в широких кругах энергетиков Советского Союза. Ему принадлежит более 50 печатных трудов, в том числе целый ряд крупных монографий, которые получили широкое распространение в СССР, а также известны за рубежом.

Деятельность А. Б. Чернина отмечена правительственными наградами — орденом Трудового Красного Знамени и медалями.

Поздравляя юбиляра, желаем ему здоровья и дальнейших успехов в его плодотворной деятельности.

Группа товарищей

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Костенко М. П., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Meerovich Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Хачатуров А. А., Чиликин М. Г., Шаталов А. С.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. Н. Никитина

Сдано в набор 14/V 1975 г.
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 4/VII 1975 г.
Уч.-изд. л. 15,1

Тираж 9462 экз.

T-09254
Зак. 173

Формат 60×90^{1/8}
Цена 80 коп.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-III4, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 113114, Москва, М-III4, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

<p>Глебов И. А., Кащелян В. Е., Кичаев В. В., Анисюти^н В. К.—Комплексные модели электроэнергетических систем</p> <p>Ледянкин Д. П., Литкенс И. В., Помазкин В. П., Пуго В. И.—Экспериментальные исследования (на динамической модели) некоторых вопросов результирующей устойчивости электрических систем</p> <p>Мельзак И. Я., Хазина И. С., Чучкин Г. В.—Статистико-вероятностный анализ длительных допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи</p> <p>Кузьмичева К. И., Рашкес В. С., Хоцеан К. В., Ивановский А., Кмечь А.—Ограничение внутренних перенапряжений в электропереходах 750 кв синхронным включением серийных воздушных выключателей</p> <p>Каспаров Э. А.—Оценка эффективности АРВ-q для снижения качаний синхронной машины при электромеханическом резонансе</p> <p>Фарбовский А. А.—Магнитное поле в рабочем зазоре машины с катящимся дисковым ротором</p> <p>Сивокобыленко В. Ф., Совпель В. Б.—О синтезе схем замещения асинхронных машин по частотным характеристикам</p> <p>Глазенко Т. А., Синицын В. А., Герман-Галкин С. Г.—Тиристорные широтно-импульсные преобразователи с регулируемым запасом энергии в коммутирующих устройствах</p> <p>Бородина И. В., Вейнгер А. М., Серый И. М., Янко-Триницкий А. А.—Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем</p> <p>Кошев Л. Г.—Улучшение коммутирующей способности контуров коммутации тока автономных инверторов высокой частоты</p> <p>Бунин А. Г., Конторович Л. Н.—Расчет импульсных перенапряжений в обмотках трансформаторов с учетом влияния магнитопровода</p>	<p>1</p> <p>6</p> <p>11</p> <p>14</p> <p>20</p> <p>28</p> <p>33</p> <p>36</p> <p>41</p> <p>46</p> <p>50</p>
Базуткин В. В., Жаков Е. М., Бабунашвили З. В.—Формы волны при срезе напряжения	
Аврутский В. А.—Статистическое время запаздывания прохождения газовой изоляции при значительных перенапряжениях	
Брон О. Б., Лиарский Б. А.—Движение электрической дуги в продольных изоляционных щелях	
Коген-Далин В. В., Коняев Ю. А., Курбатов П. А.—Расчет магнитных систем с редкоземельными магнитами и ненасыщенной арматурой методом интегральных уравнений	
Резин М. Г., Мурджикян М. Г., Сарапулов Ф. П.—Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом и изолированной петлевой короткозамкнутой обмоткой ротора	
СООБЩЕНИЯ	
Ванин В. К., Енин А. С.—Реле направления мощности на операционных усилителях	
Кужеков С. Л.—О методах расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока	
Лавров Г. Н., Швetsкий Б. И.—Преобразователь трехфазной активной мощности электрической сети в цифровой код	
Столов Л. И., Афанасьев А. Ю., Ложеницын В. С.—Скос проводников в печатных обмотках торцевых машин переменного тока	
Портнов А. Д.—Магнитное поле биттеровского соленоида	
Быховский Я. Л., Емельянов Н. П., Семенов А. С., Шкарин Ю. П.—Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кв	
ДИСКУССИИ	
БИБЛИОГРАФИЯ	
ХРОНИКА	

CONTENTS

<p>Complex Models for Electric Power Systems.—I. A. Glebov, V. E. Kastelian, V. V. Kichayev, V. K. Anisiutkin</p> <p>An Experimental (Miniature System) Study of Some Problems on Resultant Power System Stability—D. P. Lediankin, I. V. Litkens, V. P. Pomazkin, V. I. Pugo</p> <p>Statistical—Probability Analysis of Permissible Continuous Current Loads on Transmission Line Conductors From the Standpoint of Heating—I. J. Melzak, I. S. Hasina, G. V. Chuchkin</p> <p>Limiting Switching Surges on 750 kV Transmission Lines Through Synchronous Connection of Series Air Blast Breakers—K. I. Kuzmicheva, V. S. Rashkes, K. V. Hoetsian, A. Ivanovski, A. Kmetch</p> <p>An Estimate of the Effectiveness of ARF-q for Reducing Power Swings of a Synchronous Machine During Electromechanical Resonance Conditions—E. A. Kasparov</p> <p>The Magnetic Field in the Working Gap of a Machine Having a Rocking Disc—Type Rotor—A. A. Farbowski</p> <p>On the Synthesis of Equivalent Circuits for Synchronous Machines From Frequency Characteristics—V. F. Sivokobilenko, V. B. Sovpel</p> <p>Thyristor Pulse—Width Converters with Controllable Stored Energy in Switching Apparatus—T. A. Glazenko, V. A. Sinitzin, S. G. German-Galkin</p> <p>Automatic Speed Controlled Electric Drives with a Doubly—Fed Synchronous Motor—I. V. Borodina, A. M. Veinger, I. M. Sery, A. A. Yanko—Trinitski</p> <p>Improving the Switching Capacity of Current Commutating Circuits in Independent High—Frequency Inverters—L. G. Koscheyev</p> <p>Calculating Surge Voltages in Transformer Windings with Account Taken of the Magnetic Circuit—A. G. Bunin, L. N. Kontorovitch</p>	<p>1</p> <p>6</p> <p>11</p> <p>14</p> <p>20</p> <p>28</p> <p>33</p> <p>36</p> <p>41</p> <p>46</p> <p>50</p>
Wave Shapes When Chopping the Voltage—V. V. Bazutkin, E. M. Djakov, Z. V. Babunashvili	
Statistical Delay of Gaseous Insulation Breakdown for Extremely High Overvoltages—V. A. Avrutski	
Arc Travel in Lengthwise Insulation Slits—O. B. Bron, B. A. Liarski	
Calculating Magnetic Systems From Rare—Earth Metals and Unsaturated Fittings by an Integral Equation Method—V. V. Kogen—Dalin, U. A. Konyaev, P. A. Kurbatov	
An Induction Motor with an Open Magnetic Circuit and Insulated Loop Type Short—Circuited Rotor Winding—M. G. Rezin, M. G. Murdjikian, F. P. Sarapulov	
REPORTS	
A Power Directional Relay Using Operational Amplifiers—V. K. Vanin, A. S. Enin	
Methods for Calculating Transients and Steady—State Conditions in Current Transformers—S. L. Kudjekov	
A Three—Phase Power to Digital Code Converter for Networks—G. N. Lavrov, B. I. Shvetski	
The Slant of Conductors in Printed Windings for A. C. Flange Type Machines—L. I. Stolov, A. U. Afanasiev, V. S. Lodjenitsin	
The Magnetic Field of a Bitterov Solenoid—A. D. Portnov	
Preventing Corona Formation on the Ground Wire for 1150 kV Lines—J. L. Bikhovski, N. P. Emelyanov, A. S. Semenov, U. P. Shkarin	
DISCUSSION	
BIBLIOGRAPHY	
CHRONICLE	

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.001.57

Комплексные модели электроэнергетических систем. Глебов И. А., Каштельян В. Е., Кичаев В. В., Анисткина В. К. — «Электричество», 1975, № 7.
Сформулированы требования к элементам цифроаналогового комплекса (аналого-цифровым и цифро-аналоговым преобразователям, датчикам информации, управляющей вычислительной машине) комплексной модели электроэнергетических систем. Определены пути повышения точности информации, получаемой при исследованиях на моделях. Дано краткое описание комплексной модели. Библ. 9.

УДК 621.311.016.352.001.57.001.4

Экспериментальное исследование (на динамической модели) некоторых вопросов результирующей устойчивости электрических систем. Ледянкин Д. П., Литкенс И. В., Помазкин В. П., Пугов И. — «Электричество», 1975, № 7.

Представлены результаты экспериментального исследования переходных процессов и устойчивости в электрической системе при наличии асинхронного хода. Изучены причины и характерные особенности процессов вторичного нарушения устойчивости синхронно работающего генератора при возникновении, развитии и ликвидации асинхронного хода в электрической системе. Оценена эффективность различных мероприятий с точки зрения увеличения запасов результирующей устойчивости в системе. Библ. 12.

УДК 621.315.1.016.3.001.24:519.251.8

Статистико-вероятностный анализ длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов линий электропередачи. Мельзак И. Я., Хазина И. С., Чучукин Г. В. — «Электричество», 1975, № 7.

На основании статистико-вероятностного анализа длительно допустимых по нагреву токовых нагрузок проводов, выполненного по данным 62 метеорологических станций, даются рекомендации по увеличению пропускной способности линий электропередачи в различных районах Советского Союза. Библ. 9.

УДК 621.315.7015.38

Ограничение внутренних перенапряжений в электропередачах 750 кв синхронным включением серийных воздушных выключателей. Кузьмичева К. И., Рацкес В. С., Хоецян К. В., Ивановский А., Кмечь А. — «Электричество», 1975, № 7.

Изложена методика выбора угла синхронного включения для серийных выключателей, приведены результаты экспериментов по осуществлению синхронного включения и ТАПВ на опытно-промышленной электропередаче 750 кв Конаково—Москва и дана оценка эффективности применения синхронного включения на серийных воздушных выключателях промышленных электропередач 750 кв. Библ. 9.

УДК 621.313.32.018.6.013.8

Оценка эффективности АРВ-д для снижения качаний синхронной машины при электромеханическом резонансе. Каспаров Э. А. — «Электричество», 1975, № 7.

Проанализированы качания синхронной машины с управляющей поперечной обмоткой на роторе при периодических колебаниях напряжения сети. Показана возможность интенсивного демпфирования качаний при электромеханическом резонансе посредством автоматического регулирования возбуждения по поперечной оси машины. Библ. 8.

УДК 621.313.13-181.48.001.24

Магнитное поле в рабочем зазоре машины с катящимся дисковым ротором. Фарбовский А. А. — «Электричество», 1975, № 7.

Излагается принцип подхода к анализу активной зоны электрической машины с катящимся ротором дискового типа, позволяющий объединить известные модификации машины и определить для них обобщенные соотношения, характеризующие рабочий процесс. Анализируется магнитное поле в рабочем зазоре при симметричном трехфазном питании и питании от трехфазной сети через полупроводниковые вентили машин различных модификаций с обычной и расщепленной магнитными системами. Библ. 8.

УДК 621.313.33.012.8

О синтезе схем замещения асинхронных машин по частотным характеристикам. Сивокобыленко В. Ф., Совпель В. Б. — «Электричество», 1975, № 7.

Предложен метод определения параметров эквивалентных контуров схем замещения асинхронных машин по известным частотным характеристикам. Эквивалентные схемы замещения могут быть использованы для расчета переходных и установившихся режимов асинхронных машин.

Статья иллюстрируется примерами определения параметров эквивалентных контуров схемы замещения асинхронных электродвигателей с различной формой пазов ротора. Библ. 8.

УДК 62-83:621.314.632

Тиристорные широтно-импульсные преобразователи с регулируемым запасом энергии в коммутирующих устройствах. Глазенко Т. А., Синицын В. А., Герман-Галкин С. В. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассматриваются пути снижения установленных мощностей коммутирующего оборудования и повышения энергетических показателей преобразователей с двухступенчатой емкостной коммутацией. Даётся анализ электромагнитных процессов в преобразователе с регулируемым эффектом накопления энергии в гасящем устройстве и предлагается методика расчета его параметров. Библ. 4.

УДК 62-83:621.313.323

Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем. Бородина И. В., Вейнгер А. М., Серый И. М., Янко-Триницкий А. А. — «Электричество», 1975, № 7.

Теоретически показана возможность создания нереверсивного регулируемого по скорости электропривода с асинхронизированным синхронным двигателем. Рассматриваемый электропривод по качеству регулирования не уступает современному тиристорному электроприводу постоянного тока, однако в отличие от последнего обладает практически неограниченной перегрузочной способностью и может выполнять функции синхронного компенсатора. Расчеты на ЦВМ подтвердили высокие статические и динамические свойства электропривода. Библ. 8.

УДК 621.316.73

Улучшение коммутирующей способности контуров коммутации тока автономных инверторов высокой частоты. Кощеев Л. Г. — «Электричество», 1975, № 7.

Приводится схема и описание работы автономного инвертора с искусственной коммутирующей линией. Дан анализ электромагнитных процессов в схеме такого инвертора и получены основные расчетные соотношения для выбора параметров. Рассматриваются результаты экспериментальных исследований работы инвертора с искусственной линией. Библ. 8.

УДК 621.314.21.015.3.001.24

Расчет импульсных перенапряжений в обмотках трансформаторов с учетом влияния магнитопровода. Буин А. Г., Конторович Л. Н. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассмотрено влияние магнитопровода на импульсные перенапряжения в трансформаторах. На основе расчета плоскомеридианного магнитного поля получены формулы для собственных и взаимных индуктивностей элементов обмоток, произвольно расположенных на стержне с конечной магнитной проницаемостью. Методика реализована на ЦВМ «Минск-22». Даётся сопоставление результатов расчета переходного процесса с учетом и без учета магнитопровода с экспериментальными данными для нескольких трансформаторов. Отмечено значительное повышение точности расчета перенапряжений при использовании предложенной методики. Библ. 10.

УДК 621.314.21.015.3

Формы волн при срезе напряжения. Базуткин В. В., Жаков Е. М., Бабунашки З. В. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассматриваются возможные в эксплуатационных условиях формы волн при срезе напряжения на трансформаторах, возникающие при срезах напряжения (перекрытия изоляции) на некотором расстоянии от трансформатора. Определяются условия, при которых воздействующие на изоляцию обмоток трансформаторов волны напряжения примерно соответствуют нормированным испытательным срезанным волнам (срез напряжения на трансформаторном присоединении подстанций). Рассмотрены также случаи среза напряжения в более удаленных точках (на линии, присоединенной к шинам подстанций), когда частота колебательного процесса разрядов линии может быть близка к частоте свободных колебаний обмотки трансформатора. Приводятся результаты экспериментов, выполненных на подстанциях с автотрансформаторами 220, 500 и 750 кв. Приводятся расчетные значения коэффициентов затухания при срезе напряжения в ЛЭП и соображения о вероятности возникновения срезов напряжения на линии. Библ. 7.

УДК 537.523

Статистическое время запаздывания пробоя газовой изоляции при значительных перенапряжениях. А в р у ц к и й В. А. — «Электричество», 1975, № 7.

Приведены результаты экспериментального исследования влияния искусственных окисных пленок, внешнего ионизатора и температуры катода на время запаздывания пробоя необлучаемых воздушных промежутков с межэлектродным расстоянием 0,5 см в диапазоне напряжений поля 50—120 кв·см⁻¹. Показано, что создание искусственных окисных покрытий и использование внешнего ионизатора позволяют свести среднее время запаздывания к величине ~10⁻⁸ сек. Изменение температуры не оказывает значительного влияния на интенсивность эмиссии первичных электронов в первые моменты времени после приложения напряжения. Это свидетельствует о том, что нейтрализация ионов происходит в результате туннелирования нейтрализующих электронов к иону в системе металл—диэлектрик—ион, а не за счет эмиссии Шоттки. Библ. 6.

УДК 621.3.064.4

Движение электрической дуги в продольных изоляционных щелях. Борон О. Б., Лярский Б. А. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассматриваются движущие силы и силы сопротивления, которые встречаются дугой при своем движении в узких изоляционных щелях. Приводятся результаты экспериментальных и теоретических исследований, показавших, что сопротивление движению дуги обусловлено газодинамическим давлением, возникающим перед ее фронтом, и трением плазмы о стенки щели. На величину газодинамического давления влияет скорость дуги, температура воздуха, нагревого излучением дуги, и материал стенок щели. Силы трения плазмы о стенки возникают из-за того, что дуга прижимается к стенкам щели электромагнитными и газодинамическими силами. Величина сил трения зависит от давления дуги на стенки щели и от материала этих стенок. При неизменной скорости дуги ширина щели мало влияет на газодинамическое давление, но сильно сказывается на величине сил трения. Библ. 12.

УДК 538.12.001.24

Расчет магнитных систем с редкоземельными магнитами и ненасыщенной арматурой методом интегральных уравнений. Коген-Далин В. В., Коняев Ю. А., Курбатов П. А. — «Электричество», 1975, № 7.

Описывается новый метод расчета систем с постоянными магнитами, в котором учитывается влияние полюсных наконечников системы на топографию и интенсивность поля в рабочем объеме. Метод основан на интегральных уравнениях, дополненных нормирующими уравнениями. Показывается переход от интегральных уравнений к алгебраическим и дается в общем виде решение методом наименьших квадратов. Предложенный метод иллюстрируется простым примером, который можно рассматривать как контрольную задачу. Библ. 11.

УДК 621.313.333.2.12

Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом и изолированной петлевой короткозамкнутой обмоткой ротора. Резин М. Г., Мурджикян М. Г., Сарапулов Ф. Н. — «Электричество», 1975, № 7.

Предлагается петлевая изолированная короткозамкнутая обмотка ротора для асинхронных машин с разомкнутым магнитопроводом, которая уменьшает влияние вторичного краевого эффекта.

Приведены данные экспериментального сравнения дугового асинхронного двигателя с различными обмотками ротора. Показано, что двигатель с предлагаемой обмоткой ротора имеет более высокие энергетические показатели. Библ. 5.

УДК 621.316.925.062:621.376

Реле направления мощности на операционных усилителях. Ванин В. К., Енин А. С. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассмотрены вопросы построения реле направления мощности на основе сравнения двух электрических величин по абсолютному значению и фазе, выполненные на операционных усилителях. Даны рекомендации по выбору элементов реле и их технические характеристики. Библ. 4.

УДК 621.314.224.001.24

О методах расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока. Кужеков С. Л. — «Электричество», 1975, № 7.

Проведен анализ трех групп методов, предложенных в качестве инженерных методов расчета переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока: методов, использующих кусочно-линейную аппроксимацию кривой намагничивания, метода гармонической линеаризации и методов, в которых используется плавная характеристика намагничивания. Показаны возможности каждого из этих методов и области их применения. Установлена граница, при которой возможно упрощение метода обобщенных характеристик. Библ. 14.

УДК 621.313.045.5

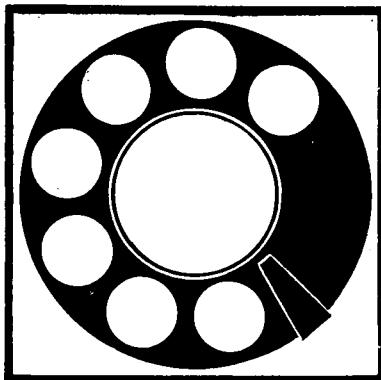
Скос проводников в печатных обмотках торцевых машин переменного тока. Столлов Л. И., Афанасьев А. Ю., Ложеницын В. С. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассматривается влияние скоса прямолинейного активного проводника в торцевой печатной обмотке на гармоники э. д. с. проводника при постоянной индукции вдоль радиуса. Показано, что путем такого скоса невозможно полностью устраниТЬ требуемую гармоническую в кривой э. д. с. проводника. Найдена форма активного проводника, при которой уничтожается требуемая гармоническая э. д. с. Получены выражения для определения действующих значений э. д. с. вращения и э. д. с. трансформации криволинейного активного проводника торцевой печатной обмотки. Приведены результаты экспериментальной проверки э. д. с. криволинейного проводника.

УДК 621.316.93:621.315.14.027.89.015.532

Предотвращение коронирования грозозащитного троса на линиях 1150 кв. Быховский Я. Л., Емельянов Н. П., Семенов А. С., Шкарин Ю. П. — «Электричество», 1975, № 7.

Рассмотрена проблема коронирования грозозащитных тросов на линиях 1150 кв. Показано, что путем заземления тросов по концам линии или усиленных участков через конденсаторы можно снизить градиент потенциала на тросах до приемлемой величины. Изложена методика расчета емкости конденсаторов с учетом как градиента потенциала, так и напряжения на тросах. Даются численные примеры расчета. Библ. 3.



ТЕЛЕФОННЫЕ АППАРАТЫ
РАДИОТЕЛЕФОНЫ
АВТОМАТИЧЕСКИЕ ТЕЛЕФОННЫЕ СТАНЦИИ
ДИРЕКТОРСКО-СЕКРЕТАРСКИЕ УСТАНОВКИ
СИГНАЛЬНАЯ АППАРАТУРА



ЭКСПОРТЕР
000 «ЭЛЕКТРОИМПЭКС» — СОФИЯ
ул. Г. Вашингтона, 17
Телефон 88-49-91
Телекс 022575

B R D
ELPROM VERKAUFS GMBH
3587 BORKEN/BEZIRK KASSEL
KURT SCHUMACHER ANLAGE 9
Ruf: 05682/2055
Fernschreiber: 0994711

ITALY
F.A.R. S.p.A.
VIA Vitruvio 43
20124 Milano
Tel. 02/206135
Telex: 33504

FRANCE
Sofbim
Paris 2e
30, Av. De L'opera
Tel: 742 35 33
Telex: 23942 F — Sofbim

GREECE
Electroimpex — Athens LTD.
53, Stournari Street,
Athens/Greece

Запросы на проспекты и каталоги следует направлять по адресу: 103074, Москва, пл. Ногина, 2/5. Отдел промышленных каталогов Государственной публичной научно-технической библиотеки СССР.

Приобретение товаров у иностранных фирм осуществляется организациями и предприятиями в установленном порядке через министерства и ведомства, в ведении которых они находятся.

В/О «Внешторгреклама»