



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1981

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

9

УДК 621.311-519

Организация информационных потоков в диспетчерской системе энергообъединения

ДОРОХИН А. П.

Москва

В последние годы для контроля и управления энергосистемами и энергообъединениями разрабатываются и внедряются оперативно-информационные диспетчерские системы (ОИДС) с использованием средств телемеханики и вычислительной техники, в состав которых входят оперативно-информационные и вычислительные комплексы. Актуальной является также задача рациональной организации работы ОИДС и повышение достоверности информации, используемой для контроля и управления энергообъединением.

В статье изложены методика и результаты исследований информационных потоков в ОИДС, на основании которых предложены пути рациональной организации этих потоков в системе и разработаны принципы построения блока сжатия данных. Такой блок использует методы теории оптимального оценивания, а реализация его в системах с реальным масштабом времени обеспечивает снижение загрузки информационной системы.

В отличие, например, от [Л. 1] в настоящей статье приведены результаты более полных экспериментальных исследований информационных потоков для основных энергосистем и делается попытка поиска оптимальных решений при подходе к задаче сжатия данных в ОИДС.

Оперативная информация о структуре объекта управления в ОИДС поступает на диспетчерский пункт в виде телесигналов о состоянии двухпозиционных аппаратов объекта и в виде статистических данных.

В связи с относительной стабильностью состава оборудования и электрической схемы соединений в энергосистеме телесигналы поступают эпизоди-

чески и кратковременно в аварийных ситуациях или в период плановых работ в энергосистеме (в среднем несколько сообщений в час). Статистическая информация в статье не рассматривается, так как поступает в ОИДС по специальным каналам. На отдельных интервалах времени в ОИДС поступает диалоговая информация, методика анализа интенсивности которой рассмотрена в [Л. 2].

Определяющим в загрузке ОИДС является поток информации о текущих значениях параметров телеизмерений контролируемого режима энергосистемы, интенсивность которого на несколько порядков выше интенсивности потоков телесигналов или диалоговой информации.

В процессе эксплуатации ОИДС «Телекомплекс» в ЦДУ ЕЭС СССР были получены статистические характеристики реальных потоков информации по основным электрическим параметрам объединений энергосистемы страны. Основные технические характеристики и выполняемые функции системы «Телекомплекс» описаны в [Л. 3].

Значительный объем и высокая интенсивность поступающей в исследуемую ОИДС информации о текущих параметрах телеизмерений позволили получить стабильные качественные и количественные статистические характеристики входного потока информации в пункте обработки при задании различных значений порогового отклонения (апертуры) Δ_n параметров и различных законах оценивания текущих значений параметров.

Исследования статистических характеристик проводились с использованием принятой информационной модели, на вход которой циклически по-

ступает N параметров (значения активной мощности электростанций, перетоков по линиям электропередачи 220÷750 кВ, напряжения электрической сети 330÷750 кВ, частоты). При среднем значении цикла поступления сообщений (цикла измерения), равном T_0 общий поток на входе модели

$$\Lambda_0 = NT_0^{-1}. \quad (1)$$

В исследуемой системе с параметрами $N=64$, $T_0=5,85$ с и сообщением в формате байта (восьми-разрядного двоичного кода), 1 квант которого соответствует 0,4% максимального значения диапазона изменения сообщения, за время τ регистрировались значения $N_0(\tau)$ — числа байт, поступивших на вход модели, и $N_\Delta(\tau)$ — числа байт, несущих существенную информацию. Под существенной информацией понималось сообщение x_i , поступившее в i -й момент времени, при условии, что $|x_i - y_{i-1}| \geq \Delta_n$, при этом $y_i := x_i$, где x_i — текущее измеренное значение параметра; y_i, y_{i-1} — соответственно новое и ранее принятое существенное значение параметра, хранящееся в памяти вычислительной машины; Δ_n — заданное значение аперттуры для фильтрации существенной информации. При $|x_i - y_{i-1}| < \Delta_n$ в качестве нового существенного значения принимается y_{i-1} , т. е. старое значение, и $y_i := y_{i-1}$.

Один раз за время τ вычислялись и регистрировались: значение коэффициента интенсивности потока существенной информации Ψ_Δ , равное обратному значению коэффициента сжатия $K_\Delta(\tau)$ и характеризующее сокращение числа сообщений $N_0(\tau)$, полученных в результате измерений за время τ , до числа сообщений существенной информации $N_\Delta(\tau)$ при $\Delta \geq \Delta_n$

$$\Psi_\Delta = \frac{1}{K_\Delta(\tau)} = \frac{N_\Delta(\tau)}{N_0(\tau)}; \quad (2)$$

значения коэффициентов интенсивности для отдельных параметров

$$\Psi_{\Delta l} = \frac{1}{K_{\Delta l}(\tau)} = \frac{n_{\Delta l}(\tau)}{n_{0l}(\tau)}, \quad (2a)$$

где $K_{\Delta l}(\tau)$; $n_{\Delta l}(\tau)$; $n_{0l}(\tau)$ — соответственно коэффициент сжатия, число существенных сообщений и число поступивших сообщений на входе модели за время τ для l -го параметра, при $\Delta \geq \Delta_n$; а $l=1, 2, \dots, N$.

Предварительные исследования, выполненные для аперттур $\Delta_n=0,4 \div 12,8\%$ на интервалах от 1 до 60 мин при $T_0=5 \div 240$ с, позволили получить зависимость коэффициента сжатия от времени цикла измерения, показывающие уменьшение коэффициента сжатия с увеличением цикла T_0 . Наличие перегиба — характерная особенность этих зависимостей, что обеспечивает гарантированный минимум коэффициента сжатия при времени T_0 , большем некоторого порогового значения, и резкое увеличение значения коэффициента сжатия при T_0 , меньшем порогового значения.

Пороговое значение цикла измерения находится в прямой зависимости от постоянных времени кор-

реляционных функций контролируемых параметров, инерционности процесса и в обратной зависимости — от значений среднеквадратичного отклонения этих параметров.

С целью исключения потери существенных значений контролируемых параметров в экспериментах выбрано $T_0=5,85$ с, а время регистрации выборок Ψ_Δ и $\Psi_{\Delta l}$ принято в зоне перегиба $\tau=60$ с.

Для выяснения среднечасовых изменений коэффициентов сжатия в течение суток для заданного значения аперттуры Δ_n регистрировалось значение математического ожидания коэффициента сжатия, вычисляемого по выборкам за время $\tau=60$ с [Л. 4],

$$\bar{K}_\Delta = \frac{1}{E\{\Psi_\Delta\}} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n \Psi_{\Delta j} P_j} \quad \text{при} \quad \sum_{j=1}^n P_j = 1, \quad (3)$$

где $j=1, 2, \dots, n$ — число разрядов статистического ряда распределения; $\Psi_{\Delta j}$ и P_j — соответственно значения коэффициента интенсивности существенной информации и его вероятности для j -го разряда статистического ряда распределения.

Рассматриваемое число реализаций для каждого часа суток обеспечивало число выборок до 3000. Такое число выборок представительно для исследуемой системы, так как увеличение числа выборок не дает существенного уточнения статистических характеристик.

В ходе исследований установлено, что анализ статистических характеристик при отклонениях параметров на величину, большую 12,8% (32 кванта), нецелесообразен. Такие отклонения не оказывают существенного влияния на общий поток информации в ОИДС потому, что вероятность этих отклонений для используемых циклов измерения $T_0=5$ с мала и не превышает 0,0002 при $\tau=60$ с, а соизмеримость этой вероятности с вероятностями импульсных помех в тракте измерения, сбоя в канале связи или датчиках измеряемых параметров затрудняет выделение полезной информации и получение достоверных статистических характеристик на фоне помех.

Экспериментально установлено, что интенсивность потока существенной информации в периоды минимальных нагрузок энергосистемы (ночное время) уменьшается на 20÷40% по сравнению с периодами максимальных нагрузок (дневное время). Установлена заметная корреляция между интенсивностью потока информации для отклонений $\Delta \geq 1,6\%$ (рис. 1) и типовым графиком активной нагрузки энергосистемы. Это позволяет предположить, что носителем информации, отражающей ход процесса, в большей степени является изменение параметров на 1,6% полного диапазона изменения параметров и более. Анализ потоков существенной информации на интервалах τ от 1 до 10 мин позволяет считать функцию $\bar{K}_\Delta = f(t)$ на отдельных интервалах времени стационарной.

Приведенная на рис. 2 экспериментальная зависимость I коэффициента сжатия $\bar{K}_\Delta$ от аперттуры передачи Δ_n показывает, что увеличение аперттуры

до $0,8 \div 3,2\%$ позволяет получить коэффициенты сжатия на порядок большие, чем в периоды минимальных нагрузок энергосистемы при минимальной апертуре передачи $\Delta_n = 0,4\%$.

На основании полученных статистик для N контролируемых параметров построен статистический ряд распределения вероятностей возникновения отклонений $\Delta_i = x_i - y_{i-1}$, аппроксимация которого нормальным законом распределения с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D = 4,38$ (квант)² ($\sigma = 2,09$ кванта), признана допустимой.

Используя значения $\bar{K}_\Delta$ из выражения (3), можно определить статистическое среднее интенсивности потока

$$\bar{\Lambda}_\Delta = \Lambda_0 \bar{K}_\Delta^{-1}. \quad (3a)$$

Анализ гистограмм статистических рядов распределения потока существенной информации Λ_Δ , линейно зависящего от Ψ_Δ , позволяет сделать вывод о допустимости описания законом Пуассона распределения вероятности поступления существенной текущей информации в ОИДС в рассмотренном диапазоне $\Delta_n = 0,4 \div 12,8\%$ для преобладающих в энергосистемах нормальных режимов. Аналогичный вывод сделан в [Л. 1] для частного случая $\Delta_n = 0,5\%$. Возможные, относительно непродолжительные, отклонения закона распределения вероятности от пуассоновского в переходных режимах энергосистем (авария, включение в работу и т. д.) для отдельных параметров или для групп коррелирующих параметров в статье не рассматриваются.

Утверждение о пуассоновском законе распределения справедливо как для потока сообщений $\lambda_{\Delta i}$ от отдельных параметров, так и для суммарного потока сообщений Λ_Δ от N параметров. Для N параметров вероятность поступления в систему m сообщений за время t при заданном значении аперттуры Δ_n

$$P_m(t) = \frac{(\bar{\Lambda}_\Delta t)^m}{m!} e^{-\bar{\Lambda}_\Delta t}, \quad (4)$$

где $\bar{\Lambda}_\Delta = \sum_{i=1}^{i=N} \bar{\lambda}_{\Delta i}$ — математическое ожидание интен-

сивности суммарного потока информации от N параметров, равное сумме математических ожиданий интенсивности $\bar{\lambda}_{\Delta i}$ потока информации от i отдельных параметров при заданной апертуре Δ_n ; $m = 0, 1, 2, \dots$

Для оценки структуры общего потока Λ_0 текущей информации, поступающей на вход ОИДС, исследовалась среднечасовая интенсивность потока отдельных параметров и некоторых групп параметров.

Группировка параметров производилась следующим образом. Все параметры располагались в ста-

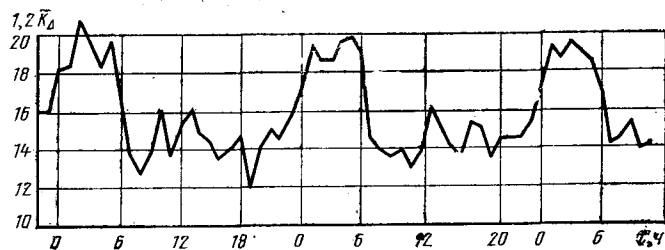


Рис. 1. Зависимость среднечасовых значений коэффициента сжатия от времени суток для аперттуры $\Delta_n = 1,6\%$.

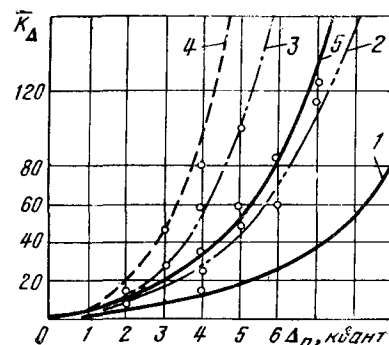


Рис. 2. Зависимости коэффициента сжатия от аперттуры при использовании различных законов фильтрации. Среднее время цикла измерения $T_0 = 5,85$ с. Характеристики 1, 2, 3, 4 для линейного фильтра и α , равного 1; 0,5; 0,25; 0,125 соответственно. Характеристика 5 для нелинейного фильтра (адаптивный экспоненциальный предсказатель) в системе с дисперсией $R = 64$ квант².

тистический ряд в порядке убывания интенсивности их изменения. Из полученного ряда выделялась группа параметров, наиболее быстро меняющихся, вероятность изменения параметров в которой на величину, превышающую значение заданной аперттуры, равна $P_1 = 0,5$. Число параметров в первой группе N_1 . Затем из оставшихся параметров выделялась вторая группа, вероятность изменения параметров в которой равна $P_2 = 0,25$. Число параметров во второй группе N_2 . Оставшиеся параметры разделялись на две группы: с равной вероятностью изменений параметров в группах $P_3 = P_4 = 0,125$ и числом параметров соответственно N_3 и N_4 .

Полученные данные представлены в таблице для различных значений аперттуры в виде дроби, в числителе которой приведены средние значения коэффициентов сжатия $\bar{K}_{j\Delta}$, а в знаменателе — число параметров N_j в j -й группе. В таблице также приведены средние значения предельных коэффициентов сжатия для отдельных параметров, контролируемых самые быстро и медленно меняющиеся процессы $\bar{K}_{\Delta \min}$, $\bar{K}_{\Delta \max}$ и средние значения коэффициентов сжатия данных для параметров всех четырех групп $\bar{K}_\Delta$.

Коэффициенты сжатия $\bar{K}_\Delta$, $\bar{K}_{\Delta \min}$, $\bar{K}_{\Delta \max}$ определялись как математические ожидания соответствующего ряда распределения, а коэффициенты $\bar{K}_{j\Delta}$

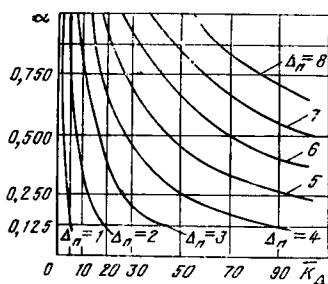


Рис. 3. Зависимости коэффициента сглаживания от коэффициента сжатия для линейного фильтра.

рассчитывались по формуле:

$$\bar{K}_{j\Delta} = \frac{\bar{\Lambda}_{j0}}{\bar{\Lambda}_{j\Delta}} = \frac{\bar{\Lambda}_{j0} N_j}{\bar{\Lambda}_{j\Delta} P_j \sum_{i=1}^4 N_i} = \bar{K}_{\Delta} \frac{N_j}{NP_j}, \quad (5)$$

где N_j — число параметров j -й группы; $\sum_{j=1}^4 N_j = N$ — общее число контролируемых параметров; $\bar{\Lambda}_{j0}$, $\bar{\Lambda}_{j\Delta}$ — среднее значение интенсивности потока сообщений в j -й группе соответственно при циклическом опросе параметров и при наличии отклонения $\Delta \geq \Delta_{\text{п}}$; $j=1, 2, 3, 4$.

Данные таблицы для $\alpha=1$ (фильтр отсутствует) показывают, что получить существенное (в 2÷4 раза) сжатие данных для всех параметров за счет увеличения апертury можно только при $\Delta_{\text{п}} \geq 1,6 \div 3,2\%$, что приведет к значительному росту погрешности в установившемся режиме.

Стремление снизить интенсивность потока информации путем фильтрации случайных возмущений параметров контролируемого процесса и желание отстроиться от случайных помех измерения потребовало дополнительных теоретических и экспериментальных исследований. Так, исследовалось влияние на интенсивность потока существенной информации предсказателя (фильтра), предложенного Н. Винером и формирующего экспоненциальные средние новых значений параметра, вычисляемых в виде линейной комбинации прошлых и текущих наблюдений:

$$y_{i+1} = \alpha x_i + (1-\alpha) y_i, \quad (6)$$

где y_{i+1} , y_i — соответственно предсказанное значение параметра для $(i+1)$ - и i -го моментов времени; x_i — измеренное значение параметров в i -й момент времени; α — коэффициент передачи (сглаживания) фильтра.

Регистрация и обработка результатов для различных коэффициентов сглаживания α производилась аналогично описанному выше с использованием выражений (1)÷(4) с тем отличием, что значение параметра y_{i+1} , полученное из выражения (6) в i -й момент времени, принималось как прогнозируемое значение параметра для $(i+1)$ -го момента времени. Очевидно, что повышение качества прогноза уменьшает интенсивность потока существенных сообщений, а снижение качества прогноза увеличивает интенсивность потока. Результаты исследований для коэффициента передачи $\alpha=0,5; 0,25; 0,125$ приведены на рис. 2 (кривые 2, 3 и 4 соответственно). Сравнение результатов для $\alpha \leq 1$

убедительно показывает значительное увеличение среднего коэффициента сжатия $\bar{K}_{\Delta}$ при уменьшении α .

На рис. 3 представлены экспериментально полученные зависимости коэффициента сглаживания фильтра α от коэффициента сжатия $\bar{K}_{\Delta}$ при постоянных значениях апертury передачи $\Delta_{\text{п}}$.

Полученные результаты (рис. 2 и 3) могут быть использованы при проектировании новых и модернизации действующих ОИДС. При этом целесообразно из всего семейства зависимостей выбрать характеристики фильтра, обладающего достаточным коэффициентом сжатия и являющегося оптимальным по выбранному критерию.

Существенными недостатками линейных фильтров, реализующих экспоненциальное сглаживание, являются возможность потери информации при значительных изменениях параметров, длительность появления которых меньше постоянной времени фильтра, и резкое увеличение времени запаздывания информации в системе с уменьшением α , как для параметров с незначительными отклонениями, так и для значительно изменившихся параметров.

С целью уменьшения времени задержки информации и исключения потери информации была исследована возможность оптимизации характеристик фильтра для ОИДС по критерию минимума среднеквадратичной погрешности оценки состояния системы.

В теории оптимальных оценок дискретных линейных систем для описания состояния системы используются два основных уравнения [Л. 5—7]:

$$\mathbf{X}_{t+1} = \mathbf{A}_{t+1/t} \mathbf{X}_t + \mathbf{\Gamma}_{t+1/t} \mathbf{W}_t; \quad (7)$$

$$\mathbf{Z}_{t+1} = \mathbf{H}_{t+1} \mathbf{X}_{t+1} + \mathbf{V}_{t+1}, \quad (8)$$

где (7) — состояние контролируемой системы; (8) — состояние измерительной системы в $(t+1)$ -й момент времени, а $\mathbf{X}$ — n -вектор состояния; $\mathbf{W}$ — p -вектор возмущения в системе; $\mathbf{Z}$ — m -вектор измерения; $\mathbf{V}$ — m -вектор ошибки измерения; $t=0, 1, \dots$ — дискретное время; $\mathbf{A}$ — переходная матрица состояния размера $n \times n$; $\mathbf{\Gamma}$ — переходная матрица возмущения размера $n \times p$; $\mathbf{H}$ — матрица измерения размера $m \times n$.

При наличии свойств гауссовой марковской последовательности стационарной системы и допущении независимости возмущения и погрешности измерения для любых моментов времени известно [Л. 5] рекуррентное соотношение оптимальной текущей оценки $\hat{\mathbf{X}}_{t+1/t+1}$ состояния в $(t+1)$ -й момент времени по оценке $\hat{\mathbf{X}}_{t/t}$, определенной в момент времени t ,

$$\hat{\mathbf{X}}_{t+1/t+1} = \mathbf{A}_{t+1/t} \hat{\mathbf{X}}_{t/t} + \mathbf{K}_{t+1} [\mathbf{Z}_{t+1} - \mathbf{H}_{t+1} \mathbf{A}_{t+1/t} \hat{\mathbf{X}}_{t/t}] \quad \text{для } t=0, 1, \dots \quad (9)$$

где матрица коэффициента передачи фильтра

$$\mathbf{K}_{t+1} = \mathbf{P}_{t+1/t} \mathbf{H}_{t+1}' [\mathbf{H}_{t+1} \mathbf{P}_{t+1/t} \mathbf{H}_{t+1}' + \mathbf{R}_{t+1}]^{-1}, \quad (10)$$

а матрицы ковариации [Л. 4] прогноза оценки

$$\mathbf{P}_{t+1/t} = \mathbf{A}_{t+1/t} \mathbf{P}_{t/t} \mathbf{A}_{t+1/t}' + \mathbf{\Gamma}_{t+1/t} \mathbf{Q}_t \mathbf{\Gamma}_{t+1/t}' \quad (11)$$

и оценки

$$P_{t+1/t+1} = [I - K_{t+1}H_{t+1}]P_{t+1/t}. \quad (12)$$

В выражениях (10)–(12) H' , A' , G' — транспонированные матрицы H , A , G ; $Q = \text{cov}[W]$ и $R = \text{cov}[V]$ — матрицы ковариаций возмущения и ошибки измерения; I — единичная матрица.

Как следует из теории оптимальных оценок, применение описанных рекуррентных выражений обеспечивает при наличии априорной информации об установившемся состоянии системы $\bar{X}$ наилучшую оценку текущего значения вектора состояния X , минимизирующую квадратичную функцию потерь [Л. 6] для взвешенных квадратов оценок

$$J = \frac{1}{2} [(X - \bar{X})' M^{-1} (X - \bar{X}) + (Z - HX)' \times \\ \times R^{-1} (Z - HX)], \quad (13)$$

где M^{-1} и R^{-1} — весовые матрицы, обратные математическим ожиданиям матриц

$$M = E\{(X - \bar{X})(X - \bar{X})'\} \text{ и } R = E\{(VV')\}.$$

В случае гауссовых распределений минимум выражения (13) соответствует минимуму общепринятого критерия среднеквадратичной ошибки при оценке $\hat{X}$ состояния системы [Л. 4–6].

Оценка по выражениям (9)–(12) предполагает заданные матрицы A , G , H , Q и R и при получении текущих значений измерения Z_t выполняется на ЦВМ в случае достаточного времени между измерениями.

Для систем, обладающих свойством стационарности процесса на ограниченных интервалах времени, можно периодически или на каждом шаге расчета вычислять новые значения дисперсии Q_t .

При описании системы векторами и матрицами достаточно большой размерности оперативное выполнение оценок с использованием рассмотренных уравнений в системах реального времени затруднительно, а для хранения оценок, матриц ковариации оценок, матриц состояния, возмущения и измерения, используемых в выражениях (7), (8), (11) и (12), требуется значительный объем оперативной памяти ЦВМ.

Необходимо отметить, что не во всех сечениях информационной системы имеются вычислители требуемой мощности. В связи с этим целесообразно ввести приемлемые допущения, позволяющие упростить алгоритм оценки, что может значительно расширить возможности использования изложенных принципов и существенно улучшить организацию ОИДС в целом.

Допущения, часто используемые в энергетических системах [Л. 6], позволяют принять значения A , H и G равными единице, а матрицу ковариации погрешности измерения — диагональной: $R = \text{diag}(\varepsilon_i^2)$, где ε_i^2 — дисперсия ошибки измерения. Тогда

$$\left. \begin{aligned} X_{t+1} &= X_t + W_t; \\ Z_{t+1} &= X_{t+1} + V_t. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Как показывают преобразования [Л. 5 и 6], для скалярной системы (14) можно получить следующие расчетные выражения оценки состояния

$X_{t+1/t+1}$ коэффициента передачи фильтра K_{t+1} , дисперсии ошибки фильтрации $P_{t+1/t+1}$ и предсказания $P_{t+1/t}$:

$$\hat{X}_{t+1/t+1} = \hat{X}_{t/t} + K_{t+1} [Z_{t+1} - \hat{X}_{t/t}]; \quad (15a)$$

$$P_{t+1/t} = P_{t/t} + Q_t; \quad (15b)$$

$$K_{t+1} = [P_{t/t} + Q_t] [P_{t/t} + Q_t + R_{t+1}]^{-1}; \quad (15b)$$

$$P_{t+1/t+1} = R_{t+1} [P_{t/t} + Q_t] [P_{t/t} + Q_t + R_{t+1}]^{-1} = \\ = R_{t+1} K_{t+1}. \quad (15r)$$

Для установившегося процесса, когда $P_{t+1/t+1} = P_{t/t} = \bar{P}$, $R_{t+1} = R_t = R = \text{const}$ из выражения (15r) можно получить уравнение

$$\bar{P}^2 + Q\bar{P} - QR = 0,$$

неотрицательное решение которого для минимальной погрешности оценок позволяет определить установившиеся значения дисперсии $\bar{P}$, коэффициента передачи фильтра $\bar{K}$ и дисперсии ошибки прогноза оценки $\bar{P}_1 = P_{t+1/t} = P_{t/t+1}$:

$$\left. \begin{aligned} \bar{P} &= -\frac{Q}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{Q}{2}\right)^2 + QR}; \\ \bar{K} &= \frac{\bar{P} + Q}{\bar{P} + Q + R}; \\ \bar{P}_1 &= \bar{P} + Q. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

На рис. 4 изображены зависимости установившихся значений коэффициента передачи фильтра $\bar{K}$ от дисперсии возмущения Q в контролируемой системе, рассчитанные по выражениям (16) для систем с различными заданными значениями дисперсии ошибки измерения R .

В реальных ОИДС, как правило, для погрешности измерения распределения вероятностей мо-

$\Delta_{it}, \%$	$\bar{K} \Delta \min$	$\bar{K} \Delta \max$	$\bar{K} \Delta$	$\bar{K}_{j\Delta}/N_j, \%$				Коэффициент передачи фильтра α
				$P_1 = 0.5$	$P_2 = 0.25$	$P_3 = 0.125$	$P_4 = 0.0625$	
0.4	1.02	2.80	1.62	$\frac{1.30}{40}$	$\frac{1.81}{28}$	$\frac{2.07}{16}$	$\frac{2.07}{16}$	$\alpha = 1$ для $\Delta_i \geq \Delta_n$, $\alpha = 0$ для $\Delta_i < \Delta_n$
0.8	1.33	12.33	3.42	$\frac{2.02}{29}$	$\frac{2.65}{19}$	$\frac{5.57}{20}$	$\frac{8.91}{32}$	
1.6	2.24	500	13.93	$\frac{4.19}{15}$	$\frac{5.58}{10}$	$\frac{25.69}{23}$	$\frac{58.07}{52}$	
3.2	5.80	500	56.0	$\frac{8.93}{8}$	$\frac{20.16}{10}$	$\frac{94.08}{21}$	$\frac{277.8}{61}$	
0.4	1.64	15.58	3.12	$\frac{2.12}{34}$	$\frac{2.12}{17}$	$\frac{3.99}{16}$	$\frac{5.74}{23}$	$\alpha_1 = 0.125$ для $\Delta_1 = 0.4\%$; $\alpha_2 = 0.25$ для $\Delta_2 = 0.8 \div 1.2\%$; $\alpha_3 = 0.50$ для $\Delta_3 = 1.6 \div 2.8\%$; $\alpha_4 = 1$ для $\Delta_4 \geq 3.2\%$
0.8	3.88	500	11.40	$\frac{4.56}{20}$	$\frac{10.49}{23}$	$\frac{14.59}{16}$	$\frac{35.48}{40}$	
1.2	4.16	500	18.76	$\frac{6.0}{16}$	$\frac{12.01}{16}$	$\frac{24.01}{16}$	$\frac{78.04}{52}$	
1.6	4.03	500	32.35	$\frac{10.35}{16}$	$\frac{20.70}{16}$	$\frac{36.23}{14}$	$\frac{139.75}{54}$	
2.0	9.51	500	59.82	$\frac{19.14}{16}$	$\frac{43.07}{18}$	$\frac{76.57}{16}$	$\frac{239.28}{50}$	
3.2	12.0	500	63.0	$\frac{20.16}{16}$	$\frac{45.36}{18}$	$\frac{80.64}{16}$	$\frac{252.0}{50}$	

жет быть принято нормальным, а значения дисперсии для различных ОИДС — в диапазоне R от 4 до 256 квант² или $\epsilon=0,8\div 6,4\%$. Тогда с учетом последнего допущения и ранее сделанных выводов о пуассоновском распределении входного потока квазистационарной ОИДС при наличии гауссовой белой последовательности [Л. 5] возмущений, теорию оптимальных оценок можно применить к ОИДС.

Как видно из рис. 4, установившееся значение коэффициента передачи K оптимального фильтра для систем, имеющих $R=4\div 256$ квант² и $Q=4$ квант² лежат в пределах от 0,625 до 0,12, что, так же как в случае использования фильтра (6), приводит к задержкам поступления достоверной информации и тем большим, чем больше значение дисперсии R .

В то же время для квазистационарной системы, работающей с постоянным среднеквадратичным значением уровня помех (например, $R=64$ квант²), значение оптимального коэффициента фильтрации K изменяется в пределах от 0,12 до 0,94 при изменении дисперсии возмущений в пределах от 1 до 1024 квант². Анализ показал целесообразность введения коррекции дисперсии возмущения при работе оптимального фильтра $Q=Q(t)$; однако оперативность такой коррекции невысокая, а значение коррекции, как правило, не превышает Q .

С целью значительного снижения постоянной времени фильтра для коррекции коэффициента передачи K_i как по уровню возмущений в контролируемой системе, так и по уровню помех в измерительной системе предлагается использовать не статистическую величину дисперсии Q , а значение текущего возмущения $\Delta_i=\Delta_{t+j}=Z_{t+j}-X_{t/t}$. Предположение основано на допущении значения дисперсии Q_i на интервале измерения, равном квадрату отклонения Δ_i на том же интервале.

При разработке алгоритма функционирования модифицированного фильтра с коррекцией коэффициента передачи были приняты следующие положения, выработанные в процессе исследований ОИДС:

с увеличением отклонения параметра Δ_i доля изменения тренда δ_T в отклонении Δ_i (в среднестатистическом смысле) возрастает, а доля изменения,

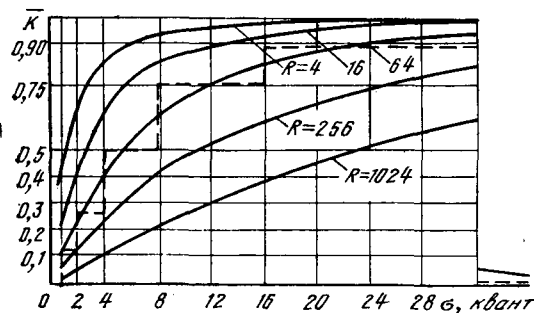


Рис. 4. Зависимости коэффициента передачи фильтра оптимальной оценки от среднеквадратичного значения возмущения $\sigma=\sqrt{Q}$ при различной дисперсии R , квант².

--- характеристика дискретной функции $\alpha(\Delta_i)$ модифицированного фильтра оценки при $R=64$ квант².

вызванного случайными причинами, δ_ϵ уменьшается при $\Delta_i=\delta_T+\delta_\epsilon$ и преобладании аддитивного белого шума в сигнале помехи в случае $\epsilon=\text{const}$;

при отклонении $\Delta_i\geq\Delta_{\max}=3,2\%$ вероятность того, что $\delta_T\rightarrow\Delta_i$, а $\delta_\epsilon\rightarrow 0$ велика, следовательно, велика вероятность поступления существенной информации, и задержка передачи должна быть минимальной;

при отклонении $\Delta_{\min}\leq\Delta_i<3,2\%$ вероятность появления существенной информации стремится к нулю при $\Delta_i\rightarrow\Delta_{\min}=0,4\%$, так как $\delta_T\rightarrow 0$, а $\delta_\epsilon\rightarrow\Delta_i$. В этом случае допустимая задержка в передаче информации тем больше, чем ближе к нулю δ_T .

Длительность наблюдения в системе «Телекомплекс», которая рассматривалась как типовая, показали, что в ОИДС с вероятностью, близкой к единице, возмущения $\Delta\geq 32$ квант возникают намного чаще из-за сбоя, импульсных помех и повреждений в тракте измерения, чем по причине изменения параметров. Как показывают расчеты, для подобных возмущений ($R=64$ квант², $Q\geq 1024$ квант²) коэффициент передачи K близок к единице, что не позволяет отфильтровать возмущения от случайных помех. Отбраковка ложной информации в этом случае возможна, если гринять возмущение $\Delta\geq 32$ квант в основном как увеличенное значение помехи и констатировать значительное изменение дисперсии R . Тогда, как видно из характеристик рис. 4, при увеличении R с 64 до 1024 квант² коэффициент фильтрации K уменьшается с 0,94 при $Q\geq 1024$ квант² до 0,06 при $Q\leq 4$ квант², что значительно ограничивает долю помехи, попадающей в систему. В подобных случаях K лучше принимать равным нулю и предоставить время на функциональную оценку поступившего возмущения. Если повторные измерения подтвердят наличие значительного возмущения через время τ , а функциональный контроль не признает данное возмущение ложным, алгоритм фильтра перестраивается с учетом прежнего значения дисперсии $R=64$ квант², а коэффициент передачи принимается равным принятому в системе, исходя из установившихся значений Q и R .

Кроме того, для дополнительного снижения инерционности фильтра предлагается дискретная коррекция коэффициента передачи на некоторые заранее заданные значения. Подобная модификация фильтра требует меньших затрат времени вычислителя, так как позволяет отказаться от расчета значений дисперсии $P_{t+1/t}$ и $P_{t+1/t+1}$, а расчет коэффициента K_i сводится к выбору из таблицы ограниченного числа ($4\div 8$) коэффициентов для всех параметров.

Структурная схема модифицированного фильтра представлена на рис. 5. В соответствии с алгоритмом функционирования после выявления возмущения $\Delta_{t+j}=Z_{t+j}-X_{t/t}$ и его оценки фильтр обеспечивает выбор для $(t+j)$ -го момента времени требуемого дискретного значения коэффициента передачи α_i , равного среднему значению K_i в некотором диапазоне дисперсии Q (рис. 4).

Выбранное значение $\alpha_i=\alpha(\Delta_{t+j})$ устанавливается в узле оценки, функционирующий в соответствии с выражением (15а), которое при принятых допу-

щения преобразуется:

$$\begin{aligned} \hat{X}_{t+j/t+j} &= \hat{X}_{t+j-1/t+j-1} + K_{t+j} [Z_{t+j} - \\ &- \hat{X}_{t+j-1/t+j-1}] \approx \hat{X}_{t+j-1/t+j-1} + \\ &+ \alpha(\Delta_{t+j}) [Z_{t+j} - \hat{X}_{t+j-1/t+j-1}], \end{aligned} \quad (17a)$$

где $\alpha(\Delta_{t+j})$ — дискретное значение коэффициента передачи модифицированного фильтра в $(t+j)$ -й момент времени.

В качестве примера приведем данные модифицированного фильтра оптимальной оценки, реализованного в системе «Телекомплекс», для которой ранее определены значения $\sigma = \sqrt{Q} \approx 0,8\%$ (2 кванта) и $\varepsilon = \sqrt{R} \approx 3,2\%$ (8 квант). В такой системе оптимальный фильтр без коррекции работает с коэффициентом передачи, близким к 0,22, полученным из рис. 4 при $\sigma = 2$ кванта.

При использовании модифицированного фильтра последний имеет характеристику дискретных значений коэффициента передачи $\alpha(\Delta_i)$, изменяющихся в пределах от $\bar{K} = 0,12$ до 0,94 в области изменения возмущения $\Delta = 1 \div 32$ квант. Эта характеристика, изображенная пунктиром на рис. 4, является ступенчатой аппроксимацией характеристики $\bar{K} = \varphi(Q, R)$, для $R = 64$ квант².

Коррекция коэффициента K_i для возмущений $\Delta_{t+j} \geq \sigma_6$ выполнена (рис. 5) с использованием блока выдержки времени, который обеспечивает $\alpha_6 = 0$ при $\tau < \tau_{уст}$ и $\alpha_6 = 1$ при $\tau \geq \tau_{уст}$.

С целью оптимизации процесса сжатия данных в ОИДС исследован блок сжатия, выполненный на базе модифицированного фильтра оптимальной оценки. В основу алгоритма работы блока сжатия положено следующее:

при поступлении на вход блока в момент времени $t+j$ измеренного значения Z_{t+j} по оценке $\hat{X}_{t/t}^n$ на выходе блока определяется возмущение $\Delta_{t+j} = Z_{t+j} - \hat{X}_{t/t}^n$, по которому выбирается коэффициент передачи фильтра $\alpha_i = \alpha(\Delta_{t+j})$; в соответствии с выражением (17a), используя оценку предыдуще-

го цикла $\hat{X}_{t+j-1/t+j-1}$, блок вычисляет оценку $\hat{X}_{t+j/t+j}$, которая используется в качестве оценки прогнозируемого значения $\hat{X}_{t+j/t+j}^n$ на $(t+j+1)$ -й момент времени и поступает на выход блока при условии $|\hat{X}_{t+j/t+j} - \hat{X}_{t/t}^n| \geq \Delta_n$, где Δ_n — заданное значение апертуры;

при условии $|\hat{X}_{t+j/t+j} - \hat{X}_{t/t}^n| < \Delta_n$ значение $\hat{X}_{t+j/t+j}$ запоминается, но не передается на выход блока, и на следующем цикле измерения вычисляется как

$$\begin{aligned} \hat{X}_{t+j+1/t+j+1} &= \hat{X}_{t+j/t+j} + \alpha(\Delta_{t+j+1}) [Z_{t+j+1} - \\ &- \hat{X}_{t+j/t+j}], \end{aligned} \quad (17b)$$

где Δ_{t+j+1} — значение возмущения в $(t+j+1)$ -й момент времени, а в качестве условия передачи принимается неравенство

$$|\hat{X}_{t+j+1/t+j+1} - \hat{X}_{t/t}^n| \geq \Delta_n.$$

Структурная схема фильтра приведена на рис. 5. В блоке сжатия фильтр оценки дополнен узлом выявления изменения нового значения оценки $\hat{X}_{t+j/t+j}$ при $j=1, 2, \dots, n$ по сравнению с ранее принятой оценкой $\hat{X}_{t/t}^n$. Значение $j \leq n$ ограничивает глубину прогноза оценки с целью повышения надежности поступления информации; $\sigma_i \div \sigma_{i+1}$ — границы возмущений Δ_{t+j} , в которых i -е значение дискретной функции α_i принимается неизменным. Критериями принятия решения о передаче очередного сообщения на выход блока является допустимая погрешность информации, допустимая задержка информации в системе и интенсивность потока информации на выходе блока, контролируемая пе-

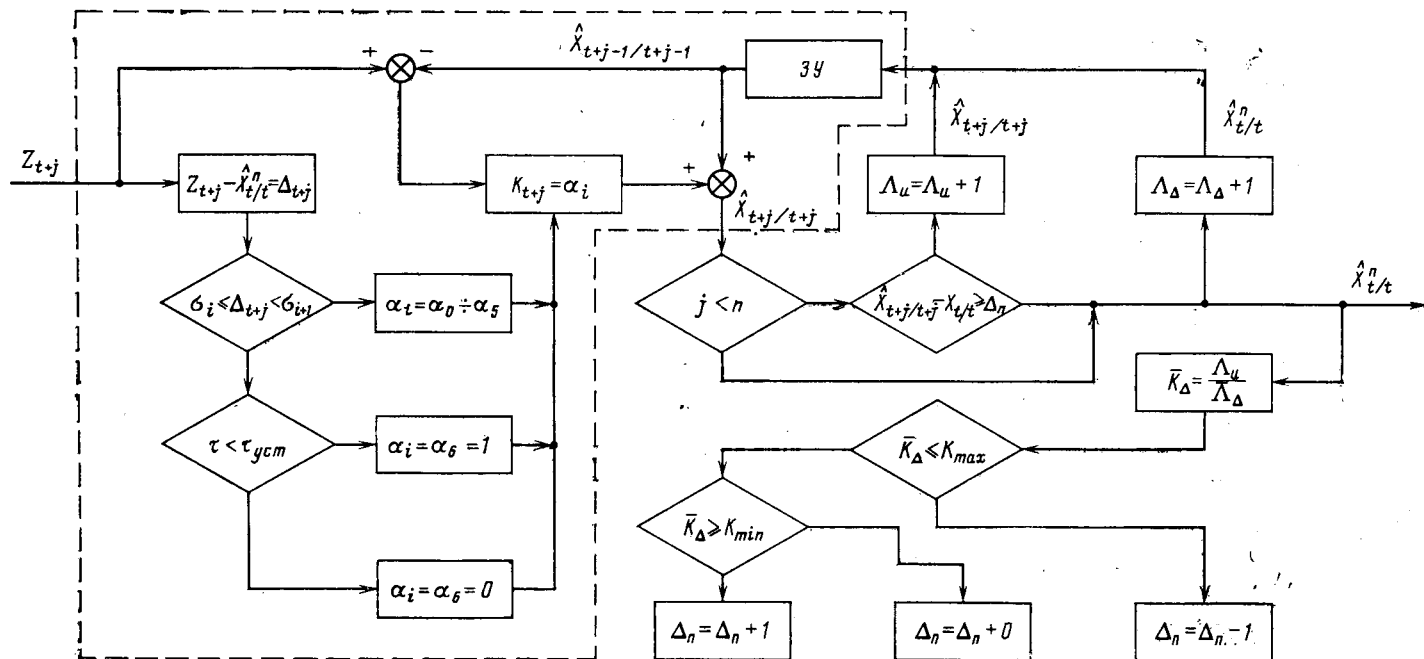


Рис. 5. Структурная схема устройства сжатия данных со встроенным модифицированным фильтром оценки.
----- модифицированный фильтр оценки.

риодическим вычислением текущего значения коэффициента

$$\bar{K}_\Delta = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left(\frac{\Lambda_i}{\Lambda_\Delta} \right)_i, \quad (18)$$

где Λ_i — поток измерений; Λ_Δ — поток существенной информации среди оценок для заданного количества измерений m .

Достижение $\bar{K}_\Delta$ заданного значения $K_{\min}(K_{\max})$ свидетельствует об увеличении (уменьшении) погрешности оценки $\hat{X}_{t/t}^n$ поступающей информации при заданном Δ_π и условии передачи

$$\Delta_\pi \leq |X_{t+j/t+j} - \hat{X}_{t/t}^n|. \quad (19)$$

В этом случае производится перестройка блока сжатия путем увеличения (уменьшения) апертуры Δ_π .

Выражение (17) для модифицированного фильтра может быть представлено в i -й момент времени подобно выражению (6):

$$y_{i+1} = \alpha(\Delta_i) X_i + [1 - \alpha(\Delta_i)] y_i, \quad (20)$$

где x_i измерено в i -й момент времени, а y_i и y_{i+1} — оценки для i -го и $(i+1)$ -го моментов времени.

Уравнение (20) является математическим выражением адаптивного экспоненциального предсказателя, где коэффициент $\alpha = \alpha(\Delta_i) = \varphi(|y_i - x_i|)$ — дискретная функция отклонения Δ_i , принимающая значения $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_6$. Функция $\alpha(\Delta_i)$ является ступенчатой аппроксимацией характеристик $\bar{K}$ (рис. 4), из которых видно, что для одинаковых отклонений значения функции различны при различных дисперсиях ошибки R измерительной системы. Анализ характеристик рис. 4 показал, что при ступенчатой аппроксимации число шагов должно быть $4 \div 8$.

Анализируя полученные данные (рис. 2 кривая 5 и таблица), следует сказать, что увеличение коэффициента сжатия на порядок и более по сравнению с циклической обработкой можно получить, используя адаптивный экспоненциальный предсказатель при различных значениях α и Δ_π , настраиваемых в соответствии с дисперсией ошибок измерения R , допустимыми погрешностью оценки и временем задержки информации. Очевидно, что такой предсказатель вносит некоторую задержку в передачу полного значения возмущения, возникающего в системе, но она меньше, чем в случае применения традиционного фильтра с $\alpha = \text{const}$, и обеспечивает оптимальные в среднем оценки.

В энергообъединениях практическое использование описанного метода адаптивного сжатия допустимо при выборе в качестве передачи условия $2\% \geq [\Delta_\pi = |y_{i+j} - y_i|] \geq 0,8\%$, что позволяет в $10 \div 30$ раз снизить поток информации в каналах связи и значительно разгрузить центральную ЦВМ в ОИДС от малоэффективной работы, связанной с частой обработкой несущественной информации. Простота реализации предложенного экспоненциального предсказателя позволяет применить его как на периферийных пунктах контроля и передачи, так и на узловых пунктах обработки и коммутации сообщений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Митюшкин К. Г. Адаптивная система сбора и передачи оперативной диспетчерской информации в энергосистемах. — Электричество, 1976, № 9.
2. Дорохин А. П., Митина С. А., Нейштадт И. С. Организация диалога диспетчера с ЭВМ в системе обработки телемеханической информации. — В кн.: Материалы семинара «Технические средства телеобработки в АСУ в реальном масштабе времени». — М.: Знание, 1976.
3. Опыт внедрения и эксплуатации оперативного телеинформационного комплекса в ЕЭС СССР / А. М. Пшеничников, А. М. Гуревич и др. — М.: Машиностроение. Приборы и системы управления, 1978, № 14, с. 3—4.
4. Венцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1979.
5. Медич Дж. Статистически оптимальные линейные оценки и управление. — М.: Энергия, 1973.
6. Математические методы и вычислительные машины в энергетических системах / В. А. Веников и др. — М.: Энергия, 1975.
7. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976.

[17.11.80]

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Синтез системы управления электромеханическими процессами в сложной энергосистеме

ЗЕЛЕНОХАТ Н. И.

Москва

Одной из важных задач, решаемых при построении систем автоматического управления переходными электромеханическими процессами в сложных энергосистемах, является сохранение устойчивости системы и, в частности, динамической устойчивости, нарушение которой может происходить в двух видах — аperiodически, если хотя бы одна синхронная машина выходит из синхронизма в первом цикле качаний, и колебательно (самораскачивание). Для повышения аperiodической динамической устойчивости применяются различные мероприятия: форсировка возбуждения синхронных машин, вклю-

чение электрического торможения, отключение части нагрузки и генераторов и другие [Л. 1].

Алгоритмы определения момента первоначального приложения управляющих воздействий на энергосистему при применении этих мероприятий в целях сохранения ее аperiodической динамической устойчивости могут быть довольно простыми, что позволяет реализовать их созданием систем управления релейного типа. Однако выбор моментов снятия приложенных воздействий и управление ими в последующих за первым циклах качаний роторов синхронных машин в целях предотвраще-

ния самораскачивания энергосистемы представляют собой сложную задачу. Решение этой задачи рассматривалось в ряде статей, например [Л. 2—4]. Предлагаемый в данной статье энергетический подход к синтезу обеспечивающих демпфирование переходных процессов в энергосистеме систем автоматического управления является дальнейшим развитием исследований по решению поставленной задачи.

Определение энергетических соотношений для сложной энергосистемы. Рассмотрим сложную энергосистему, включающую в себя n синхронных машин, движение роторов которых при неучете демпферных моментов описывается уравнениями вида [Л. 1]:

$$T_{ji} \frac{d\omega_i}{dt} = P_{\tau i} - P_{ii} - \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}), \quad (1)$$

$i = 1, 2, \dots, n.$

Запишем уравнение, характеризующее движение всей системы как целого [Л. 5]:

$$T_{j\partial} \frac{d\omega_{\partial}}{dt} = P_{\tau}^{\partial} - P_{\partial}^{\partial}, \quad (2)$$

где

$$P_{\tau}^{\partial} = \sum_{i=1}^n P_{\tau i};$$

$$P_{\partial}^{\partial} = \sum_{i=1}^n P_{ii} + \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}).$$

$$P_{ii} = E_i^2 y_{ii} \sin \alpha_{ii}; \quad P_{ij} = E_i E_j y_{ij};$$

$$T_{j\partial} = \sum_{i=1}^n T_{ji}; \quad \omega_{\partial} = \sum_{i=1}^n T_{ji} \omega_i \left/ \sum_{i=1}^n T_{ji} \right.,$$

причем E_i , E_j и $P_{\tau i}$ — определенным образом изменяемые во времени переменные.

С учетом (1) запишем (2) в форме

$$T_{j\partial} \frac{d\omega_{\partial}}{dt} = \sum_{i=1}^n (P_{\tau i} - P_{ii}) - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}). \quad (3)$$

Изменение полной энергии движения системы относительно инерциально вращающейся системы отсчета получим из выражения (1), умножив на $d\delta_i$ обе части его, проинтегрировав и просуммировав все n уравнений:

$$\sum_{i=1}^n T_{ji} \left(\frac{\omega_i^2}{2} - \frac{\omega_{i0}^2}{2} \right) = \sum_{i=1}^n \int_{\delta_{i0}}^{\delta_i} (P_{\tau i} - P_{ii}) d\delta_i - \int_{\delta_{i0}}^{\delta_i} \sum_{j=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) d\delta_i. \quad (4)$$

Члены правой части (4) представляют собой энергию, зависящую от приложенных к роторам синхронных машин внутренних и внешних сил. В общем случае эти силы зависят от координат системы и их производных. Если полагать, что мощности турбин и э. д. с. синхронных машин остаются

неизменными, равными своим значениям в установившемся режиме ($E_i = E_i^*$, $E_j = E_j^*$ и $P_{\tau i} = P_{\tau i}^*$), то определяемая для таких условий энергия, взятая со знаком минус, обозначим ее $\mathcal{E}$, будем иметь форму, аналогичную правой части (4), и при подстановке $d\delta_i = \omega_i dt$ приобретет вид:

$$\mathcal{E} = - \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n (P_{\tau i}^* - P_{ii}^*) \omega_i dt + \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij}^* \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) \omega_i dt. \quad (5)$$

Переменные P_{ii} и P_{ij} в (5) отмечены знаком *, чтобы подчеркнуть, что они определены при постоянных э. д. с. E_i и E_j .

Энергия $\mathcal{E}$ включает в себя потенциальную энергию, определяемую действием консервативных сил, образующих по определению [Л. 6] симметричную матрицу, и энергию, определяемую действием неконсервативных сил, образующих кососимметричную матрицу.

Исходя из (3), запишем выражение для определения изменения энергии движения системы как целого W_{∂} относительно выбранной инерциально вращающейся системы отсчета, для чего обе части (3) умножим на $d\delta_{\partial}$ и проинтегрируем:

$$T_{j\partial} \left(\frac{\omega_{\partial}^2}{2} - \frac{\omega_{\partial 0}^2}{2} \right) = \sum_{i=1}^n \int_{\delta_{\partial 0}}^{\delta_{\partial}} (P_{\tau i} - P_{ii}) d\delta_{\partial} - \int_{\delta_{\partial 0}}^{\delta_{\partial}} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) d\delta_{\partial}. \quad (6)$$

Согласно теореме Кенига [Л. 7] кинетическая энергия взаимных качаний роторов W' всех синхронных машин энергосистемы (внутренняя кинетическая энергия) определяется как разность между полной кинетической энергией системы W и кинетической энергией движения системы как целого W_{∂} :

$$W' = W - W_{\partial} = \sum_{i=1}^n T_{ji} \frac{\omega_i^2}{2} - T_{j\partial} \frac{\omega_{\partial}^2}{2} = \sum_{i=1}^n T_{ji} \frac{\omega_{i\partial}^2}{2}, \quad (7)$$

где $\omega_{i\partial} = \omega_i - \omega_{\partial}$ — относительная скорость вращения синхронной машины i .

С учетом (4), (6) и (7) определим изменение кинетической энергии взаимных качаний роторов:

$$\sum_{i=1}^n T_{ji} \left(\frac{\omega_{i\partial}^2}{2} - \frac{\omega_{i\partial 0}^2}{2} \right) = \int_{\delta_{i\partial 0}}^{\delta_{i\partial}} \sum_{i=1}^n (P_{\tau i} - P_{ii}) d\delta_{i\partial} - \int_{\delta_{i\partial 0}}^{\delta_{i\partial}} \sum_{j=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) d\delta_{i\partial}. \quad (8)$$

Обозначим через $\mathcal{E}'$ энергию, численно равную взятой со знаком минус правой части (8) при замене P_{ii} , P_{ij} и $P_{\tau i}$ на P_{ii}^* , P_{ij}^* и $P_{\tau i}^*$, и назовем ее внутренней энергией системы:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}' = & - \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n (P_{\tau i} - P_{ii}) \omega_{is} dt + \\ & + \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) \omega_{is} dt. \end{aligned} \quad (9)$$

Энергию $\mathcal{E}_a$, по аналогии определяемую на основе (6), назовем энергией системы как целого:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_a = & - \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n (P_{\tau i} - P_{ii}) \omega_s dt + \\ & + \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n P_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) \omega_s dt. \end{aligned} \quad (10)$$

Введем обозначения $V' = W' + \mathcal{E}'$ и $V_a = W_a + \mathcal{E}_a$ для энергий, характеризующих относительное движение энергосистемы и ее движение как целого. Для полной энергии системы $V = W + \mathcal{E}$. В рассматриваемой энергосистеме отсутствуют диссипативные силы, аналогичные силам трения, которые бы рассеивали энергию системы при ее движении, в силу чего возмущенная энергосистема будет совершать незатухающие колебания. В этом случае выполняется условие $dV/dt = 0$.

Энергетический подход к синтезу системы управления. Если к энергосистеме приложить управляющие воздействия $u(t)$ определенным образом изменяющиеся во времени так, чтобы энергосистема стала диссипативной, то в этом случае будет выполняться условие $dV/dt < 0$. Со временем качания роторов синхронных машин под влиянием управляющих воздействий будут затухать, если определить затухающие воздействия $u(t)$ такими, чтобы создаваемые ими силы, приложенные к синхронным машинам, были бы диссипативными, эквивалентными силами трения. Рассеиваемая ими энергия $\mathcal{E}_d$ в этом случае будет определяться выражением¹:

$$\mathcal{E}_d = \int 2\Phi dt,$$

где Φ есть диссипативная функция, обусловленная приложенными управляющими воздействиями; она может быть определена в виде квадратичной зависимости от скорости ω_i :

$$\Phi = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \alpha_i \omega_i^2.$$

Здесь α_i — коэффициент, который в механике получил название обобщенного коэффициента трения [Л. 7].

¹ Условимся в дальнейшем обозначать символами без звездочек переменные, являющиеся функциями управляющих воздействий $u(t)$ т. е., например, вместо $\mathcal{E}_d(u(t))$ будем писать $\mathcal{E}_d$.

Исходя из баланса энергий для управляемой (неконсервативной) энергосистемы $W + \mathcal{E} + \mathcal{E}_d = \text{const}$, получаем для производной

$$dV/dt = -2\Phi. \quad (11)$$

Управляемая энергосистема является диссипативной лишь в том случае, если управлением обеспечивается положительность функции Φ .

Представим функцию Φ , состоящей из двух составляющих:

$$\Phi = \Phi' + \Phi_a.$$

Первая составляющая $\Phi' = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \alpha_i \omega_{is}^2$ характе-

ризует рассеивание энергии взаимных качаний роторов синхронных машин энергосистемы, а вторая

составляющая $\Phi_a = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \alpha_i \omega_s^2$ — рассеивание

энергии движения системы как целого.

Так как $W = W' + W_a$ и $\mathcal{E} = \mathcal{E}' + \mathcal{E}_a$, то уравнение (11) распадается на два:

$$\left. \begin{aligned} dV'/dt &= -2\Phi'; \\ dV_a/dt &= -2\Phi_a. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Подстановка в (12) значений Φ' и Φ_a и соответственно (7), (8), (9) и (6), (10) дает:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^n [(P_{\tau i} - P_{\tau i}^*) - (P_{ii} - P_{ii}^*)] \omega_{is} - \\ & - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n (P_{ij} - P_{ij}^*) \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) \omega_{is} + \\ & + \sum_{i=1}^n \alpha_i \omega_{is}^2 = 0; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^n [(P_{\tau i} - P_{\tau i}^*) - (P_{ii} - P_{ii}^*)] \omega_s - \\ & - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n (P_{ij} - P_{ij}^*) \omega_s \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) + \sum_{i=1}^n \alpha_i \omega_s^2 = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

На основе полученных уравнений (13) и (14) невозможно определить все управляющие воздействия, приложенные к системам возбуждения синхронных машин и к турбинам агрегатов. Однако, если не учитывать влияние на режим каждой рассматриваемой синхронной машины управляющих воздействий, приложенных к другим синхронным машинам системы, т. е. если принимать $E_j = E_j^* = E'_j \approx E'_{qj}$, $P_{\tau j} = P_{\tau j}^*$, то на основе (13) и (14) можно записать уравнение для определения управляющего воздействия $u_{\tau i}(t)$, приложенного к турбине, и управляющего воздействия $u_{p i}(t)$, приложенного к системе возбуждения синхронной машины i :

$$\begin{aligned} & (P_{\tau i} - P_{\tau i}^*) - (P_{ii} - P_{ii}^*) - \sum_{j \neq i}^n (P_{ij} - P_{ij}^*) \sin(\delta_{ij} - \\ & - \alpha_{ij}) + \alpha_i \omega_{is}; \end{aligned} \quad (15)$$

$$(P_{\tau i} - P_{\tau i}) - (P_{ii} - P_{ii}) - \sum_{j \neq i}^n (P_{ij} - P_{ij}) \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) + \alpha_i \omega_{i3} = 0. \quad (16)$$

Здесь и в дальнейшем при введении $E_j \approx E'_{qi}$ под δ_{ij} понимается δ'_{ij} .

Решением уравнения (15) можно определить управление возбуждением $u^b_i(t)$ или мощностью турбины $u^r_i(t)$, обеспечивающее демпфирование качаний ротора синхронной машины i по отношению к остальным синхронным машинам системы, т. е. уменьшающее взаимную колебательность синхронных машин. Управление мощностью турбины может оказаться мало эффективным в силу большой инерционности системы регулирования, особенно у гидравлических турбин. Поэтому представляется целесообразным возложить функции демпфирования взаимных качаний роторов синхронных машин системы только на регуляторы возбуждения.

Изменение управляющего воздействия во времени, т. е. закон управления $u^b_i(t)$, для синхронной машины i определим из уравнения (15), в котором положим $u^r_i(t) = 0$:

$$(P_{ii} - P_{ii}) + \sum_{j \neq i}^n (P_{ij} - P_{ij}) \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) = \alpha_i \omega_{i3}. \quad (17)$$

Воздействием на систему возбуждения синхронных машин невозможно существенно изменить движение системы как целого (да и не целесообразно), можно лишь в некоторой мере повлиять на его характер. Напротив, воздействием на систему регулирования мощности турбины можно эффективно управлять колебательностью системы в ее движении как целого, т. е. управлять колебательностью отклонения среднего значения частоты системы Δf_{cp} от ее значения в исходном установившемся режиме (заметим, что $\omega_3 = 2\pi \Delta f_{cp}$). Поэтому функцию регулирования частоты в системе целесообразно возложить на регуляторы скорости турбин, что и делается в энергосистемах. Закон управления $u^r_i(t)$ для них получается из (16); полагая $u^b_i(t) = 0$:

$$(P_{\tau i} - P_{\tau i}) + \alpha_i \omega_{i3} = 0. \quad (18)$$

С некоторым приближением примем, что система регулирования возбуждением безынерционна. Она становится близкой к таковой, если осуществить компенсацию электромагнитной инерционности цепи ротора введением, например, жесткой отрицательной обратной связи по току ротора [Л. 8]. В этом случае вынужденная э. д. с. синхронной машины E_{qei} формируется в виде соотношения:

$$E_{qei} = (1 - k_{ei}) E_{qeyi} - k_{ei} E_{qi}, \quad (19)$$

где k_{ei} — коэффициент усиления; E_{qeyi} — составляющая э. д. с. E_{qei} , изменению которой соответствует изменение E_{qi} .

Подставляя в уравнение переходного электромагнитного процесса в роторе синхронной машины

$$E_{qei} = E_{qi} + T_{doi} dE'_{qi}/dt,$$

выражение для E_{qei} из (19), получим

$$E_{qi} = E_{qeyi} + \frac{T_{doi}}{1 + k_{ei}} \frac{dE'_{qi}}{dt}. \quad (20)$$

При достаточно больших значениях коэффициента усиления k_{ei} , когда можно считать $k_{ei} \rightarrow \infty$, последний член (20) превращается в нуль, и им можно пренебречь. В результате достигается изменение E_{qi} в соответствии с заданием E_{qeyi} , реализующим выбранный закон управления. Тем самым устраняется электромагнитная инерционность цепи ротора.

С учетом определяемого закона управления u^b_i и (20) запишем:

$$E_{qi} \approx E_{qeyi} = E_{q0i} + u^b_i, \quad (21)$$

где $E_{q0i} = E_{qi}$.

Подстановка (21) в (17) при принятом допущении $E_{qj} = E_{qj}$ дает

$$(u^b_i + 2E_{qi}) u^b_i y_{ii} \sin \alpha_{ii} + \sum_{j \neq i}^n u^b_i E_{qj} y_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij}) = \alpha_i \omega_{i3}. \quad (22)$$

Решение полученного квадратичного уравнения относительно управления u^b_i позволяет определить управление u^b_i в функции углов δ_{ij} и скорости ω_{i3} .

Если рассматриваемая синхронная машина i значительно удалена от основной нагрузки и можно положить $\alpha_{ii} \approx 0$, то, пренебрегая первым слагаемым в (22), можно получить

$$u^b_i = \frac{\alpha_i}{\sum_{j \neq i}^n E_{qj} y_{ij} \sin(\delta_{ij} - \alpha_{ij})} \omega_{i3}. \quad (23)$$

Из (22) следует, что в закон управления возбуждением синхронной машины i должна быть введена составляющая, изменяющаяся по сложной зависимости от взаимных углов сдвига роторов δ_{ij} и скорости ω_{i3} , что неудобно с точки зрения практической реализации. Закон управления несколько упрощается, если учесть, что знаменатель (23) представляет собой выражение для поперечной составляющей тока статора I_{qi} синхронной машины i (при этом остается в силе предположение об отсутствии управления на других синхронных машинах $u^b_j(t) = 0$ и не учитывается собственная составляющая тока допущением $\alpha_{ii} = 0$).

Практический интерес может представлять переход от закона управления, получаемого из (23) при $\alpha_{ii} = 0$, с переменным коэффициентом усиления

$$u^b_i = \frac{\alpha_i}{I_{qi}} \omega_{i3}$$

к упрощенному с постоянным коэффициентом k^b_i :

$$u^b_i = k^b_i \omega_{i3}. \quad (24)$$

При реализации закона управления (24) необходимо иметь в виду, что он будет тем менее эффективен, чем меньше загружена синхронная машина i . Его эффективность возрастает с увеличением загрузки, так как в этом случае качания ротора происходят при сохранении знака тока статора I_{qi} . Управлением возбуждения по закону (24) при работе синхронной машины на холостом ходу или с малой нагрузкой не может быть обеспечено затухание качаний ротора, так как знак коэффициен-

та k^B_i постоянен, а знак тока I_{qi} изменяется при качаниях в зависимости от того, в двигательном или в генераторном режиме работает синхронная машина.

Действительно, для двухмашинной системы из (23) имеем:

$$u^B_i = \frac{\alpha_1 \omega_{12}}{E_{q2} y_{12} \sin(\delta_{12} - \alpha_{12})}. \quad (25)$$

Знак u^B_i зависит от знака угловой скорости ω_{12} и угла δ_{12} :

$$\text{sign } u^B_i = \text{sign } \frac{\omega_{12}}{\sin(\delta_{12} - \alpha_{12})}.$$

При синхронных качаниях изменение угла δ_{12} происходит в пределах $-\pi < \delta_{12} < \pi$, в которых знак $\sin(\delta_{12} - \alpha_{12})$ и знак угла $\delta_{12} - \alpha_{12}$ совпадают. Поэтому можно записать:

$$\text{sign } u^B_i = \text{sign } \omega_{12}(\delta_{12} - \alpha_{12}). \quad (26)$$

Если рассматривать влияние закона управления на изменение угловой характеристики мощности $P = \varphi(\delta_{12})$, то нетрудно заметить, что при управлении (24), когда $\text{sign } u^B_i = \text{sign } \omega_{12}$, у синхронной машины с $P_T = 0$ (например, синхронный компенсатор) ротор будет совершать незатухающие качания. При управлении по закону (25), т. е. при изменении знака u^B_i в соответствии с (26), будет обеспечено интенсивное демпфирование качаний. Применение закона управления (24) становится равноценным (25) лишь при большой загрузке синхронной машины 1, когда угол δ_{12} изменяется в пределах $0 < \delta_{12} < \pi$.

Если не учитывать инерционность системы регулирования мощности турбины, то из (18) имеем, что изменение управляющего воздействия $u^T_i(t)$ должно осуществляться в функции скорости:

$$u^T_i(t) = k^T_i \omega_s. \quad (27)$$

Таким образом, решением системы уравнений (15) и (16) могут быть получены законы управления возбуждением синхронных машин и мощностью турбины, являющиеся функциями параметров режима энергосистемы и их производных, что удобно для реализации в виде обратных связей при конструировании регуляторов.

Определение величин настроечных параметров. Синтезированные алгоритмы управления могут иметь различную эффективность в зависимости от выбранных значений настроечных параметров k^B_i и k^T_i . Оптимальные значения этих параметров можно определить, исходя из условия минимизации выбранного критерия качества. Остановимся на одном из подходов к выбору такого критерия.

Согласно принципу Мопертюи [Л. 7] движение консервативной механической системы между двумя заданными ее положениями с заданной начальной кинетической энергией происходит так, что

функция I (действие по Лагранжу) имеет минимум:

$$I = \int_{t_0}^t 2W dt = \min, \quad (28)$$

где W — кинетическая энергия системы.

Распространим этот принцип на неконсервативную систему: выполнением условия (28) обеспечивается с наименьшей колебательностью затухание переходного процесса при переходе системы из начального возмущенного состояния в конечное состояние установившегося равновесия. Справедливость такого подхода подтверждена расчетами переходных процессов в сложной энергосистеме [Л. 9]. Подстановка в (28) составляющих W дает:

$$I' = \int_{t_0}^t 2W' dt = \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n T_{ji} \omega_{is}^2 dt = \min; \quad (29)$$

$$I_s = \int_{t_0}^t 2W_s dt = \int_{t_0}^t \sum_{i=1}^n T_{ji} \omega_s^2 dt = \min. \quad (30)$$

Критерии I' и I_s характеризуют колебательность системы соответственно во взаимном перемещении роторов ее синхронных машин и в ее движении как целого [Л. 9]. Учитывая, что скорость движения системы в целом можно рассматривать как отклонение среднего значения от частоты системы, под колебательностью системы в ее движении как целого можно понимать колебательность отклонения частоты f_{cp} от ее значения в исходном установившемся режиме.

При определении настроечных параметров АРВ синхронных машин можно исходить из условия удовлетворения критерия качества (29), а для регулятора турбины — критерия (30).

Вывод. На основе предложенного в статье энергетического подхода могут быть получены законы управления возбуждением синхронных машин и мощностью турбин, являющиеся функциями параметров режима энергосистемы, реализация которых при синтезе управления переходными процессами позволяет обеспечить интенсивное затухание качаний роторов синхронных машин и восстановление частоты в сложной энергосистеме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Высшая школа, 1978.
2. Портной М. Г., Рабинович Р. С. — Управление энергосистемами для обеспечения устойчивости. — М.: Энергия, 1978.
3. Окин А. А. Определение оптимальных управляющих воздействий противаварийной автоматики в энергосистемах. — Электричество, 1977, № 8.
4. Литкенс И. В. Оценка эффективности АРВ сильного действия и синтез закона регулирования по условию демпфирования больших качаний синхронных машин. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 6.
5. Горев А. А. Избранные труды по вопросам устойчивости электрических систем. — М.: Госэнергоиздат, 1970.
6. Меркин Д. Р. Введение в теорию устойчивости движения. — М.: Наука, 1971.
7. Яворский Б. М., Детлаф А. А. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов. — М.: Наука, 1964.
8. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. — М.: Наука, 1969.
9. Зеленохат Н. И. Критерии оптимальности управления переходными электромеханическими процессами в сложной электроэнергетической системе. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1972, № 5.

[28.11.80]

Исследование параметров асинхронного режима межсистемной связи

ЛИТКЕНС И. В., доктор техн. наук (Москва), ПУГО В. И. (Рига), СТАНЧЕВ С. Д. (София),

ГУСЕЙНОВ А. М. (Москва), кандидаты техн. наук

В настоящее время в связи с созданием крупных объединенных энергосистем число межсистемных связей, особенно слабых, растет. При этом возможно возникновение асинхронного хода по передаче в послеаварийных режимах в результате появления больших небалансов мощности в отдельных подсистемах, связанных слабой межсистемной связью.

Кратковременный асинхронный режим допустим в энергосистеме, если выполняются следующие условия: нет опасности повреждения асинхронно работающих генераторов; в результате действия автоматики возможна ресинхронизация; возмущение, создаваемое асинхронным режимом в энергосистеме, не приводит к дальнейшему развитию аварии. Однако сложившееся в изучении асинхронных режимов положение не дает возможности качественно представить процессы и количественно оценить допустимость асинхронного режима в конкретной системе. В связи с этим в некоторых энергосистемах, опасаясь развития аварии при асинхронном ходе, устанавливают делительную автоматику мгновенного действия, разделяющую несинхронно работающие части системы. При этом возникает необходимость действия АЧР и отключения части потребителей в дефицитной части системы и части генераторов в избыточной части системы. Таким образом, проблема выбора — асинхронный режим или разделение системы на части — представляется актуальной задачей, особенно для слабых межсистемных связей, где вероятность возникновения асинхронного хода весьма высока.

При исследовании допустимости кратковременного асинхронного хода по межсистемной связи возникает ряд задач. Во-первых, асинхронный ход по передаче представляет собой периодическое возмущение для генераторов синхронно работающих частей системы. Такое возмущение может привести к нарушению внутрисистемной устойчивости работы генераторов; при этом задача исследования состоит в том, чтобы оценить опасную амплитуду возмущения, создаваемого асинхронным ходом по передаче, и частоты связываемых передач подсистем, которые могут привести к развитию аварии.

Вторая задача — исследование квазиустановившихся послеаварийных режимов, когда после изменения частоты в одной или в обеих подсистемах по межсистемной передаче идет кратковременный установившийся асинхронный ход. При этом нужно определить баланс мощностей в системе в таком квазиустановившемся режиме, средние уровни напряжений и частоты связываемых подсистем.

Третья задача анализа — оценка устойчивости узлов нагрузки, подсоединенных к межсистемной связи, по которой идет асинхронный ход. При этом опасное развитие аварии в виде нарушения устойчивости узлов нагрузки может возникать при понижении среднего уровня напряжения в различных

точках передачи, к которым могут быть подсоединены промежуточные узлы нагрузки; опасность для узлов комплексной нагрузки могут создавать также периодические колебания напряжения в узле, подключенном к передаче, по которой осуществляется связь между двумя несинхронно работающими частями системы.

Очевидно, что для устойчивости узла нагрузки важнейшее значение имеют параметры квазиустановившегося асинхронного режима по передаче, исследованию которых посвящена настоящая статья.

Задачей исследования квазиустановившихся послеаварийных режимов в системе при асинхронном ходе по межсистемной связи является оценка параметров таких режимов предварительно не из расчета, а по известным заранее параметрам схемы и исходного режима системы.

Рассмотрим передачу, которая соединяет две несинхронно вращающиеся части системы С1 и С2 и имеет в общем случае любое количество промежуточных отборов. Рассматривая режимные параметры такой системы, будем интересоваться основными гармоническими составляющими, а именно, постоянными составляющими мощностей и напряжений по передаче, а также скольжений связываемых подсистем.

Теоретический анализ в таком исследовании проводится на основе уравнений движения для каждого эквивалентного генератора, моделирующего подсистему С1 или С2, при представлении их постоянной э. д. с. за синхронным сопротивлением:

$$T_{j1} \frac{d^2 \delta_1}{dt^2} + K_{c1} \frac{d\delta_1}{dt} + M_{\Sigma M1} = M_{T1}; \quad (1a)$$

$$T_{j2} \frac{d^2 \delta_2}{dt^2} + K_{c2} \frac{d\delta_2}{dt} + M_{\Sigma M2} = M_{T2}. \quad (16)$$

Здесь K_{ci} — коэффициент неравномерности автоматического регулятора скорости с учетом эффекта самовыравнивания турбин, $i=1, 2$; динамические свойства регулятора скорости не учитываются; он представляется упрощенно своими статическими характеристиками, что оправдывается постановкой задачи: определением параметров квазиустановившихся режимов.

При представлении нагрузки постоянными сопротивлениями электромагнитные моменты

$$\left. \begin{aligned} M_{\Sigma M1} &= E_{q1}^2 Y_{11} \cos \varphi_{11} + E_{q1} E_{q2} Y_{12} \cos (\varphi_{12} - \delta_{12}); \\ M_{\Sigma M2} &= E_{q2}^2 Y_{22} \cos \varphi_{22} + E_{q1} E_{q2} Y_{12} \cos (\varphi_{12} + \delta_{12}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь φ_{ii} , φ_{ij} — аргументы комплексных величин Y_{ii} , Y_{ij} . Моменты турбины в исходном установившемся режиме $M_{Ti} = M_{\Sigma Mi}$ для $\delta_{12} = \delta_{12(0)}$.

Если по каким-либо причинам система С2 стала работать несинхронно с системой С1 и частота каждой из систем отличается (в общем случае) от

синхронной, т. е. имеется скольжение

$$s_1 = (\omega_1 - \omega_0) / \omega_0, \quad s_2 = (\omega_2 - \omega_0) / \omega_0,$$

то между ними появляются колебания режимных параметров с частотой, равной разности частот или средних скольжений связываемых подсистем

$$\omega = |s_{1cp} - s_{2cp}|. \quad (3)$$

Изменение абсолютных углов эквивалентных генераторов в одночастотном приближении:

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= s_{1cp}t + a_{01} + a_{11} \sin(\omega t + \varphi_1); \\ \delta_2 &= s_{2cp}t + a_{02} + a_{12} \sin(\omega t + \varphi_2). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Взаимный угол между подсистемами или роторами эквивалентных генераторов в этом случае

$$\delta_{12} = \text{sign}(s_{1cp} - s_{2cp})t + C_0 + C_1 \sin(\omega t + \varphi), \quad (5)$$

где C_0 и C_1 , φ — постоянная составляющая, амплитуда и фаза первой гармоники взаимного угла δ_{12} ,

$$C_0 = a_{01} - a_{02};$$

$$C_1 = \sqrt{a_{11}^2 + a_{12}^2 - 2a_{11}a_{12} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)};$$

$$\varphi = \arctg \frac{a_{12} \sin \varphi_2 - a_{11} \sin \varphi_1}{a_{12} \cos \varphi_2 - a_{11} \cos \varphi_1}.$$

Подставляя (5) в выражения (2) и гармонически линеаризуя уравнения (1), получим из (1а)

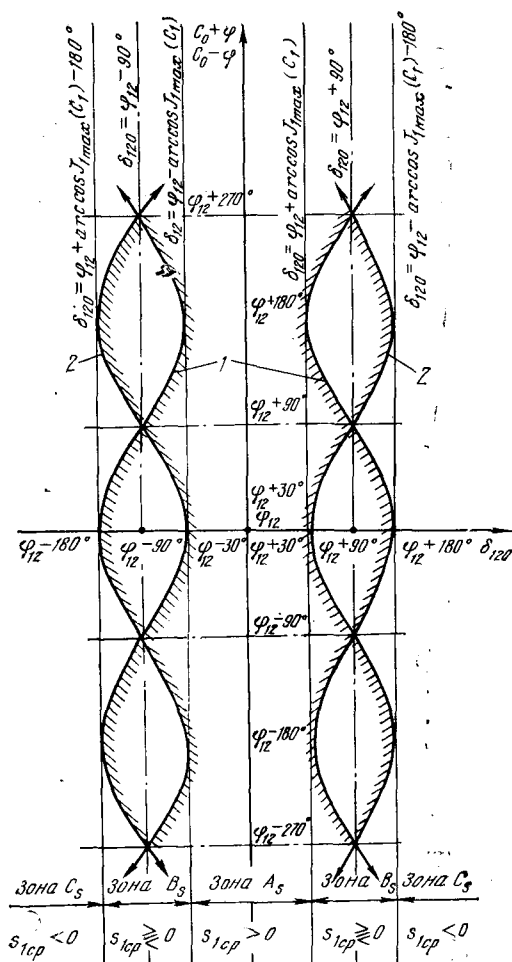


Рис. 1.

уравнение для постоянных составляющих:

$$K_{c1}s_{1cp} + M_{эм1(0)} = M_{T1}, \quad (6)$$

где постоянная составляющая электромагнитного момента

$$M_{эм1(0)} = E_{q1}^2 Y_{11} \cos \varphi_{11} + E_{q1} E_{q2} Y_{12} J_1(C_1) \times \cos(\varphi_{12} - C_0 - \varphi), \quad (7)$$

если $s_{1cp} < s_{2cp}$,

и

$$M_{эм1(0)} = E_{q1}^2 Y_{11} \cos \varphi_{11} - E_{q1} E_{q2} Y_{12} J_1(C_1) \times \cos(\varphi_{12} - C_0 + \varphi), \quad (8)$$

если $s_{1cp} > s_{2cp}$.

Здесь $J_1(C_1)$ — функция Бесселя 1-го рода от аргумента C_1 .

Анализируя уравнение (6), получаем:

$$\left. \begin{aligned} \text{если } M_{эм1(0)} < M_{T1}, \text{ то } s_{1cp} > 0; \\ \text{если } M_{эм1(0)} = M_{T1}, \text{ то } s_{1cp} = 0; \\ \text{если } M_{эм1(0)} > M_{T1}, \text{ то } s_{1cp} < 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

С учетом выражений (7) неравенство (9) можно переписать для $s_{1cp} < s_{2cp}$:

$$\left. \begin{aligned} \text{если } J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - C_0 - \varphi) < \cos(\varphi_{12} - \delta_{12(0)}), \\ \text{то } s_{1cp} > 0; \\ \text{если } J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - C_0 - \varphi) = \cos(\varphi_{12} - \delta_{12(0)}), \\ \text{то } s_{1cp} = 0; \\ \text{если } J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - C_0 - \varphi) > \cos(\varphi_{12} - \delta_{12(0)}), \\ \text{то } s_{1cp} < 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставляя выражение (8) в неравенства (9), получим для $s_{1cp} > s_{2cp}$:

$$\left. \begin{aligned} \text{если } [-J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - C_0 + \varphi)] < \cos(\varphi_{12} - \delta_{12(0)}), \\ \text{то } s_{1cp} < 0; \\ \text{если } [-J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - C_0 + \varphi)] = \cos(\varphi_{12} - \delta_{12(0)}), \\ \text{то } s_{1cp} = 0; \\ \text{если } [-J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - C_0 + \varphi)] > \cos(\varphi_{12} - \delta_{12(0)}), \\ \text{то } s_{1cp} > 0. \end{aligned} \right\}$$

Проанализируем условия, при которых эти неравенства выполняются. Очевидно, что в общем случае характер изменения среднего скольжения в С1 будет зависеть от исходного режима $\delta_{12(0)}$, параметров схемы φ_{12} и параметров вынужденных колебаний C_0 , C_1 , φ . Последний фактор может сделать задачу анализа неопределенной. Однако по этим неравенствам удалось выделить такие области исходного режима, в которых вне зависимости от параметров вынужденных колебаний будет всегда наблюдаться в квазиустановившемся режиме повышение частоты в подсистеме С1 (зона A_s) и понижение частоты в подсистеме С1 (зона C_s). Эти зоны представлены на рис. 1.

На рис. 1 кривые 1 — это зависимости $C_0 - \varphi \times \cos(\delta_{12(0)})$ при $s_{1cp} > s_{2cp}$; кривые 2 — это зависимости $C_0 + \varphi \cos(\delta_{12(0)})$ при $s_{1cp} < s_{2cp}$. Кривые в зоне B_s построены для случая $J_{1max}(C_1) = 0,6$, т. е. $C_1 = 1,95$ рад; для $C_1 = 0$ эти кривые вырождаются в прямые $\delta_{12(0)} = \varphi_{12} \pm 90^\circ$. Зона A_s соответствует исходным режимам $\delta_{12(0)}$, для которых выполняется $\varphi_{12} - \arccos J_{1max}(C_1) < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} + \arccos J_{1max}(C_1)$. (11)

Здесь φ_{12} — аргумент взаимной проводимости между С1 и С2; $J_{1\max}(C_1)$ — максимальное значение функции Бесселя 1-го рода от действительного аргумента C_1 . Для реально возможных значений C_1 величина $J_1(C_1)$ достигает максимума $J_{1\max}(C_1) \approx 0,6$ при $C_1 \approx 1,95$ рад $\approx 112^\circ$. Отсюда $\arccos J_{1\max}(C_1) \approx 53^\circ$.

В этой же области исходных режимов, которую мы назовем зоной A_s , всегда среднее значение активной мощности, выдаваемой подсистемой С1 в квазиустановившемся режиме, меньше, чем значение активной мощности в исходном доаварийном режиме.

Зона C_s , в которой всегда наблюдается понижение частоты в С1, т. е. $s_{1cp} < 0$, соответствует неравенству

$$\varphi_{12} - 180^\circ - \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} - 180^\circ + \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (12)$$

В этой области исходных режимов всегда среднее значение активной мощности, выдаваемое С1 в квазиустановившемся режиме, больше, чем значение активной мощности С1 в исходном доаварийном режиме $P_{1(0)}$. Между зоной A_s и зонами C_s имеются (см. рис. 1) области исходных режимов, в которых изменение среднего значения активной мощности и среднее значение скольжения в С1 зависят от параметров вынужденных колебаний взаимного угла между С1 и С2. В этой области исходных режимов B_s работа системы характеризуется неравенствами:

$$-180^\circ + \varphi_{12} + \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} - \arccos J_{1\max}(C_1); \quad (13)$$

$$\varphi_{12} + \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < 180^\circ; \quad (14)$$

$$-180^\circ < \delta_{12(0)} < -180^\circ + \varphi_{12} - \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (15)$$

Заметим, что если исходный угол $\delta_{12(0)}$ лежит в области исходных режимов B_s (т. е. удовлетворяет неравенствам (13)–(15), то частота системы С1 повышается (если $M_{T1} < M_{11}$), понижается (при $M_{T1} < M_{11}$) или практически не меняется (если $M_{T1} \approx M_{11}$).

Необходимо подчеркнуть, что использование неравенств $M_{T1} \geq M_{11}$ правомерно, если исходный режим работы системы попадет в зону B_s .

На рис. 1 показаны кривые внутри зоны B_s , которые отделяют области, соответствующие скольжению $s_{1cp} > 0$ (внутри этих областей направлена штриховка кривых), от областей, соответствующих уменьшению частоты в подсистеме $s_{1cp} < 0$. Причем необходимо отметить, что эти кривые построены для частного случая, когда C_1 — амплитуда 1-й гармоники периодических колебаний взаимного угла δ_{12} соответствует условию $J_1(C_1) = J_{1\max}(C_1) \approx 0,6$, т. е. $C_1 \approx 1,95$ рад $\approx 112^\circ$.

Для других, меньших, значений C_1 эти кривые будут приближаться друг к другу, и при $C_1 = 0$ эти кривые вырождаются в прямые $\delta_{12(0)} = \varphi_{12} + 90^\circ$, являющиеся средними линиями зон B_s .

Таким образом, при отсутствии первой гармоники взаимных колебаний угла между С1 и С2 (что теоретически возможно только в том случае, если С1 и С2 представляют собой генераторы с погашенным возбуждением) или при неучете этой пер-

вой гармоники, что обычно и делается, зона A_s , где $s_{1cp} > 0$ соответствует исходным режимам:

$$\varphi_{12} - 90^\circ < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} + 90^\circ. \quad (16)$$

Зона C_s , где $s_{1cp} < 0$, соответствует всем остальным возможным исходным режимам $\delta_{12(0)}$.

Если вместо рассматриваемой двухмашинной системы взять простейшую схему «станция — шины» (причем станция не имеет местной нагрузки), где $\alpha_{12} = 0$, $\varphi_{12} = 90^\circ$, $\varphi_{11} = 90^\circ$, $Y_{12} = 1/X_{ax}$, то зона A_s при $C_1 = 0$ по условию (16) будет представлять

$$0 < \delta_{12(0)} < 180^\circ,$$

т. е. практически все генераторные режимы С1. Действительно, если синхронный генератор работает в обычном генераторном режиме, то у него $M_{T1} > 0$, а значит, при нарушении устойчивости и возникновении асинхронного режима его скорость будет увеличиваться, т. е. всегда $s_{1cp} > 0$.

Таким образом, условия (11)–(15) позволяют по исходному доаварийному установившемуся режиму $\delta_{12(0)}$ и параметрам схемы, определяющим угол φ_{12} , оценить, каким будет изменение частоты в одной из связываемых подсистем и изменение среднего значения активной мощности в квазиустановившемся послеаварийном асинхронном режиме между подсистемами.

Отметим, что полученные области исходных режимов (11)–(15) должны быть ограничены зоной статически устойчивых режимов, определяемых неравенствами:

$$-90^\circ + \arctg\left(\frac{T_{J2} - T_{J1}}{T_{J2} + T_{J1}} \operatorname{tg} \alpha_{12}\right) \leq \delta_{12(0)} \leq 90^\circ + \arctg\left(\frac{T_{J2} - T_{J1}}{T_{J2} + T_{J1}} \operatorname{tg} \alpha_{12}\right). \quad (17)$$

Рассмотрим теперь вопрос о соотношении между средним значением реактивной мощности, выдаваемой подсистемами в квазиустановившемся режиме при асинхронном ходе по межсистемной связи, и значением реактивной мощности этих подсистем в доаварийном режиме.

Существует представление, что наличие асинхронного хода в системе вызывает дефицит реактивной мощности. Это представление, с одной стороны, связано с тем, что, как правило, асинхронный ход генератора в системе рассматривался как следствие аварии в его системе возбуждения, т. е. рассматривался асинхронный ход невозбужденного генератора. С другой стороны, даже рассматривая асинхронный ход генератора, не связанный с потерей возбуждения, чаще всего полагают, что средняя величина, т. е. постоянная составляющая реактивной мощности при асинхронном ходе равна только собственной составляющей реактивной мощности. Действительно, для простейшей схемы «станция — шины» реактивная мощность, выдаваемая в систему¹,

$$Q_U = E_a U / x_{ax} \cos \delta - U^2 / x_{ax}. \quad (18)$$

Если генератор идет в асинхронном режиме со скольжением s , то, как обычно упрощенно полага-

¹ Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Энергия, 1978. — 416 с.

ют, его угол меняется по закону:

$$\delta = st. \quad (19)$$

В этом случае, действительно, подставляя (19) в (18), имеем постоянную составляющую реактивной мощности, выдаваемой генератором в систему в асинхронном режиме, $Q_{U(0)} = -U^2/x_{d\Sigma}$. Минус по-

казывает, что в этом случае средняя составляющая реактивной мощности направлена к генератору, т. е. потребляется им. При этом очевидно, что реактивная мощность в исходном установившемся режиме $Q_{U(0)}$ больше Q_{U0} на величину

$$Q_{U(0)} - Q_{U0} = \frac{E_q U}{x_{d\Sigma}} \cos \delta_0.$$

Эта величина для статически устойчивых режимов $-90^\circ < \delta_0 < 90^\circ$ всегда положительна.

Если же изменение угла при асинхронном ходе возбужденного генератора записать не упрощенно, как в выражении (19), а уточненно:

$$\delta = st + C_0 + C_1 \sin(st + \varphi),$$

то, подставив это выражение в (18) и гармонически линеаризуя его, получим формулу постоянной составляющей реактивной мощности генератора в асинхронном режиме:

при $s < 0$

$$Q_{U0} = \frac{E_q U}{x_{d\Sigma}} J_1(C_1) \cos(C_0 + \varphi) - \frac{U^2}{x_{d\Sigma}};$$

при $s > 0$

$$Q_{U0} = \frac{E_q U}{x_{d\Sigma}} J_1(C_1) \cos(C_0 - \varphi) - \frac{U^2}{x_{d\Sigma}}.$$

Эти формулы показывают, что могут существовать такие параметры колебаний взаимного угла, при которых $Q_{U0} > Q_{U(0)}$. Последнее выполняется при условиях:

$$J_1(C_1) \cos(C_0 + \varphi) > \cos \delta_0 \text{ для } s < 0; \quad (20)$$

$$-J_1(C_1) \cos(C_0 - \varphi) > \cos \delta_0 \text{ для } s > 0. \quad (21)$$

Для простейшей системы интерес обычно представляет случай $s > 0$. Перепишем условие (21):

$$\cos(C_0 - \varphi) < -\frac{\cos \delta_0}{J_1(C_1)}. \quad (22)$$

Очевидно, что это условие будет выполняться всегда, если

$$180^\circ + \arccos J_{1\max}(C_1) > \delta_0 > 180^\circ - \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (23)$$

Однако границы в выражении (23) являются нереальными (статически неустойчивыми) режимами. Условие $Q_{U0} < Q_{U(0)}$ выполняется при соблюдении следующего неравенства (для $s > 0$):

$$-J_1(C_1) \cos(C_0 - \varphi) < \cos \delta_0. \quad (24)$$

Отсюда, чтобы $Q_{U0} < Q_{U(0)}$, нужно иметь

$$\cos(C_0 - \varphi) > -\frac{\cos \delta_0}{J_1(C_1)}. \quad (25)$$

Это условие выполняется всегда при

$$\arccos J_{1\max}(C_1) > \delta_0 > -\arccos J_{1\max}(C_1). \quad (26)$$

Исходные режимы, не вошедшие в зоны (23) и

(26), могут характеризоваться как повышением среднего уровня реактивной мощности в асинхронном режиме, так и его понижением по сравнению с реактивной мощностью в исходном доаварийном режиме. Это будет определяться параметрами колебаний взаимного угла.

Таким образом, даже для простейшей схемы «станция — шины» асинхронный режим возбужденного генератора может вызывать повышение среднего значения выдаваемой реактивной мощности по сравнению с доаварийным режимом и не создавать дефицита реактивной мощности.

Рассмотрим теперь вопрос о соотношении значения реактивной мощности в асинхронном режиме и реактивной мощности исходного доаварийного режима для исследуемой схемы, где два эквивалентных генератора, моделирующих две несинхронно работающие подсистемы, соединены между собой межсистемной связью. Реактивная мощность на шинах С1

$$Q_1 = u_{d1} i_{q1} - u_{q1} i_{d1}.$$

Подставим сюда выражения:

$$\left. \begin{aligned} u_{d1} &= -i_{q1} x_{d1}; \\ u_{q1} &= E_{q1} + i_{d1} x_{d1}; \\ i_{d1} &= E_{q1} Y_{11} \sin \varphi_{11} + E_{q2} Y_{12} \sin(\varphi_{12} - \delta_{12}); \\ i_{q1} &= E_{q1} Y_{11} \cos \varphi_{11} + E_{q2} Y_{12} \cos(\varphi_{12} - \delta_{12}) \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

и получим после преобразований:

$$Q_{1(0)} = -E_{q1}^2 Y_{11} (\sin \varphi_{11} + x_{d1} Y_{11}) - E_{q2}^2 Y_{12} x_{d1} - 2E_{q1} E_{q2} Y_{12} Y_{11} x_{d1} \frac{\cos \varphi_{11}}{\cos \varphi_Q} \cos(\varphi_{12} - \varphi_Q - \delta_{12}).$$

Здесь

$$\varphi_Q = \arctg \frac{1 + 2x_{d1} Y_{11} \sin \varphi_{11}}{2x_{d1} Y_{11} \cos \varphi_{11}}.$$

Постоянная составляющая Q_{10} , полученная гармонической линеаризацией (при $s_{1cp} < s_{2cp}$),

$$Q_{10} = -E_{q1}^2 Y_{11} (\sin \varphi_{11} + x_{d1} Y_{11}) - E_{q2}^2 Y_{12} x_{d1} - 2E_{q1} E_{q2} Y_{12} Y_{11} x_{d1} \frac{\cos \varphi_{11}}{\cos \varphi_Q} J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - \varphi_Q - C_0 - \varphi). \quad (28)$$

Отсюда условие $Q_{10} > Q_{1(0)}$ выполняется, если имеет место соотношение

$$-J_1(C_1) \cos(\varphi_{12} - \varphi_Q - C_0 - \varphi) > > -\cos(\varphi_{12} - \varphi_Q - \delta_{12(0)}). \quad (29)$$

Анализируя (29), можно получить зону A_Q исходных режимов, где это соотношение выполняется всегда:

$$\varphi_{12} - \varphi_Q + \arccos J_{1\max}(C_1) > \delta_{12(0)} > \varphi_{12} - \varphi_Q - \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (30)$$

В зоне C_Q исходных режимов всегда при любых параметрах вынужденных колебаний выполняется условие $Q_{10} < Q_{1(0)}$. Зона C_Q

$$\varphi_{12} - \varphi_Q + 180^\circ + \arccos J_{1\max}(C_1) > \delta_{12(0)} > \varphi_{12} - \varphi_Q + 180^\circ - \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (31)$$

Можно показать, что зоны A_Q и C_Q сохраняются и при $s_{1cp} > s_{2cp}$. Эти зоны, а также зона B_Q , для которой диапазон исходных режимов соответствует

неравенствам

$$-180^\circ + \varphi_{12} - \nu_Q + \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} - \nu_Q - \arccos J_{1\max}(C_1); \quad (32)$$

$$\varphi_{12} - \nu_Q + \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < 180^\circ + \varphi_{12} - \nu_Q - \arccos J_{1\max}(C_1) \quad (33)$$

и для которой соотношение $Q_{1(0)}$ и Q_{10} зависит от параметров вынужденных колебаний C_1 , C_0 , φ , представлены на рис. 2.

Необходимо отметить, что если не учитывать активные сопротивления ($r=0$) и колебания взаимного угла ($C_1=0$), то $\varphi_{12}=90^\circ$; $\nu_Q=-90^\circ$; $\arccos J_{1\max}(C_1)=90^\circ$. Тогда из условий (30) и (31) можно получить: зона A_Q , где $Q_{10} > Q_{1(0)}$ всегда,

$$-90^\circ < \delta_{12(0)} < 90^\circ; \quad (34)$$

зона C_Q , где $Q_{10} < Q_{1(0)}$ всегда

$$-90^\circ < \delta_{12(0)} < 90^\circ. \quad (35)$$

Отсюда очевидно, что при выполнении условий $r=0$, $C_1=0$ (а надо отметить, что именно эти условия чаще всего и принимаются при анализе), зона статически устойчивых режимов соответствует зоне C_Q по условию (35). Таким образом, при $r=0$, $C_1=0$ действительно получаем, что в квазиустановившемся режиме всегда есть дефицит реактивной мощности, т. е. мы приходим к нашим обычным представлениям, но теперь мы уже знаем, каким допущениям соответствует это представление. В общем случае, когда эти допущения несправедливы, полученные результаты позволяют предварительно, без расчета квазиустановившегося режима, оценить по параметрам схемы и исходного доаварийного режима, каково соотношение между средним значением реактивной мощности в квазиустановившемся режиме и реактивной мощностью в исходном режиме, т. е. оценить вероятность возникновения дефицита реактивной мощности.

Рассмотрим теперь вопрос о соотношении среднего значения напряжения в узлах межсистемной передачи в квазиустановившемся режиме с напряжением в исходном доаварийном режиме. Воспользовавшись методикой, аналогичной приведенной выше, можно получить для изучаемой схемы формулу напряжения на шинах С1 в исходном доаварийном режиме, если в выражение $U_1 = \sqrt{u_{d1}^2 + u_{q1}^2}$ подставить u_{d1} и u_{q1} из (27):

$$u_{1(0)} = [E_{q1}^2 (1 + 2Y_{11}x_{d1} \sin \varphi_{11} + Y_{11}^2 x_{d1}^2) + E_{q2}^2 Y_{12}^2 x_{d1}^2 + 2E_{q1}E_{q2}Y_{12}Y_{11}x_{d1} \frac{\cos \varphi_{11}}{\cos \nu_u} \cos(\varphi_{12} - \nu_u - \delta_{12(0)})]^{0.5}, \quad (36)$$

и выражение постоянной составляющей напряжения на зажимах С1 в квазиустановившемся режиме при асинхронном ходе по межсистемной передаче:

$$u_{10} = [E_{q1}^2 (1 + 2Y_{11}x_{d1} \sin \varphi_{11} + Y_{11}^2 x_{d1}^2) + E_{q2}^2 Y_{12}^2 x_{d1}^2 + 2E_{q1}E_{q2}Y_{12}Y_{11}x_{d1} \frac{\cos \varphi_{11}}{\cos \nu_u} J_1(C_1) \times \cos(\varphi_{12} - \nu_u - C_0 - \varphi) - 2|u_{1(1)}|^2]^{0.5}. \quad (37)$$

В формулах (36) и (37)

$$\nu_u = \arctg \frac{1 + Y_{11}x_{d1} \sin \varphi_{11}}{Y_{11}x_{d1} \cos \varphi_{11}}; \quad (38)$$

$\dot{u}_{1(1)}$ — комплексная амплитуда первой гармоники колебаний.

Сравнение (36) и (37) показывает, что всегда наблюдается (зона C_U) понижение напряжения в узле $U_{10} < U_{1(0)}$, если выполняется условие:

$$\varphi_{12} - \nu_u - \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} - \nu_u + \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (39)$$

Повышение напряжения в узле С1 $U_{10} > U_{1(0)}$ возможно, если $\dot{u}_{1(1)}$ мало, узел удален от центра качаний, а исходный режим работы системы характеризуется (зона A_U) неравенствами:

$$180^\circ + \varphi_{12} - \nu_u - \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < 180^\circ; \quad (40)$$

$$\varphi_{12} - \nu_u + \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < 180^\circ + \varphi_{12} - \nu_u - \arccos J_{1\max}(C_1); \quad (41)$$

$$-180^\circ < \delta_{12(0)} < -180^\circ - \nu_u + \arccos J_{1\max}(C_1); \quad (42)$$

$$-180^\circ + \varphi_{12} - \nu_u + \arccos J_{1\max}(C_1) < \delta_{12(0)} < \varphi_{12} - \nu_u - \arccos J_{1\max}(C_1). \quad (43)$$

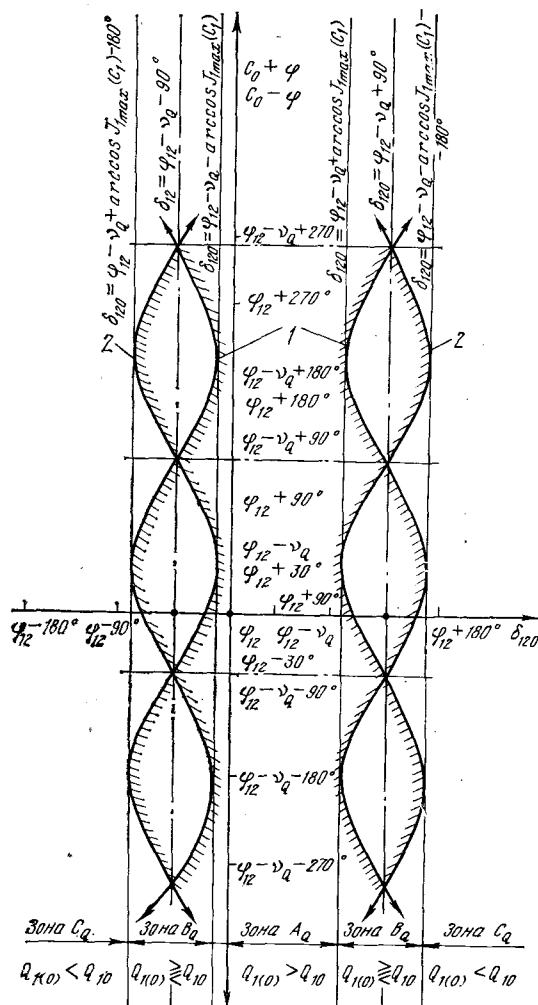


Рис. 2.

Как показал анализ, в квазиустановившемся асинхронном режиме для узла i , у которого выполняется условие $Q_{i0} > Q_{i(0)}$, справедливо одно из неравенств (40)–(43). Отметим, что при $r=0$ (тогда $\varphi_{12}=90^\circ$; $\nu_u=90^\circ$) и $C_1=0$ (тогда $\arccos J_{1\max}(C_1)=90^\circ$), из неравенства (39) получаем

$$-90^\circ < \delta_{12(0)} < 90^\circ. \quad (44)$$

Очевидно, условие (44) соответствует всей зоне статически устойчивых режимов. Таким образом, обычно принимаемые допущения $r=0$ приводят к нашим обычным представлениям: при любом исходном доаварийном режиме и асинхронном ходе в системе наблюдается понижение среднего уровня напряжения в узлах схемы. В общем случае, если эти допущения несправедливы, такое понижение наблюдается только в зоне исходных режимов, определяемой неравенством (39). Исходные режимы, не соответствующие зоне (39), могут характеризоваться как повышением, так и понижением среднего уровня напряжения в квазиустановившемся режиме по сравнению с доаварийным режимом в зависимости от параметров вынужденных колебаний C_1 , C_0 , φ взаимного угла δ_{12} и амплитуды первой гармоники колебаний напряжения $\dot{u}_{1(1)}$.

Для оценки справедливости упрощенных соотношений, позволяющих провести качественный ана-

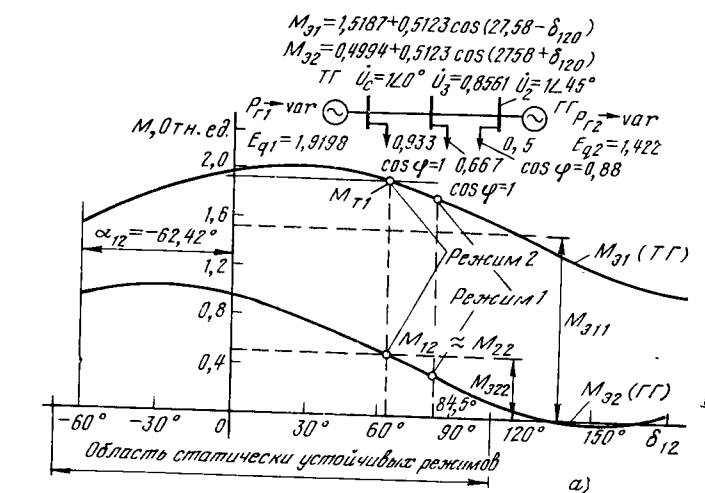
лиз характера изменения основных режимных параметров при асинхронном ходе по межсистемной связи, проведено экспериментальное (на динамической модели МЭИ) исследование, сопоставленное с результатами расчетов по полученным в статье выражениям. Исследовалась двухмашинная система в четырех исходных режимах (на рис. 3, а и б представлена схема системы, даны модули и фазы собственных и взаимных проводимостей, представлены моментно-угловые характеристики турбогенератора ТГ и гидрогенератора ГГ с указанием параметров рассматриваемых исходных режимов). Генераторы не имеют АРВ и АРС. Переход в установившийся асинхронный режим генераторов осуществляется затяжным двухфазным коротким замыканием ($t_k=1$ с) на линии связи. На рис. 4 и 5 приведены осциллограммы изучаемых процессов для четырех рассматриваемых исходных режимов.

Режимы 1 и 2 характеризуются тем, что ТГ полностью покрывает местную нагрузку (узел 1) и выдает мощность для промежуточного отбора (узел 3) и для узла 2. Исходные режимы 3 и 4 характеризуются тем, что в покрытии промежуточной нагрузки (узел 3) участвуют как ТГ, так и ГГ.

Очевидно, что для исходных режимов 1 и 2 ТГ можно считать эквивалентом избыточной части системы, а ГГ — дефицитной части. В таких условиях обычно предполагается, что установившийся асинхронный ход по связи между частями системы должен привести к повышению частоты в избыточной части и к понижению частоты в дефицитной части системы. Для режимов 3 и 4 такие предположения заранее обычно неизвестны. В соответствии с проведенным анализом изменение среднего скольжения (частоты) генераторов ТГ и ГГ должно зависеть от того, какой из зон A_s , B_s или C_s квазиустановившихся асинхронных режимов (рис. 1) соответствуют исходные режимы 1–4 для ТГ и ГГ. Предварительно было определено, что для ТГ режим 1 соответствует зоне B_s (может быть $s_{1cp} \geq 0$ в зависимости от параметров колебаний при асинхронном ходе), режимы 2, 3 и 4 — зоне A_s (т. е. должно быть $s_{1cp} > 0$ всегда), а для ГГ режимы 1, 2 — зоне B_s ($s_{2cp} \leq 0$), режимы 3, 4 — зоне A_s ($s_{2cp} > 0$ всегда).

Результаты эксперимента показывают следующее. Для ТГ, работавшего до аварии в любом из четырех режимов, наблюдается понижение среднего значения активной мощности P_{10} (по сравнению с доаварийным значением $P_{1(0)}$) и соответственно повышение среднего значения скольжения $s_{1cp} > 0$. Для ГГ: а) при работе до аварии в исходном режиме 1 наблюдается в режиме установившегося асинхронного хода повышение среднего значения активной мощности P_{20} (по сравнению с доаварийным значением $P_{2(0)}$) и соответственно снижение среднего значения скольжения $s_{2cp} < 0$; б) при работе до аварии в исходном режиме 2 имеем в режиме установившегося асинхронного хода $P_{20} \approx P_{2(0)}$ и $s_{2cp} \approx 0$; в) при работе до аварии в исходных режимах 3 и 4 имеем в режиме установившегося асинхронного хода $P_{20} < P_{2(0)}$ и $s_{2cp} > 0$.

Таким образом, изменения средних значений скольжения (частоты) в эксперименте соответствуют условиям теоретически рассчитанных зон A_s , B_s ,



S_s , причем реальный характер изменения s_{cp} не всегда совпадает с обычными представлениями (например, в дефицитной части системы для исходного режима 2 наблюдаем в режиме установившегося асинхронного хода $s_{2cp} \approx 0$).

Рассмотрим также, как изменяется среднее значение выдаваемой генераторами реактивной мощности Q_{i0} при квазиустановившемся асинхронном режиме и среднее значение напряжения U_{i0} по сравнению с исходными доаварийными значениями $Q_{i(0)}$, $U_{i(0)}$. Отметим, что режимы 1—4 специально были приняты в качестве исследуемых с тем, чтобы исходя из упрощенного теоретического анализа можно было ожидать, что хотя бы для одного из

генераторов будет наблюдаться при установившемся асинхронном ходе явление повышения среднего значения реактивной мощности Q_{i0} по сравнению с доаварийным значением $Q_{i(0)}$ (т. е. попадание в зону A_Q) и хотя бы для одного из узлов нагрузки можно будет наблюдать повышение среднего уровня напряжения U_{i0} по сравнению с исходным доаварийным значением $U_{i(0)}$ (т. е. попадание в зону A_U при малых амплитудах 1-й гармоники колебаний напряжения U_{i1}).

По предварительному анализу для ТГ все режимы 1—4 соответствуют зоне A_Q , а для ГГ режимы 1 и 2 соответствуют зоне B_Q (т. е. может быть $Q_{20} \geq Q_{2(0)}$ в зависимости от параметров колебаний), режимы 3 и 4 соответствуют зоне A_Q . В эксперименте получено совпадение с теоретически ожидаемыми результатами: для всех исходных режимов как для ТГ, так и для ГГ наблюдается уве-

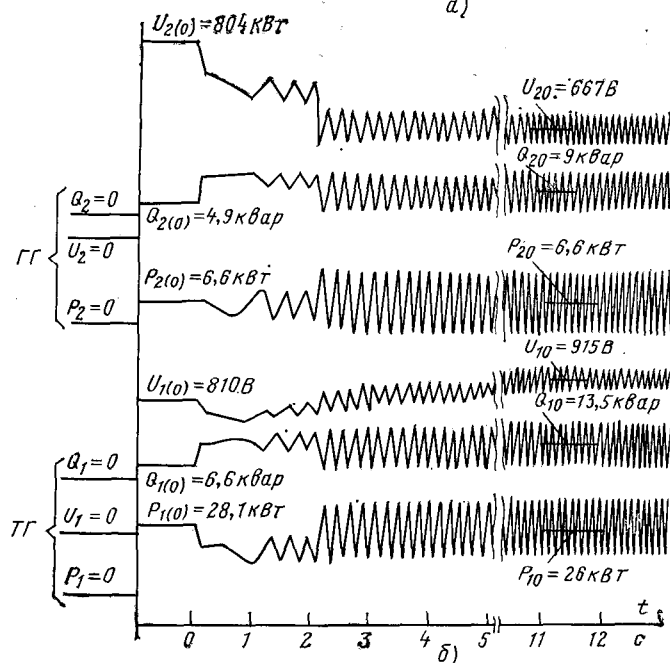
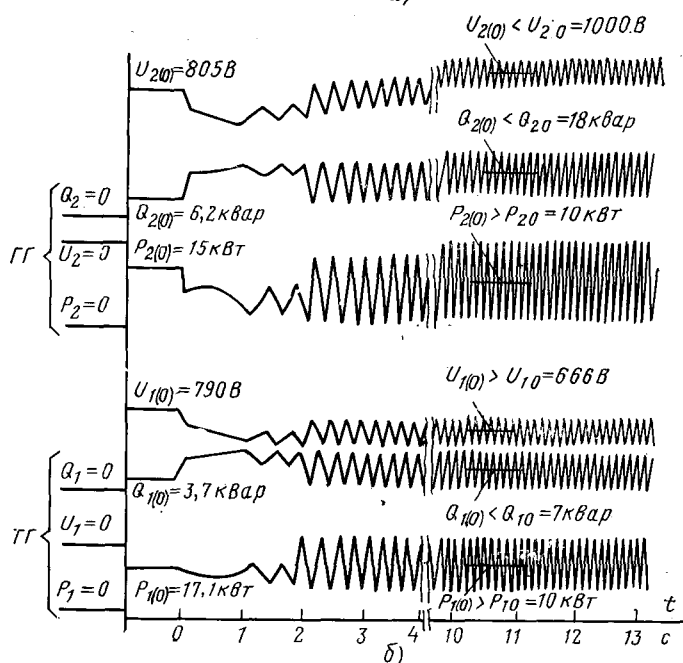
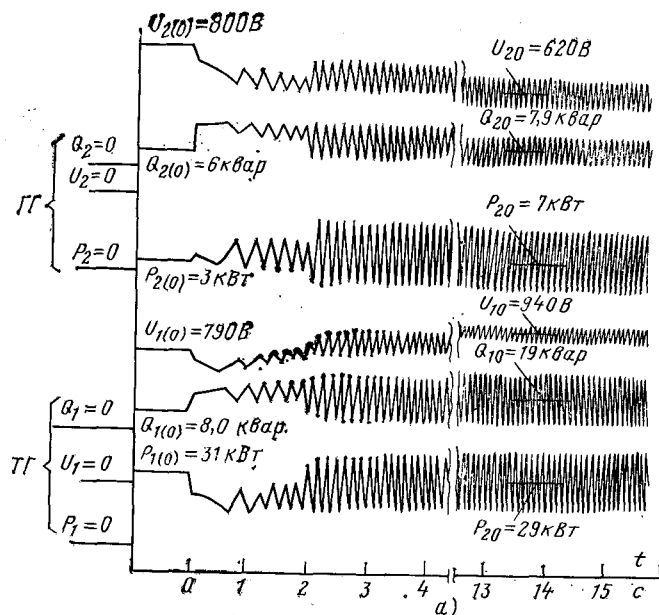
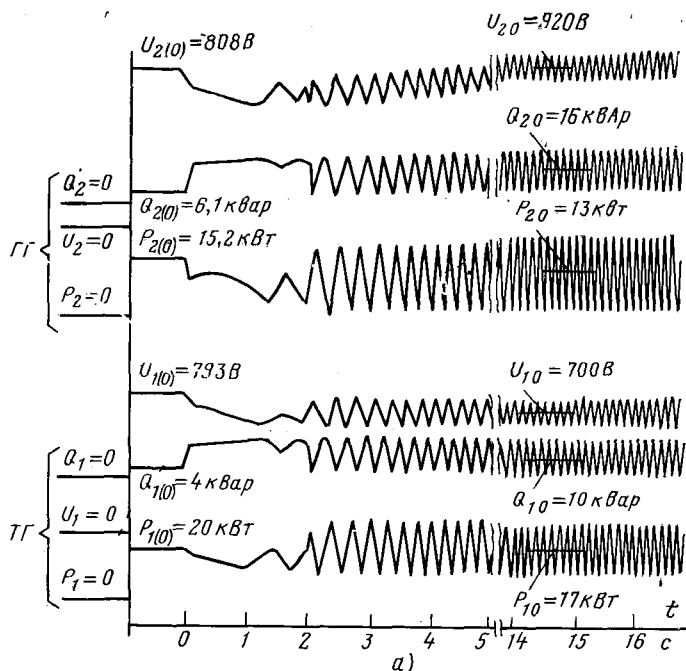


Рис. 4.

Рис. 5.

личение среднего значения реактивной мощности в установившемся асинхронном ходе Q_{10} , Q_{20} по сравнению с доаварийными значениями $Q_{1(0)}$, $Q_{2(0)}$.

Характер соотношений U_{10} и $U_{i(0)}$, полученный в эксперименте, также полностью соответствует теоретическим предположениям. По предварительному теоретическому анализу для ТГ (узел U_1) режимы 1 и 2, а для ГГ (узел U_2) режимы 3 и 4 соответствуют зоне A_U , т. е. выполняется хотя бы одно из неравенств (40)–(43); однако, как указывалось, соотношение между U_{10} и $U_{i(0)}$ будет также зависеть от амплитуды 1-й гармоники колебаний напряжения U_{i1} , которая заранее неизвестна. При эксперименте получилось, что амплитуда U_{i1} для тех узлов, которые соответствуют зоне A_U , невелика и имеют место следующие результаты: для исходных режимов 1 и 2 — $U_{10} > U_{1(0)}$; для исходных режимов 3 и 4 — $U_{20} > U_{2(0)}$. Остальные режимы (для ТГ — режимы 3 и 4, для ГГ — режимы 1 и 2) по предварительному анализу соответствовали зоне C_U , где должно быть $U_{10} < U_{1(0)}$ при любых параметрах колебаний в режиме асинхронного хода.

Действительно, в этих вариантах в опыте асинхронного хода имеет место понижение среднего уровня напряжения в соответствующем узле: для исходных режимов 3 и 4 $U_{10} < U_{1(0)}$; для исходных режимов 1 и 2 $U_{20} < U_{2(0)}$. Отметим, что во всех исследуемых режимах характер изменения среднего уровня напряжения в узлах 1 и 2 был противоположный: если $U_{10} > U_{1(0)}$, то $U_{20} < U_{2(0)}$ и наоборот.

Выводы. 1. Разработанная методика позволяет предварительно по параметрам схемы и исходного режима установить характер изменения средних уровней режимных параметров при асинхронном ходе по межсистемной связи и в связи с этим оценить опасность допустимости такого асинхронного хода.

2. Режим установившегося асинхронного хода по межсистемной связи может сопровождаться не понижением, а повышением средних значений выдаваемых генераторами реактивных мощностей и напряжений в узлах передачи по сравнению с доаварийными значениями.

[09.12.80]

УДК 621.315.052.001.2

Конструкции линий электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности

АСТАХОВ Ю. Н., ВЕНИКОВ В. А. (Москва), ПОСТОЛАТИЙ В. М. (Кишинев)

Развитие электроэнергетики требует создания все более совершенных линий электропередачи, обладающей большой пропускной способностью, экономичностью и оказывающих возможно меньшее экологическое влияние. В последние годы появился ряд предложений, позволяющих осуществить новый прогрессивный шаг в области ВЛ высокого напряжения. Одно из важных следствий этих предложений — преодоление традиционного представления о ВЛ переменного тока, как о окончательно сложившихся и не подлежащих улучшению конструкциях. В практике сложилось мнение, что проблемы транспорта и распределения все более возрастающих потоков энергии можно решить только экстенсивным путем в отношении ВЛ переменного тока, имея в виду увеличение напряжения и габаритов ВЛ.

Известны, однако, конструкции, позволяющие качественно совершенствовать такие линии. Наибольшее применение нашла в практике способы, предусматривающие компенсацию параметров ВЛ с помощью дополнительных устройств. Известен способ передачи энергии по кабель-проводу [Л. 1]. Созданная советскими учеными теория увеличения пропускной способности ВЛ за счет глубокого расщепления фаз линий [Л. 2] позволяет создать электропередачу со значительно улучшенными параметрами. Однако из-за некоторого усложнения конструкции эти предложения пока не нашли при-

менения. Из зарубежных конструкций известны схемы многоцепных и многофазных линий [Л. 3].

Одним из факторов, определяющих поиск новых возможностей создания более совершенных ВЛ, являются все возрастающие трудности отвода земельных полос отчуждения и требование снижения экологического влияния ВЛ. Упомянутые выше предложения позволяют повысить пропускную способность ВЛ и увеличить плотность потока энергии на единицу площади поперечного сечения, однако не снимают вопросов экологического влияния и регулирования режимов электропередач.

Наиболее приемлемыми, по-видимому, являются управляемые многоцепные электропередачи переменного тока [Л. 4]¹ позволяющие увеличить на 10–50% пропускную способность, обеспечить функции регулирования в энергосистеме, увеличить (в 1,6–1,8 раза) плотность потока энергии в расчете на единицу площади поперечного сечения линий, снизить на 10–40% напряженность электрического поля вблизи поверхности земли и тем самым оказывать меньшее экологическое влияние [Л. 5]. Улучшенные показатели ВЛ при этом достигаются за счет сближения фаз разных цепей линии (и фаз цепей) на минимально допустимое расстояние, при-

¹ По управляемой электропередаче переменного тока выданы патенты в США, Великобритании, Франции, Швеции, Канаде, ГДР и ФРГ.

менения новых схемных и аппаратных решений, обеспечивающих установление и регулирование фазового сдвига систем напряжений, приложенных к цепям линии, а в случае необходимости и их модулей, а также эквивалентной проводимости добавочных устройств компенсации.

Применительно к одноцепным трехфазным ВЛ переменного тока подобные предложения сводятся к возможности сближения фаз и обеспечения таким образом увеличению пропускной способности и снижению экологического влияния [Л. 6].

Новая конструкция обеспечивает повышение эффективности использования добавочных средств компенсации, а в конечном счете — удешевление электропередачи. Реализация таких электропередач является сложной научно-технической задачей, охватывающей целый комплекс новых вопросов.

Все вышесказанное свидетельствует о необходимости дальнейших исследований и разработок новых, отвечающих современным требованиям конструкций линий электропередачи. Изложению некоторых возможных направлений этих исследований, а также результатов и посвящена настоящая статья.

Идеи управляемых многоценных электропередач, основанные на эффекте междупеменной взаимной компенсации параметров линий (самокомпенсации) были изложены в [Л. 5]. Там же были приведены некоторые исходные данные для создания конструкций таких линий. Рассмотрим возможные конструкции этих линий более подробно. Существует целый ряд различных вариантов конструктивного исполнения новых ВЛ. В табл. 1 приведены эскизы конструкций рассматриваемых ВЛ в двухцепном исполнении (позиции 1—20). Разумеется, что параметры этих ВЛ различны по условиям грозозащиты, надежности и ремонтнопригодности, что требует отдельного рассмотрения, выходящего за рамки статьи. Фазы 1—3 составляют первую трехфазную цепь, а фазы 4—6 — вторую цепь. Расстояние между сближенными фазами (например, 1—4, 2—5, 3—6) приняты минимально допустимыми с учетом нормируемой электрической прочности изоляции междупазных воздушных промежутков при воздействии коммутационных и грозовых перенапряжений. Их значения приведены в ПУЭ и составляют примерно 0,3—0,4 междупазовых расстояний, принимаемых для ВЛ обычной конструкции.

В табл. 1 приведены также конструкции (позиции 5, 6, 17, 20), позволяющие принять минимально возможные расстояния как между фазами разных, так и своих цепей. Такие конструкции обеспечивают максимально возможную пропускную способность линий.

В трехцепных (позиция 21) и четырехцепных (позиция 22) ВЛ фазы 1—3 составляют 1-ю цепь, 4—6 — вторую, 7—9 — третью, а 10—12 — четвертую цепь.

Реализовать приведенные конструкции на практике можно при установке между сближенными фазами изоляционных распорок (позиция 16), или стяжек (позиция 15). Применение жестких изоляционных траверс (позиция 7) или изоляционных

Таблица 1

№ позиции	Конфигурации	Основные отличительные признаки
1		Подвеска фаз одной цепи с помощью У-образных гирлянд изоляторов и подвеска к ее проводам второй цепи (троллейная подвеска фаз).
2		Смешанная подвеска фаз цепей.
3		Подвеска фаз на одноцепных гирляндах изоляторов с установкой изолирующих распорок между сближенными фазами.
4		Подвеска всех фаз с помощью У-образных гирлянд изоляторов.
5		Отсутствие конструктивных элементов опоры между фазами и цепями; сближение всех фаз; оттяжка фаз нижней цепи с помощью гирлянды изоляторов.
6		Сближение фаз и цепей линии; крепление всех фаз на натяжных вертикальных гирляндах изоляторов.
7		Крепление фаз одной цепи к изоляционной траверсе.
8		Подвеска цепей линии на У-образной опоре.

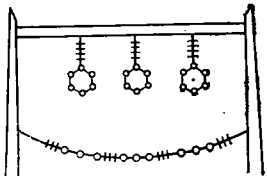
Продолжение табл. 1

№ позиции	Конфигурации	Основные отличительные признаки
9		Подвеска фаз по вершинам треугольника на одностоечной опоре.
10		Полуанкерное крепление фаз.
11		Смешанное крепление фаз на одностоечной опоре.
12		Подвеска фаз одной цепи с помощью У-образных гирлянд изоляторов на одностоечной опоре; подвеска фаз второй цепи — к фазам первой.
13		Крепление фаз на изоляционных траверсах одностоечной опоры.
14		Крепление фаз с помощью штыревых изоляторов на одностоечной опоре.
15		Конструкция стяжки фаз в пролете линии.
16		Х-образная подвеска фаз цепей линии.

Продолжение табл. 1

№ позиции	Конфигурации	Основные отличительные признаки
17		ЛЭП с изоляционными натяжными траверсами
18		Комбинированная подвеска фаз на У-образной опоре.
19		Трехъярусная подвеска фаз линии.
20		Подвеска фаз с помощью гирлянд изоляторов при расположении многоугольника.
21		Трехцепная ЛЭП
22		Четырехцепная ЛЭП
23		Одноцепная ЛЭП со стяннутыми проводами.
24		ЛЭП с расщепленными «плоскими» фазами.

Продолжение табл. 1

№ позиции	Конфигурация	Основные отличительные признаки
25		ЛЭП с расширенной верхней и плоской нижней фазами.

натяжных траверс (позиция 17) значительно упрощает конструкцию опоры.

В рассмотренных конструкциях фазы могут быть выполнены как из одиночных проводов, так и расщеплены на несколько проводов. При расщеплении фаз провода можно располагать, как общепринято, по окружности. Некоторые из нетрадиционных расположений показаны в табл. 1 (позиции 24 и 25). Вариант 24 — с «плоской» фазой; вариант 25 является логическим развитием конструкции на позиции 5. Наибольший интерес представляет последняя схема при разных напряжениях цепей.

На позиции 23 показана возможная конструкция одноцепной ВЛ, согласно [Л. 6], смонтированная на обычной опоре, но со сближенными в пролете фазами, что достигается путем стяжки проводов. В качестве стяжек могут быть применены любые изоляционные конструкции (включая гирлянды обычных изоляторов).

Могут быть предложены и другие технические решения линий электропередач. В частности, плоская фаза может быть использована для создания разомкнутых линий одного или разных классов напряжений. Определенный интерес представляет использование подобных решений и в электропередачах постоянного тока.

Увеличение пропускной способности в линиях достигается за счет уменьшения результирующего индуктивного сопротивления и повышения рабочей емкости фаз. Значение результирующей (эквивалентной) индуктивности фаз L_{Σ} может быть определено в общем случае по выражению, полученному на основании закона полного тока, с учетом всех контуров, образованных фазами линии (или их составляющими), тросами и обратным «земляным» проводом [Л. 7]. В общем виде для i -й фазы или i -го провода

$$L_i = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \frac{1}{4n_p} + \frac{\sum_{m=1, m \neq i}^n I_m \ln \frac{r_{is}}{d_{im}}}{I_i} + \frac{I_3 \ln \frac{r_{is}}{D_3}}{I_i} + \frac{\sum_{m=1}^{n_{тр}} I_{трm} \ln \frac{r_{is}}{d_{itr m}}}{I_i} \right\}. \quad (1)$$

где n_p — число проводов в фазе; I_m — ток в m -й фазе (или проводе); r_{is} — эквивалентный радиус i -й фазы; d_{im} — расстояние между фазами i и m ;

n — число фаз линии; I_3 — ток в обратном «земляном» проводе; I_i — ток в i -й фазе (или i -м проводе); D_3 — глубина залегания эквивалентного «земляного» провода (с добавкой средней высоты подвеса i -й фазы или i -го провода); $n_{тр}$ — число грозозащитных тросов на линии; $I_{трm}$ — ток в m -м тросе; $d_{itr m}$ — геометрическое расстояние от i -й фазы до троса m .

В случае симметричной системы токов во всех фазах (или проводах) выражение для определения индуктивности принимает более простой вид:

$$L_i = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\frac{0,25}{n_p} + \frac{\sum_{m=1, m \neq i}^n I_m \ln \frac{r_{is}}{d_{im}}}{I_i} \right). \quad (2)$$

Значения индуктивности фаз для некоторых вариантов двухцепных линий электропередачи со сближенными цепями при расположении составляющих в расщепленной фазе по окружности приведены в [Л. 5].

Для линии с «плоскими» фазами (табл. 1, позиция 24) класса 500/500 кВ результаты расчетов индуктивности по выражению (2) даны в табл. 2. Число проводов в расщепленной фазе — 5. Расстояние между сближенными фазами $d_c = 4,4$ м, а между фазами своих цепей — $D = 12,75$ м. Шаг расщепления $\bar{a} = 0,4$ м. Габарит линии равен 8,2 м.

Выбор проводов-составляющих для «плоской» фазы осуществляется с учетом общепринятого условия: максимальная напряженность электрического поля на поверхности проводов не должна превышать допустимую, принимаемую обычно 0,9—0,95 начальной напряженности. Выполнить это условие можно, если в качестве крайних проводов в фазе принять провода с большим диаметром или изменить для них шаг расщепления, т. е. указанные вопросы являются по существу оптимизационными.

Расчеты показали, что для двухцепной ВЛ с «плоскими» фазами класса 500 кВ в режиме «противофазы» цепей должны быть приняты следующие типы проводов в расщепленных фазах: АС-600 — для составляющих проводов 1, 5, 6, 10, 11, 15, 16, 20, 21, 25, 26, 30; АС-240 — для составляющих проводов 2, 4, 7, 9, 12, 14, 17, 19, 22, 24, 27, 29; АС-185 — для составляющих проводов 3, 8, 13, 18, 23, 28. При этом напряженности электрического поля на поверхности составляющих расщепленной фазы плоской конструкции не превышают соответствующих значений для расположенной в центре пары фаз, на которых заряд самый большой: 28 кВ/см на проводах АС-600; 26 кВ/см на проводах АС-240 и 27 кВ/см на проводах АС-185. Для остальных составляющих напряженность электрического поля ниже указанных значений. С указанными сечениями проводов расщепленных фаз по выражению (2), произведен расчет индуктивностей для различных режимов линии по углу θ . Данные приведены в табл. 2; здесь же даны средние значения индуктивности фаз $L_{ср}$ для двух случаев — «плоской» фазы и при расположении состав-

Таблица 2

№ фазы	Значения эквивалентной индуктивности L_{Σ} , 10^{-4} Гн/км			
	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 60^\circ$	$\theta = 120^\circ$	$\theta = 180^\circ$
I	11,7	10,0	6,7	5,0
II	9,6	9,6	7,9	5,7
III	10,8	10,7	8,6	6,0
IV	10,8	10,7	8,6	6,0
V	9,6	9,6	7,9	5,7
VI	11,7	10,0	6,7	5,0
L_{Σ}	10,7 (11,8)	10,1 (10,55)	7,73 (8,26)	5,57 (6,3)

ляющих по окружности (приведены в скобках для проводов $5 \times \text{АС—}300(400)$).

Как видно из табл. 2, значения индуктивности «плоских» фаз в режиме противофазы напряжений цепей меньше, чем в случае расположения составляющих в расщепленных фазах по окружности. Для лучшей равномерности распределения токов и полей можно менять шаг расщепления.

Можно показать, что значения рабочих емкостей для линии с «плоскими» фазами в режиме противофазы напряжений цепей выше, чем при круговом расположении составляющих. Следовательно, такая линия будет обладать большей пропускной способностью, чем линия с расположением проводов в расщепленной фазе по окружности.

Другим важным достоинством данной конструкции фазы является то, что при ее применении обеспечивается заметно больший диапазон изменения параметров — эквивалентной индуктивности, рабочей емкости, волнового сопротивления и зарядной мощности. Это положение иллюстрируется на примере анализа зависимости индуктивности фаз линии от угла сдвига систем токов цепей.

Как следует из данных табл. 2, отношение индуктивности при $\theta=0^\circ$ к значению ее при $\theta=180^\circ$ для варианта линии с «плоскими» фазами составляет 1,92, а для линии с расположением составляющих по окружности 1,77. Следовательно, регулировочный диапазон линии с «плоскими» фазами выше, чем в случае кругового расположения состав-

ляющих в фазах. Это может быть весьма успешно использовано при создании управляемых самокомпенсирующих линий электропередач, для которых очень важно наряду с большой пропускной способностью обеспечить и большой диапазон изменения параметров при регулировании фазового сдвига приложенных к цепям систем напряжений, с целью уменьшения потребной мощности добавочных регулируемых компенсирующих устройств и оптимизации режимов электропередачи.

Приведенные результаты свидетельствуют о целесообразности проведения исследований и разработок новых конструктивных решений линий электропередач с учетом конкретных условий их работы, с целью достижения максимально возможного технического и технико-экономического эффекта.

Выводы. 1. Применение новых конструкций линий электропередач, в которых предусмотрено сближение фаз при одновременном установлении углового сдвига систем напряжений цепей, позволяет в значительной мере расширить технические возможности электропередач переменного тока.

2. Нетрадиционные расположения расщепленных фаз, способствуют дальнейшему улучшению параметров линий электропередачи, что благоприятствует улучшению их технико-экономических показателей.

3. Проведение исследований и разработок новых конструкций линий электропередачи целесообразно особенно с учетом перспективы создания мощной единой энергосистемы с большими потоками мощности и соответствующим регулированием режимов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Астахов Ю. Н. Дальние линии электропередачи, компенсирование кабель-проводом — НДВШ. Энергетика, 1958, № 1.
2. Александров Г. Н. Сверхвысокие напряжения. — М.: Энергия, 1973.
3. Barthold L. O. Round table on the transmission of electricity into the beginning of the 21 st century. — Electra, 1978, № 61.
4. А. с. 566288 (СССР). Электропередача переменного тока / В. М. Постолатий, В. А. Веников, Ю. Н. Астахов и др. Оpubл. в Б. И., 1977, № 27.
5. Основные принципы создания и технические характеристики управляемых самокомпенсирующих линий электропередач / Ю. Н. Астахов, В. А. Веников, В. М. Постолатий, Г. В. Чалый. Электричество, 1977, № 12.
6. А. с. 670994 (СССР). Воздушная линия электропередачи / В. А. Веников, Ю. Н. Астахов, В. М. Постолатий и др. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 24.30.6.
7. Постолатий В. М., Радченко Н. П. Индуктивность многоцепных линий электропередачи. — Изв. АН МССР. Серия физико-технических и математических наук, 1979, № 1.

[01.12.80]



УДК [621.316.1:621.316.761.2].001.24

Структура компенсации реактивных нагрузок в проектируемой промышленной электросети

КОВАЛЕВ И. Н., канд. техн. наук, СИДЕЛЬНИКОВ В. И., инж.

Ростов-на-Дону

Основным принципом организации решения проблемы компенсации реактивных нагрузок (КРН) в энергосистеме на современном этапе является системный подход, характеризующийся следующими положениями.

Электрическая сеть энергосистемы в целом рассматривается как совокупность естественных подсистем, образующих три основных уровня иерархии: питающая подсистема (сети напряжением, как правило, свыше 110 кВ); распределительные подси-

стемы напряжением 35 кВ и ниже (промышленные сети, сельскохозяйственные тяговые, городские и др.); низковольтные сети распределительных подсистем.

Минимизируемая глобальная целевая функция — приведенные затраты — декомпозируется по уровням сетевой иерархии.

Последовательность проведения расчетов КРН по уровням сетевой иерархии — сверху вниз, от системных источников реактивной мощности к распределительным сетям, а в самих распределительных сетях — от центра их питания (нагрузочных узлов питающей подсистемы) к низковольтным сетям.

Обязательный учет при расчете КРН в питающей сети обобщенных показателей и параметров распределительных сетей, позволяющий приближенно рассчитать эффект ΔZ последующей компенсации в последних.

Расчет КРН в питающей сети ставит своей целью оптимальное размещение реактивной мощности имеющихся системных ее источников (генераторы электростанций, синхронные компенсаторы, зарядная мощность ВЛ) между отдельными распределительными подсистемами. Здесь и в дальнейшем термин «оптимальное» подразумевает решение, отвечающее минимальным приведенным затратам на зависимые от компенсации сетевые элементы и режимные факторы (схема и параметры сети, потери мощности и электроэнергии). В частном случае, когда в силу дискретности сечений линий и мощностей трансформаторов сеть в результате КРН не удастся удешевить, минимизируются только потери. Важность такого расчетного этапа на первом уровне сетевой иерархии заключается в определении для каждой распределительной подсистемы входной реактивной мощности Q_3 , т. е. той мощности, которую экономически оправдано передавать из питающей подсистемы. Суммарная мощность компенсирующих устройств (КУ) распределительной подсистемы

$$Q_k = Q + \Delta Q - Q_3 = Q_p - Q_3, \quad (1)$$

где Q и ΔQ — суммарная максимальная реактивная нагрузка распределительной сети и соответствующие потери, зависимые в свою очередь от величины Q_k ; Q_p — расчетная нагрузка.

Поскольку мощности КУ (1) в дальнейшем распределяются оптимальным образом в самой распределительной сети с дополнительным снижением ΔZ приведенных затрат на ее сооружение, эта величина должна быть заранее определена и соответствующим образом учтена при определении величины Q_3 в питающей сети. Практически, однако, удается учитывать лишь ту часть ΔZ , которая отвечает снижению потерь, в связи с чем величина Q_3 для некоторых распределительных сетей оказывается несколько завышенной. Скорректировать Q_3 можно лишь при проектировании самих этих сетей, если выясняется возможность окупаемости дополнительных КУ по сравнению с (1) в результате упрощения их схемы и уменьшения сечений линий и мощностей трансформаторов.

Расчет КРН в распределительной сети сводится к определению оптимальных мощностей и размеще-

ния КУ (высоковольтные и низковольтные шунтовые конденсаторные батареи — ВКБ и НКБ, нагрузка синхронных двигателей (СД) по реактивной мощности) в соответствии с балансовым условием (1):

$$q_{в.к} + 1q_{н.к} + 1q = Q + \Delta Q(q_{в.к}, q_{н.к}, q) - Q_3, \quad (2)$$

где $q_{н.к}$ и q — столбцовые матрицы мощностей НКБ и СД; $q_{в.к}$ — мощность ВКБ; 1 — единичная матрица строка.

В промышленной распределительной сети ВКБ устанавливаются, как правило, в центрах питания (шины 6—10 кВ ГПП), а НКБ оптимальным образом распределяются между цеховыми трансформаторными подстанциями 6—10/0,4 кВ при условном допущении их установки на шинах 0,4 кВ подстанций. Строго говоря, данное размещение зависит от последующего действительного размещения НКБ в цеховой сети 0,4 кВ. Практика проектирования систем промышленного электроснабжения, однако, вынуждает отказаться от такого учета — сети 0,4 кВ проектируются гораздо позже систем внешнего электроснабжения; кроме того, низковольтные нагрузки прогнозируются с большой степенью неопределенности, и в этой ситуации размещение НКБ в цеховой сети следует вести на возможно более поздней стадии проектирования.

В настоящей статье обосновывается алгоритм расчета КРН для промышленной распределительной сети, учитывающий требования новых директивных документов по рассматриваемой проблеме [Л. 1].

Математическая модель задачи. Оптимальное решение вопросов КРН в промышленной сети представляет собой задачу нелинейного математического программирования: минимизировать неоднородную целевую функцию (приведенные затраты)

$$Z = (A_{в.к}q_{в.к} + B)e + A_{н.к}1q_{н.к} + \beta T(p_{в.к}q_{в.к} + p_{н.к}1q_{н.к}) + \beta T(d_1q^2 + d_2q) + \beta \Delta W(q_{н.к}, q) + K(q_{н.к})e \quad (3)$$

при балансовом условии (2) и условии неотрицательности искоемых переменных.

Здесь $A_{в.к}$, $A_{н.к}$ и β — удельные стоимости конденсаторов ВКБ, НКБ и потерь электроэнергии; B — капиталовложения, определяемые числом ВКБ (стоимости вводных ячеек с выключателями, строительной части и др.); d_1 и d_2 — строчные матрицы коэффициентов квадратных полиномов, аппроксимирующих потери активной мощности в СД от их загрузки по реактивной мощности; e — суммарный коэффициент ежегодных отчислений; $K(q_{н.к})$ — капиталовложения в распределительную сеть (цеховые трансформаторные подстанции, питающие их линии с выключателями), в общем случае зависящие от степени компенсации реактивных нагрузок на низком напряжении; T — время работы условно нерегулируемых компенсаторов; $\Delta W(q_{н.к}, q)$ — годовые потери электроэнергии в распределительной сети, зависящие от искоемых мощностей НКБ и СД; $p_{в.к}$ и $p_{н.к}$ — удельные потери активной мощности в ВКБ и НКБ.

Учитывая определенные сложности в практической реализации надлежащего учета распределительной

тельных сетей при решении вопросов КРН в питающей сети, отсутствие соответствующих унифицированных программ расчета на ЦВМ и реализованной организационной структуры участия отдельных ведомств в решении рассматриваемой проблемы в настоящее время и, видимо, в ближайшем будущем задаваемая величина Q_0 будет определяться приближенными методами типа [Л. 2]. В этой ситуации представляет интерес рассмотрение сформулированной задачи в более широкой постановке — не при фиксированном балансовом условии (2), а при вариации во всем возможном диапазоне $0 \leq Q_K \leq Q$ балансовой величины Q_K . Ее решением при этом является диаграмма структуры компенсации, составленная из оптимальных режимов $q_j = \psi_j(Q_K)$ каждого источника реактивной мощности и, экономическая характеристика компенсации

$$\tilde{Z} = Z_{\min} = f(Q_K) \quad (4)$$

конкретной распределительной сети (рис. 1,а). Такое обобщенное решение вопроса создает ясную картину меняющейся структуры компенсации при различных потребностях питающей подсистемы в реактивной мощности; кроме того, по характеристике $\tilde{Z}$ и ее отдельным составляющим $\tilde{Z}_f$ удается оценить экономическую соразмерность отдельных вариантов компенсации и при проектировании, в условиях ориентировочного задания величины Q_0 , принять наиболее рациональное решение. Ясная графическая интерпретация особенно необходима в рассматриваемом случае неоднородной целевой функции (2), при двух кусочно-постоянных составляющих (первое и пятое слагаемое), обуславливающих точки ее разрыва со значительными скачками. Данная специфика задачи создает большие трудности для интуитивного ориентирования проектантов среди множества возможных вариантов компенсации. По этой причине в описываемом ниже алгоритме расчета использованы методы, позволяющие преодолеть математические сложности. Решение указанных вопросов следует рассматривать как логическое развитие ранних исследований в направлении построения экономических характеристик компенсации вида (4) [Л. 3—6].

Другим преимуществом описанного подхода является простота учета потерь реактивной мощности ΔQ в балансовом условии (2). При его фиксированном значении возникают известные матема-

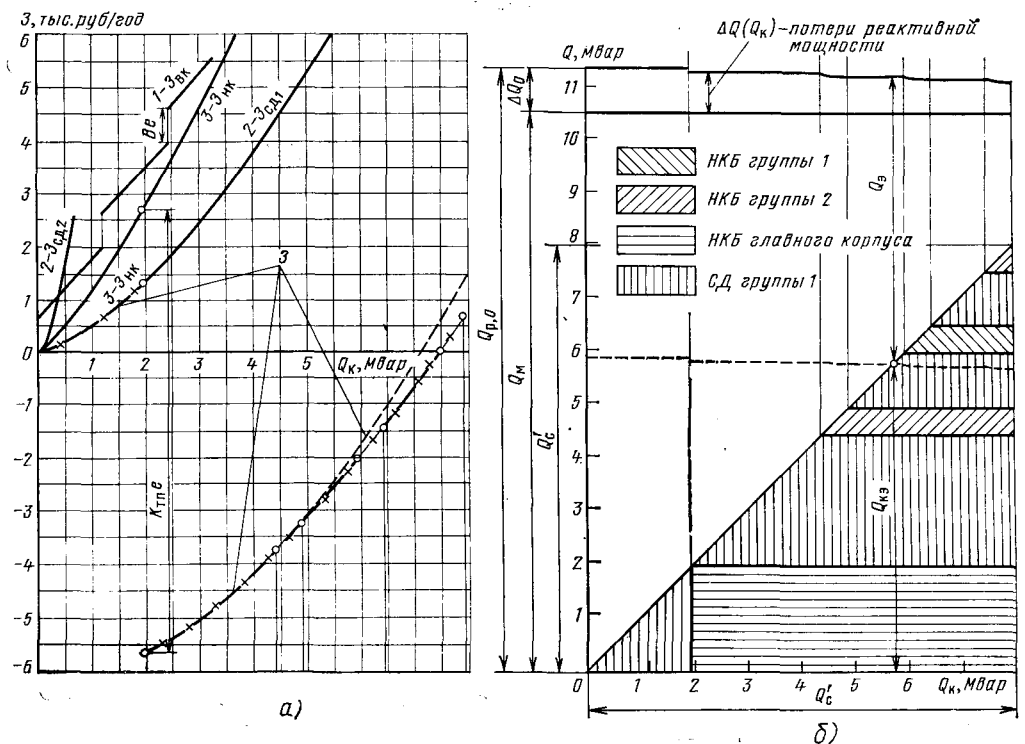


Рис. 1.

тические сложности, преодолеваемые либо включением балансового условия в общую систему решаемых уравнений, либо проведением дополнительного итерационного цикла¹. Теперь же вопрос решается просто: при размещении в распределительной сети каждой порции ΔQ_K мощности компенсирующих устройств рассчитываются соответствующие потери ΔQ (рис. 1,б), что в конечном счете позволяет построить кривую $\Delta Q(Q_K)$, каждая точка которой отвечает некоторой оптимальной размещенной суммарной мощности Q_K . При известном заданном энергосистемой значении Q_0 из графика рис. 1,б тотчас же определяются и соответствующие значения суммарных мощностей $Q_{K.0}$.

В [Л. 3] обоснован путь учета распределительных подсистем при расчетах КРН в питающей сети с помощью аналогичных (4) экономических характеристик. По результатам настоящих разработок открывается перспектива учета в этих характеристиках и возможных точек разрыва со скачками, что позволяет в величины ΔZ включать также составляющие, связанные с уменьшением капиталовложений на распределительную сеть.

Методологические принципы расчета и исходные положения. В качестве исходного материала для расчета служит принципиальная схема внешнего электроснабжения предприятия до шин 0,4 кВ трансформаторной подстанции: конфигурация и параметры сети, предварительно рассчитанные для натуральных полных нагрузок потребителей либо

¹ Учет потерь реактивной мощности в расчетах КРН, влияющий в общем случае на распределение КУ, не требует введения понятия стоимости потерь реактивной мощности [Л. 1], лишенного какого-либо физического смысла. Стоимость же определенной компенсации этих потерь учитывается в приведенных затратах составляющей капиталовложений в КУ.

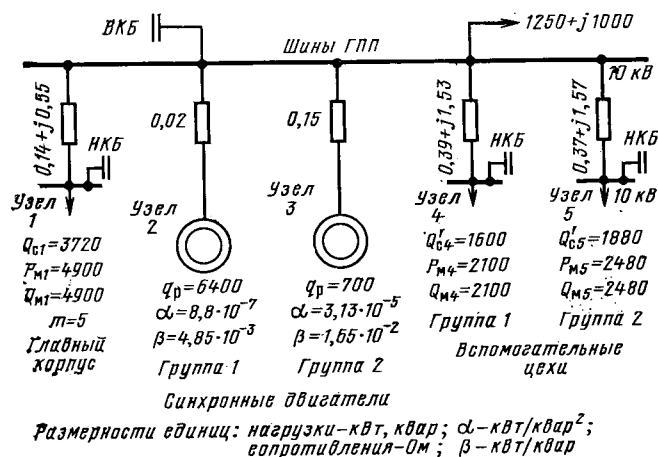


Рис. 3.

$$\begin{aligned}
 & + \beta T \sum_{j=1}^S (d_{1j} q_j^2 + d_{2j} q_j) + \frac{\beta T}{u^2} \sum_{j=1}^L (Q_j - q_{н.к.})^2 R_{эj} + \\
 & + \frac{\beta T}{u^2} \sum_{j=1}^g (Q_j - q_{н.к.})^2 R_{эj} (q_{н.к.}) + \\
 & + e \sum_{j=1}^g K_{т.п} (q_{н.к.}); \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$q_{н.к.} + \sum_{j=1}^{g+l} q_{н.к.} + \sum_{j=1}^S q_j = \text{var}, \quad (6)$$

где d_{1j} и d_{2j} — эквивалентные коэффициенты потерь групп СД, расположенных в j -м луче расчетной схемы (могут быть рассчитаны согласно [Л. 2]).

В шестом слагаемом выражении (5) учтено, что эквивалентные сопротивления $R_{эj}$ зависят от степени компенсации на низком напряжении, поскольку в этих лучах схемы возможно уменьшение числа трансформаторных подстанций.

На рис. 1,а показано изменение отдельных составляющих приведенных затрат по каждому лучу схемы рис. 3 в отдельности (включая и работу ВКБ в центре питания) в предположении, что балансовое условие выполняется каждым j -м компенсатором, в отдельности в пределах располагаемой им реактивной мощности. Имеем следующие разновидности характеристик j -х приведенных затрат: $Z_{в.к.}$ — приведенные затраты на установку ВКБ — линейная зависимость с равномерно распределенными точками разрыва и одинаковыми по величине и по знаку скачками; $Z_{с.д.}$ — стоимость годовых потерь электроэнергии в СД и питающих их фидерах — параболическая кривая; $Z_{н.к.}$ — приведенные затраты, связанные с установкой НКБ в главном корпусе (здесь учтена возможность сокращения числа трансформаторных подстанций) — параболическая кривая с возрастающими интервалами между точками разрыва, но одинаковыми по величине и по знаку скачками в них; $Z'_{н.к.}$ — приведенные затраты на установку НКБ во второй группе потребителей вспомогательных цехов (приведенные за-

траты по их первой группе на рис. 1,а не показаны).

Расчет мощностей компенсирующих устройств на обоих этапах алгоритма ведется при номинальном напряжении; при построении же экономической характеристики (4) учитываются действительные среднегодовые уровни напряжения в узлах многолучевой схемы, рассчитанные исходя из заданного напряжения u_0 в центре питания. Такой подход основан на результатах исследований [Л. 3 и 5].

В качестве расчетных реактивных нагрузок по каждой трансформаторной подстанции служит синтетизированная величина.

$$Q'_c = \frac{t_\phi Q_M + 8760 Q_c}{t_\phi + 8760}, \quad (7)$$

здесь $t_\phi = \alpha/\beta$, где α и β — удельные стоимости потерь мощности (в максимальном режиме работы энергосистемы) и электроэнергии [Л. 9]. Обоснование величины (7), равно как и отказ от использования в расчетах времени максимальных потерь τ , дано в [Л. 10 и 11]. Здесь следует подчеркнуть лишь тот факт, что расчетная нагрузка вида (7) позволяет учитывать эффект компенсации не только от экономии годовых потерь электроэнергии, но и от снижения потерь активной мощности в максимальном режиме работы энергосистемы, хотя в явном виде последний фактор и не фигурирует в целевых функциях (3) и (5).

Математические методы алгоритма. Поскольку задача нелинейного программирования (3) и (2) решается для монотонно возрастающей суммы значений искоемых переменных, наиболее естественно использовать здесь идею Хаутеккера для поиска минимума квадратичной функции многих переменных [Л. 12]. Сущность такого подхода применительно к сепарабельному виду целевой функции (5), обусловленному радиальным характером расчетной схемы сети, в следующем. Величина максимальной степени компенсации $Q_K = Q$ квантуется на N интервалов величиной ΔQ каждый. Для каждого j -го источника реактивной мощности ($j=1, \dots, M$) и для каждого h -го интервала квантования ($h=1, \dots, N$) и рассчитывается прирост приведенных затрат

$$\sigma_{jh} = \frac{\Delta Z_{jh}}{\Delta Q}, \quad (8)$$

что образует прямоугольную матрицу величин (8) размерностью $M \times N$. В случае отсутствия разрывов в кривых вида рис. 1,а построение оптимального решения было бы тривиальным: на первом шаге загружается реактивной мощностью источник с наименьшей величиной σ_1 , на втором шаге — источник с наименьшей величиной σ_2 и т. д. Решение, принимаемое при этом на каждом шаге, явилось бы конечным, не зависимым ни от предыдущего и ни от последующего поведения траектории Z ; структура компенсации складывалась бы при этом из последовательного участия некоторых (или всех) источников реактивной мощности, начиная с самого экономичного.

Однако наличие точек разрыва в целевой функции (5) не позволяет ограничиться только рассмо-

тренным простейшим вычислительным процессом: данной математической модели свойственны черты задач динамического программирования, когда решение, оптимальное для некоторого шага, может потребовать пересмотра решений предыдущих шагов расчета. Рассмотрим суть графо-аналитических методов, позволяющих наглядным образом учесть динамические особенности задачи, вызванные возможным скачкообразным изменением величин капиталовложений в (5) по мере роста балансовой величины Q_K [Л. 13 и 14].

Первый метод [Л. 14] позволяет учитывать линейно-кусочный характер зависимости $Z_{в.к}$ при ее комбинировании с любой из имеющихся кривых параболического типа (кривые 1 и 3 рис. 1,а). На каждой из них заранее определенным образом рассчитываются критические точки Q_K , являющиеся границами использования только СД или только НКБ в зоне $0 \leq Q_K \leq \bar{Q}_K$. При переходе балансовой величины Q_K через эти точки ($Q_K > \bar{Q}_K$) в компенсации начинают принимать участие и ВКБ.

Второй метод [Л. 13] используется для сравнения экономических преимуществ от сокращения числа трансформаторных подстанций на единицу, допустим в j -м луче расчетной схемы (при размещении здесь соответствующей мощности Q_{K1} НКБ), с другими вариантами генерирования реактивной мощности Q_{Ki} . Приведенные затраты при указанном сокращении определяются выражением

$$Z_1 = A_{не} Q_{K1} - \beta \Delta W(Q_{K1}) - K_{т.п.е}, \quad (9)$$

где $\beta \Delta W(Q_{K1})$ — снижение годовых потерь электроэнергии в j -м луче расчетной схемы при установке здесь НКБ мощностью Q_{K1} ; $K_{т.п.}$ — капиталовложения, определяемые установкой одной трансформаторной подстанции.

Предположим, что без учета устранения одной трансформаторной подстанции при балансовом условии $Q_K = Q_{K1}$ оказалось целесообразным использовать иной вариант компенсации с приведенными затратами Z'_1 . Ясно, что устранение подстанции целесообразно в случае

$$Z_1 < Z'_1. \quad (10)$$

Отсюда следует, что для учета этого вида разрывности целевой функции (5) необходимо рассчитывать: мощности НКБ Q_{Ki} , устраняющие i подстанции ($i=1, \dots, n$); соответствующие приведенные затраты Z_i . Необходимые формулы получены в [Л. 13] и используются в программе расчета.

Характеристика программы и пример расчета. По описанным методическим принципам и алгоритмам составлена программа расчета на ЦВМ. Программа построена по модульному принципу. Время расчета рассматриваемой в статье схемы (рис. 2) равно 3 мин.

В качестве исходных данных в программу вводятся: информация о параметрах, конфигурации и нагрузках сети; технико-экономические показатели СД, ВКБ, НКБ; стоимость электроэнергетики и стоимость потерь активной мощности в максимальном режиме работы энергосистемы; стоимостные показатели устраняемого в процессе компенсации электрооборудования; номера линий питающих подстанций и СД, объединенных в отдельные группы (при последующем эквивалентировании соответствующих подсетей сети образуются отдельные лучи расчетной схемы).

Очевидно, что уменьшение шага ΔQ квантования величины Q уточняет решение, но при этом растет время счета и объем необходимой оперативной памяти. Расчет ряда конкретных схем показал, что целесообразное значение $N \approx 20-30$,

откуда $\Delta Q = Q/N$; при этом большим значениям Q отвечают большие значения N . В сочетании с укрупнением потребителей в процессе эквивалентирования распределительной сети на первом этапе расчета такой шаг квантования обеспечивает рациональное сочетание точности решения и времени счета. Некоторое загромождение решения проявляется в ленточной аппроксимации структуры компенсации (рис. 1,б).

На рис. 1 в качестве примера показаны: а — построение экономической характеристики (4) — показана крестиками — и формирующих ее составляющих $Z_{в.к}$; б — структура компенсации. Данные зависимости рассчитаны применительно к расчетной схеме сети рис. 3 при следующих технико-экономических показателях (дополнительно к данным рис. 1): $b = 0,0088$ руб/кВт·ч, $a = 25$ руб/кВт·год, $e = 0,22$, $A_{в.к} = 5$ руб/квар, $B = 3000$ руб (на одну ВКБ мощностью 1200 квар), $A_{н.к} = 10$ руб/квар, $K_{т.п.} = 38\,000$ руб. Балансовая величина Q_K варьируется в пределах $0 \leq Q_K \leq Q'_c$.

Пунктирным отрезком кривой на рис. 1,а показан для примера неоптимальный вариант использования СД первой группы, исключающий установку НКБ у 1-й и 2-й группы потребителей (рис. 1,б).

Внешняя система электроснабжения рассматриваемого промышленного предприятия (рис. 2) характеризуется наличием главного корпуса (содержит 5 трансформаторных подстанций 2×1000 кВ·А) и мощной группы СД — 4×3200 кВт. Соотношения между среднегодовыми значениями нагрузок отдельных рабочих смен принято как 1:0,8:0,25. Среднегодовая реактивная нагрузка предприятия $Q_c = 7160$ квар; расчетная среднегодовая, полученная по формуле (7), $Q'_c = 7960$ квар, максимальная $Q_m = 10\,480$ квар (рис. 1,б). Оптимальная структура компенсации характеризуется установкой НКБ в главном корпусе, позволяющих уменьшить число подстанций на одну, установкой НКБ в группах прочих потребителей и значительным использованием реактивной мощности СД первой группы.

Здесь уместно отметить еще одно преимущество принятого методологического подхода. Для предприятий со значительным числом территориально сконцентрированных подстанций (главный корпус, основные технологические цехи) установка НКБ позволяет значительно снизить капиталовложения на сооружение распределительных сетей; в ряде случаев эта экономия превосходит капиталовложения на конденсаторы (зоны отрицательного значения $\tilde{Z}$ на рис. 1,а). В итоге их установка окупается даже без учета снижения потерь в питающей сети энергосистемы. Это позволяет в отрыве от последней задавать верхний предел $[Q_c]$ входной реактивной мощности, определяемый структурой только распределительной сети [Л. 13]. Расчет КРН при монотонно возрастающей балансовой величине (1), обнаруживая все локальные минимумы приведенных затрат для такой сети, сразу же выявляет значение $[Q_c]$.

Вслед за первым этапом расчета проводится второй, в процессе которого рассчитываются мощности Q_{K0} НКБ на каждую подстанцию. Последующее их размещение в низковольтной цеховой сети может проводиться с использованием расчетной методики [Л. 9].

Выводы. 1. Наиболее эффективный путь надежной оценки структуры компенсации реактивных нагрузок распределительной электросети при проектировании — построение этой структуры при монотонно возрастающей балансовой величине Q_K .

2. Основными принципами предложенной методики расчета КРН в промышленной электросети являются: многолучевое эквивалентирование сети внешнего электроснабжения; проведение расчетов в два этапа; учет постоянных составляющих приведенных затрат в целевой функции; отказ от использования в расчетах времени максимальных потерь t .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Инструкция по компенсации реактивной мощности в сетях потребителей электроэнергии. — Промышленная энергетика, 1980, № 11.
2. Методика определения оптимального значения реактивной мощности, передаваемой в сеть потребителя. — М.: Изд. Минэнерго СССР, 1976.
3. Глазунов А. А., Гремяков А. А., Строев В. А. Техничко-экономическое эквивалентирование электрических сетей в задачах компенсации реактивной мощности. — Электричество, 1979, № 9.

4. Молодцов В. С. Методы расчета и анализа оптимальной компенсации реактивных нагрузок в сложной электрической сети: Дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Новочеркасск, 1975. В над-заг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Новочеркасский политехнический ин-т.
5. Гремяков А. А., Строев В. А. Определение мощности и размещение конденсаторных батарей и распределительных электрических сетей с учетом режима напряжений. — Электричество, 1976, № 12.
6. Основы построения промышленных электрических сетей/ Г. М. Каялов, А. Э. Каждан, И. Н. Ковалев, Э. Г. Куренный. — М.: Энергия, 1978.
7. Приклонский Е. Н. Размещение конденсаторных установок в распределительных сетях потребителя. — Промышленная энергетика, 1980, № 5.
8. Ковалев И. Н., Татевосян Г. М., Сидельников В. И. Эквивалентирование промышленных электросетей при расчетах потерь мощности. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1979, № 9.

9. Указания по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях. — М.: Энергия, 1974.
10. Ковалев И. Н., Сидельников В. И. Учет формы годовых графиков реактивных нагрузок при выборе мощностей компенсирующих устройств. — Энергетик, 1981, № 4.
11. Ковалев И. Н. Об использовании времени максимальных потерь τ в расчетах компенсации реактивных нагрузок. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1981, № 5.
12. Хедли Дж. Нелинейное и динамическое программирование. — М.: Мир, 1967.
13. Ковалев И. Н., Сидельников В. И. Уменьшение числа цеховых подстанций при проектировании распределительных сетей. — Промышленная энергетика, 1980, № 5.
14. Сидельников В. И. Сравнение источников реактивной мощности с разрывными экономическими характеристиками. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1981, № 7.

[10.11.80]

УДК 621.313.323.013.8.001.24

Расчет оптимального режима работы синхронного двигателя

ПЕРШИН Ю. С., ПЕРШИНА Л. М.

Москва

В настоящее время синхронные двигатели благодаря ряду положительных свойств получили широкое применение в различных областях народного хозяйства, главным образом, в качестве приводных двигателей насосов, компрессоров и вентиляторов. Если доля реактивной энергии, вырабатываемой двигателями, соизмерима с реактивной энергией, потребляемой другими электроприемниками в сети, то изменение режима работы синхронных двигателей существенно влияет на многие технико-экономические показатели сети. Основные из них: распределение потоков реактивной энергии, коэффициент мощности питающих линий и значение напряжения на отдельных участках сети.

Пользуясь свойством синхронных двигателей оказывать влияние на качество электроэнергии, можно, выбирая тот или иной критерий оценки работы двигателя, оптимизировать режим его работы. При данной нагрузке двигателя на валу оптимизация заключается в определении и установлении нужного режима работы по возбуждению.

Поскольку вырабатываемая реактивная энергия двигателя находится в строгой зависимости от потребляемой активной энергии, напряжения сети и тока возбуждения, то вопрос расчета оптимального режима работы двигателя в настоящее время представляет собой трудную задачу, в связи с чем в литературе отсутствуют простые методы расчета режима работы двигателей с учетом изменения значения напряжения питающей линии. В данной работе предлагаются конечные формулы, связывающие между собой значения напряжения сети, тока возбуждения, активной и реактивной мощности синхронного двигателя, позволяющие производить расчет оптимального режима его работы.

Авторами была получена формула, позволяющая определять ток возбуждения двигателя в зависимости от требуемых значений активной и реактивной мощности без учета изменения напряжения сети¹:

¹ Першин Ю. С., Першина Л. М. Расчет тока возбуждения и потерь в синхронных машинах в зависимости от характера нагрузки. — Электричество, 1978, № 3.

$$i_b^2 = i_0^2 (1 + \alpha x_d \sin \varphi_n)^2 + \left(\frac{I_a}{I_{a,n}} \right)^2 i_{b,a,n}^2 \quad (1)$$

где

$$i_{b,a,n}^2 = i_{b,n}^2 - i_0^2 (1 + x_d \sin \varphi_n)^2;$$

i_b — ток возбуждения синхронного двигателя, $i_{b,n}$ — его номинальное значение; i_0 — ток возбуждения холостого хода двигателя при напряжении на обмотке статора, равном его номинальному значению; $x_d = X_d \frac{I_n}{U_{ф,n}}$, отн. ед.; I_n — номинальный ток

статора; $U_{ф,n}$ — номинальное напряжение на обмотке; X_d — реактивное сопротивление ротора по продольной оси, его ненасыщенное значение, Ом; φ_n — угол сдвига фаз между токами и напряжениями на статорной обмотке в номинальном режиме работы; I_a — активная составляющая тока, потребляемого двигателем из сети, $I_{a,n}$ — ее номинальное значение; $\alpha = \frac{Q_{с.д.}}{Q_n}$; $Q_{с.д.}$ — реактивная мощность синхронного двигателя, Q_n — ее номинальное значение.

В упомянутой статье показано, как определяют ток возбуждения в зависимости от загрузки двигателя активной и реактивной мощностями, располагаемая реактивная мощность, потери энергии на компенсацию реактивной мощности, а также U-образные характеристики с учетом насыщения магнитной цепи двигателя и явнополюсности ротора при номинальном напряжении на его статорной обмотке.

Далее выводится формула, по которой можно определить все указанные величины при напряжении сети, отличном от номинального значения, также с учетом нелинейности и явнополюсности ротора.

Обозначим через $i_{b,к}$ ток возбуждения синхронного двигателя, работающего в режиме фазокомпенсатора; для определения его значения достаточно в выражении (1) принять $I_a = 0$:

$$i_{b,к} = i_0 (1 + \alpha x_d \sin \varphi_n) = i_0 \left(1 + \frac{I_{Q,д.}}{Q_n} x_d \sin \varphi_n \right).$$

Поскольку

$$\frac{x_d \sin \varphi_H}{Q_H} = \text{const},$$

то $i_{в.к} = f(Q_{с.д})$ представляет собой уравнение прямой линии (рис. 1, прямая 1).

Обозначая через $i_{в.а}$ второе слагаемое уравнения (1), получаем

$$i_{в.а} = \frac{I_a}{I_{а.н}} i_{в.а.н}.$$

Следовательно,

$$i_{в.к}^2 = i_{в.к}^2 + i_{в.а}^2. \quad (2)$$

Определим влияние напряжения сети на оба этих слагаемых отдельно. На рис. 1 Q_0 — реактивная мощность, потребляемая из сети невозбужденным синхронным двигателем при $U = U_H$. Поскольку эта мощность пропорциональна квадрату напряжения, то можно составить соотношение:

$$\frac{Q_{0U}}{Q_0} = \left(\frac{U}{U_H} \right)^2 = \gamma^2 \quad (3)$$

где Q_{0U} — указанная выше мощность, но при любом напряжении U .

Для явно- и неявнополюсных синхронных машин введена единая нормальная характеристика холостого хода. В диапазоне от $-0,15 U_H$ до $+0,15 U_H$ она с точностью до 2% описывается уравнением

$$E^2 = k i_{в.к}$$

или в относительных единицах

$$E_*^2 = i_{в.к*},$$

где

$$E_* = \frac{E}{U_H}, \quad i_{в.к*} = \frac{i_{в.к}}{i_0}.$$

Следовательно,

$$\left(\frac{E}{U_H} \right)^2 = \frac{i_{в.к}}{i_0};$$

так как при холостом ходе $E = U$, то

$$\frac{i_{0U}}{i_0} = \left(\frac{U}{U_H} \right)^2 = \gamma^2. \quad (4)$$

В этом выражении i_{0U} — ток возбуждения холостого хода при э. д. с. двигателя равна напряжению сети, отличному от номинального значения.

Сравнивая выражение (3) и (4), видим, что и значение Q_{0U} , и значение i_{0U} пропорциональны квадрату напряжения, следовательно, прямые $i_{в.к} = f(Q_{с.д})$ при любом напряжении в указанных выше пределах параллельны друг другу (рис. 1), что дает нам право записать:

$$i_{в.к} = i_{0U} + \frac{i_{0U}}{Q_{с.д}} Q_{с.д} = i_{0U} + \frac{i_0}{Q_0} Q_{с.д};$$

так как $I_0 = \frac{I_H}{x_d}$, то

$$\frac{i_{0U}}{Q_{0U}} = \frac{i_0}{Q_0} = \frac{i_0}{3 I_0 U_{ф.н}} = \frac{i_0 x_d}{3 I_H U_{ф.н}} = \frac{i_0 x_d \sin \varphi_H}{Q_H}.$$

С учетом (4)

$$i_{в.к} = i_0 \gamma^2 + \frac{i_0 x_d \sin \varphi_H}{Q_H} Q_{с.д} = i_0 (\gamma^2 + \alpha x_d \sin \varphi_H). \quad (5)$$

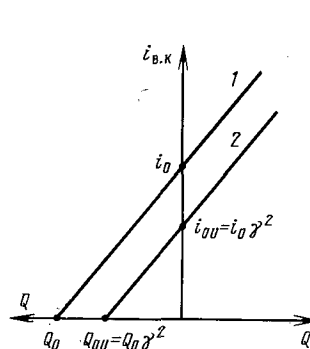


Рис. 1.

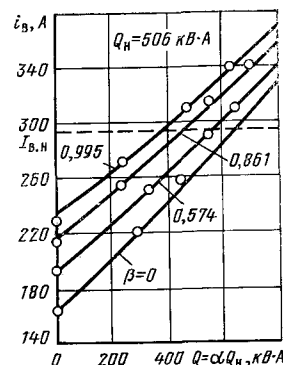


Рис. 2.

Рассмотрим влияние напряжения сети на второе слагаемое выражения (2):

$$i_{в.а} = \frac{I_a}{I_{а.н}} i_{в.а.н}.$$

Так как мощность на валу двигателя при изменении напряжения сети не изменяется, то с изменением напряжения должна изменяться обратно пропорциональная ему активная составляющая тока двигателя, ибо при $\eta \approx \text{const}$ будет постоянна и активная мощность, потребляемая двигателем из сети:

$$P = \sqrt{3} I_a U = \text{const}.$$

Из очевидного соотношения

$$\frac{P}{P_H} = \frac{\sqrt{3} I_a U}{\sqrt{3} I_{а.н} U_H}$$

получим

$$\frac{I_a}{I_{а.н}} = \frac{P}{P_H} \frac{U_H}{U} = \frac{\beta}{\gamma},$$

где

$$\beta = \frac{P}{P_H}.$$

Следовательно,

$$i_{в.а} = \frac{\beta}{\lambda} i_{в.а.н}. \quad (6)$$

Подставляя выражения (5) и (6) в (2), окончательно получим

$$i_{в.к}^2 = i_0^2 (\gamma^2 + \alpha x_d \sin \varphi_H)^2 + \frac{\beta}{\gamma^2} i_{в.а.н}^2. \quad (7)$$

По этому уравнению были рассчитаны зависимости $i_{в.к} = f(Q_{с.д})$ для различных значений β для многих типов синхронных двигателей (явно- и неявнополюсных). Результаты расчетов проверялись или по опытным данным заводов-изготовителей или непосредственно в условиях эксплуатации. На рис. 2 представлены расчетные кривые двигателя СТД-1000-2 при $U = 1,1 U_H$ (точками обозначены опытные данные). Как видно, результаты расчетов хорошо совпадают с экспериментальными данными. Аналогичное совпадение рассчитанных и опытных данных было и у остальных двигателей.

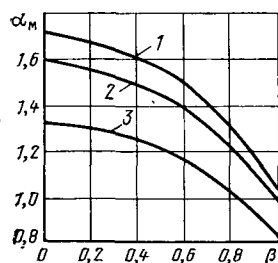


Рис. 3.

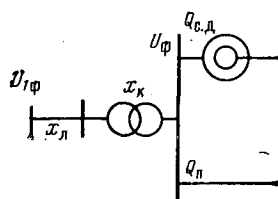


Рис. 4.

При $i_b = i_{b.n}$ двигатель отдает в сеть наибольшую реактивную мощность Q_m . Эта мощность легко находится из уравнения (7), решенного относительно α :

$$\alpha_m = \frac{Q_m}{Q_n} = \frac{V \gamma^2 i_{b.n}^2 - \beta^2 i_{b.a.n}^2 - i_0 \gamma^3}{i_0 \gamma x_d \sin \varphi_n}. \quad (8)$$

На рис. 3 представлена зависимость располагаемой реактивной мощности Q_m от загрузки двигателя СТМ-4000-2 для разных значений U : 1— $U = 0,95 U_n$; 2— $U = U_n$; 3— $U = 1,1 U_n$.

По выражению (7) можно построить U-образные характеристики синхронного двигателя при различных значениях напряжения сети, для чего произведем некоторые преобразования:

$$\alpha = \frac{Q_{c.d}}{Q_n} = \frac{V \sqrt{3} U I_p}{V \sqrt{3} U_n I_n \sin \varphi_n} = \gamma \frac{I_p}{I_n} \frac{1}{\sin \varphi_n}; \quad (9)$$

$$\beta = \frac{P}{P_n} = \frac{V \sqrt{3} U I_a}{V \sqrt{3} U_n I_n \cos \varphi_n} = \gamma \frac{I_a}{I_n} \frac{1}{\cos \varphi_n}; \quad (10)$$

$$I_p = \sqrt{I^2 - I_a^2}. \quad (11)$$

Подставляя в выражение (7) значение α и β из (9) и (10), получим

$$i_b^2 = i_0^2 \left[\gamma^2 \pm \gamma x_d \sqrt{\left(\frac{I}{I_n} \right)^2 - \left(\frac{\beta}{\gamma} \cos \varphi_n \right)^2} \right]^2 + \frac{\beta}{\gamma^2} i_{b.a.n}^2. \quad (12)$$

Как видим для данной загрузки двигателя по активной мощности ($\beta = \text{const}$) для каждого значения I имеются два значения i_b и только тогда, когда $IU = P$ (т. е. нет реактивной составляющей тока), будет одно значение тока возбуждения двигателя.

Для проверки выражения (12) была снята экспериментальная зависимость $i_b(I)$ для двигателя СТМ-1500-2Б привода насоса. В процессе эксперимента напряжение на обмотке статора изменялось от 6,24 кВ до 6,49 кВ. По формуле (12) для этого же двигателя был выполнен расчет зависимости $i_{b.расч}(I)$ для тех же значений напряжений. Результаты расчета:

U , В	6240	6330	6400	6430	6490
I , А	157	108	102	120	159
i_b , А	93,4	120	173	216	267
$i_{b.расч}$, А	99	124	178	221	281

Исходное уравнение (7) позволяет аналитически определить угол выбега ротора θ с учетом значения напряжения на обмотках статора и насыще-

ния магнитной цепи машины. Согласно упомянутой статье (см. сноску)

$$\tg \theta = \frac{i_{b.a}}{i_{b.k}}$$

или

$$\theta = \arctg \frac{\beta i_{b.a.n}}{\gamma i_0 (\gamma^2 + \alpha x_a \sin \varphi_n)}.$$

Поскольку выражение (7) устанавливает связь между током возбуждения, напряжением питающей двигатель линии и нагрузкой его активной и реактивной мощностями, то можно определить влияние тока возбуждения двигателя на напряжение сети. Степень влияния тока возбуждения двигателя будет зависеть от доли реактивной энергии, вырабатываемой двигателем по сравнению с реактивной энергией всех других потребителей.

Потеря напряжения в питающей линии и в трансформаторе с достаточной точностью определяется по формуле:

$$\Delta U_\phi = U_{i\phi} U_\phi \frac{R_{lr} + Q_{lx}}{3U_\phi}, \quad (13)$$

где P_{lr} , Q_{lx} — активная и реактивная мощности трехфазной линии; r , x — активное и реактивное сопротивление питающей линии и трансформатора.

Учитывая, что у трансформаторов и воздушных линий электропередачи $r \ll x$, выражение (13) можно представить в виде:

$$\Delta U_\phi = U_{i\phi} - U_\phi = \frac{Q_{lx}}{3U_\phi}, \quad (14)$$

где $U_{i\phi}$ — напряжение, которое можно считать неизменным при изменении величины Q_{lx} . (В частности это может быть приведенное ко вторичной цепи трансформатора первичное напряжение или напряжение в начале линии питающей трансформатор, также приведенные к его вторичной цепи).

Для типовой схемы питания синхронного двигателя (рис. 4) потеря напряжения

$$\Delta U_\phi = U_{i\phi} - U_\phi = \frac{Q_n (x_l + x_k) - Q_{c.d} (x_l - x_k)}{3U_\phi},$$

где Q_n — реактивная (индуктивная) мощность всех подключений к трансформатору потребителей энергии; $Q_{c.d}$ — реактивная (емкостная) мощность перевозбужденного синхронного двигателя; x_l — приведенное к напряжению двигателя индуктивное сопротивление линии, питающей трансформатор; x_k — индуктивное сопротивление схемы замещения трансформатора, приведенное к напряжению двигателя.

Обозначая $x = x_l + x_k$, получим:

$$\Delta U_\phi = U_{i\phi} - U_\phi = \frac{x (Q_n - Q_{c.d})}{3U_\phi}. \quad (15)$$

Согласно (7)

$$Q_{c.d} = \frac{Q_n}{x_d \sin \varphi_n} \sqrt{\frac{i_b^2 - \left(\beta \frac{U_{\phi.n}}{U_\phi} \right)^2 i_{b.a.n}^2}{i_0^2}} - \frac{Q_n}{x_d \sin \varphi_n} \left(\frac{U_\phi}{U_{\phi.n}} \right)^2. \quad (16)$$

Подставляя выражение (16) в (15) получим

$$i_{\text{в}}^2 = i_0^2 \left(U_{\text{ф}}^2 + \frac{Q_{\text{п}} x}{3} \left(\frac{U_{\text{ф}}}{U_{\text{ф.р}}} \right)^2 + \frac{Q_{\text{н}} x}{3 x_d \sin \varphi_{\text{н}}} \left(\frac{U_{\text{ф}}}{U_{\text{ф.н}}} \right)^2 - U_{1\text{ф}} U_{\text{ф}} \right)^2 + \left(\frac{3 x_d \sin \varphi_{\text{н}}}{Q_{\text{н}} x} \right)^2 + \beta^2 \left(\frac{U_{\text{ф.н}}}{U_{\text{ф}}} \right)^2 i_{\text{в.а.н}}^2 \quad (17)$$

Здесь x в омах, x_d — в относительных единицах, $U_{\text{ф.р}}$ — напряжение, при котором определено $Q_{\text{п}}$.

Выражение (17) дает возможность определить необходимое значение тока возбуждения синхронного двигателя $i_{\text{в}}$ для того, чтобы напряжение сети было равно заданному значению $U_{\text{ф}}$. Для определения этого значения тока, как видно из формулы, надо знать расчетное значение $U_{1\text{ф}}$ — напряжение, которое не изменяется при изменении режима работы синхронного двигателя. Оно определяется по выражению (15), в частности, по реальному напряжению на статорной обмотке двигателя $U_{\text{ф}}$ при $Q_{\text{с.д}}=0$:

$$U_{1\text{ф}} = \frac{Q_{\text{п}} x}{3 U_{\text{ф}}} + U_{\text{ф}} \quad (18)$$

Зная $U_{1\text{ф}}$ и подставляя в выражение (17) необходимое новое значение $U_{\text{ф}}$, находим нужный ток возбуждения для получения этого значения напряжения.

Покажем процедуру расчета на конкретном примере работы синхронного двигателя, установленного на одной из насосных станций поддержания пластового давления, получающей электроэнергию по линии указанной на схеме рис. 4.

Двигатель СТМ-1500-2Б получает энергию от трансформатора по кабельной линии. По данным проведенных замеров: $Q_{\text{п}}=2300$ квар. Напряжение линии при $Q_{\text{с.д}}=0$, $U_{\text{ф.р}}=6360$ В.

Расчетные данные двигателя: $Q_{\text{н}}=760$ квар; $U_{\text{ф.н}}=6000$ В; $i_{\text{в.н}}=237$ А; $i_0=110$ А, $x_d=1,54$ отн. ед. $\sin \varphi_{\text{н}}=0,436$; $i_{\text{в.а.н}}=150$ А, $\beta=0,7$.

По расчету $x_{\text{н}}=1,8$ Ом, $x_d=0,3$ Ом, следовательно $x=2,1$ Ом. Определим $U_{1\text{ф}}$ при напряжении на двигателе $U_{\text{ф}}=6360$ В:

$$U_{1\text{ф}} = \frac{Q_{\text{п}} x}{3 U_{\text{ф}}} + U_{\text{ф}} = \frac{2,3 \cdot 10^6 \cdot 2,1}{3 \cdot 6360} + 6360 = 6613 \text{ В.}$$

Найдем $i_{\text{в}}$ при $U=6480$ В. Согласно (17)

$$i_{\text{в}}^2 = 110^2 \left[6480^2 + \frac{2,3 \cdot 2,1 \cdot 10^6}{3} \left(\frac{6480}{6360} \right)^2 + \frac{0,76 \cdot 10^6 \cdot 2,1}{3 \cdot 1,54 \cdot 0,436} \left(\frac{6480}{6000} \right)^2 - 6613 \cdot 6480 \right]^2 \times \left(\frac{1,45 \cdot 0,436 \cdot 4}{0,76 \cdot 10^6 \cdot 2,1} \right)^2 + 0,7^2 \left(\frac{6000}{6480} \right)^2 \cdot 150^2 = 62500 \text{ А}^2.$$

$$i_{\text{в}} = 250 \text{ А.}$$

Аналогичный расчет при $U=6290$ В дает значение $i_{\text{в}}=113$ А. Ниже приведены экспериментальные и рассчитанные по (17) данные $U=f(i_{\text{в}})$; как видно, отличие расчетных дан-

ных от экспериментальных значений напряжений не превышает 0,3%.

U , В	6290	6360	6400	6480
$i_{\text{в}}$, А	106,5	152	173	246
$i_{\text{в.расч.}}$, А	113	158	181	258

При проведении эксперимента напряжение сети на насосной станции, как уже упоминалось было 6360 В. Однако в некоторые периоды это напряжение уменьшается до 5900 В. В этом случае необходимо установить такой режим по возбуждению, чтобы напряжение в сети увеличилось бы до номинального значения. Выражение (17) позволяет аналитически определить этот требуемый режим.

Проводим расчет по приведенным ранее данным. Считая, что $U_{1\text{ф}}$ не изменялось, а уменьшение напряжения в линии произошло от увеличения реактивной мощности потребителей $Q_{\text{п}}$, найдем новое значение $Q_{\text{п}}$. Из (13)

$$Q_{\text{п}} = \frac{3(U_{1\text{ф}} - U_{\text{ф}})}{x} = \frac{3(6613 - 5900)}{2,1} = 6 \cdot 10^6 \text{ вар.}$$

Тогда ток возбуждения:

$$i_{\text{в}}^2 = 110^2 \left[6000^2 + \frac{6 \cdot 10^6 \cdot 2,1}{3} \left(\frac{6000}{5900} \right)^2 + \frac{0,76 \cdot 10^6 \cdot 2,1}{3 \cdot 1,54 \cdot 0,436} - 6613 \cdot 6000 \right]^2 \times \left(\frac{1,54 \cdot 0,436 \cdot 3}{0,76 \cdot 10^6 \cdot 2,1} \right)^2 + 0,7^2 \cdot 150^2 = 72100 \text{ А}^2,$$

$$i_{\text{в}} = 276 \text{ А} > i_{\text{в.н}} = 237 \text{ А.}$$

Как видно, в этом случае надо установить ток возбуждения двигателя больше номинального, что не может быть осуществлено практически. Рассмотрим случай, когда одновременно работают два синхронных двигателя в одинаковом режиме:

$$i_{\text{в}}^2 = 110^2 \left[6000^2 + \frac{6 \cdot 10^6 \cdot 2,1}{3} \left(\frac{6000}{5900} \right)^2 + 2 \frac{0,76 \cdot 10^6 \cdot 2,1}{3 \cdot 1,54 \cdot 0,436} - 6613 \cdot 6000 \right]^2 \times \left(\frac{1,54 \cdot 0,436 \cdot 3}{2 \cdot 0,76 \cdot 10^6 \cdot 2,1} \right)^2 + 0,7^2 \cdot 150^2 = 42900 \text{ А}^2,$$

$$i_{\text{в}} = 188 \text{ А} < i_{\text{в.н}} = 237 \text{ А.}$$

Следовательно два двигателя СТМ-1500-2Б, работая с током возбуждения, меньшим номинального, увеличивают напряжение от 5900 В до номинального значения, а работы с номинальным током, смогут как показывают расчеты, увеличить напряжение от 5800 В до номинального.

Приведенные примеры показывают, что по формуле (17) можно аналитически определить степень улучшения качества электрической энергии при помощи установления требуемого режима по возбуждению синхронного двигателя.

Расчеты, выполненные по выражениям (7), (8), (12) и (17), дают достаточную точность по установлению оптимальных режимов работы синхронного двигателя с учетом изменения напряжения сети.

[06.08.80]

О динамике САР скорости следящего электропривода с упругим звеном с распределенными параметрами

РАССУДОВ Л. Н., МЯДЗЕЛЬ В. Н., кандидаты техн. наук

Ленинградский электротехнический институт

В большой группе станков и механизмов энергия от электродвигателя к объекту управления передается через протяженные цепные, канатные или винтовые передачи, которые представляют собой звенья с явно выраженными распределенными параметрами (р. п.). В ряде случаев упругость кинематических передач с р. п. может оказывать существенное влияние на характер переходных процессов, а при неблагоприятных соотношениях параметров возможно нарушение устойчивости системы.

Динамика объектов с р. п. как звеньев системы автоматического регулирования обычно исследуется с учетом волновых процессов в передаче [Л. 1 и 2] либо при помощи аппроксимации этих звеньев объектами с сосредоточенными параметрами [Л. 3—5 и др.]. Такая аппроксимация позволяет свести дифференциальные уравнения движения в частных производных к системе обычных дифференциальных уравнений, а в задачах статики — свести дифференциальные уравнения равновесия к алгебраическим. В исследованиях по аппроксимации звена с р. п. число сосредоточенных масс колеблется от одной — двух [Л. 3 и 4] до 10—20 [Л. 5]. Слишком большое их число приводит к неоправданному усложнению расчетной модели и значительному повышению порядка дифференциального уравнения системы в целом. В большинстве публикаций, посвященных аппроксимации длинных кинематических передач, не приводится четких критериев такой замены, не используется и не развиваются принципы подчиненного управления и не формулируются обобщенные рекомендации по рациональному соотношению параметров в подобных системах.

В данной статье определяются условия применимости настроек регуляторов двухмассовых систем с упругими связями в электроприводах с р. п., предлагаются практические рекомендации по выбору параметров подобных систем, определяются возможности эффективной аппроксимации систем с р. п. двухмассовыми системами. Это позволит применить настройки регуляторов, разработанные для двухмассовых упругих систем в системах с р. п., и обеспечить предельное быстродействие подобных электроприводов с тиристорными преобразователями и подчиненными контурами.

Расчетная электромеханическая схема. Уравнения движения системы. Расчетная электромеханическая схема автоматизированного тиристорного электропривода при наличии упругого звена с распределенными параметрами представлена на рис. 1. Она содержит тиристорный преобразователь ТП, двигатель Д, упругий элемент Ц с равномерно распределенными массой и жесткостью, редуктор i , жесткую механическую передачу П, преобразующую вращательное движение вала двигателя в поступательное движение объекта управления, обладающего массой m_2 . Подобная расчетная схема для системы Г—Д приведена в [Л. 2].

Система линеаризованных уравнений, характеризующих движение тиристорного электропривода с учетом распределенности параметров кинематического звена, имеет вид:

$$\Delta E_{ТП} = r \Delta I_1 + L \frac{d \Delta I_1}{dt} + c_e \Delta \omega_1;$$

$$\Delta I_1 = \frac{J_1}{c_m} \frac{d \Delta \omega_1}{dt} + \Delta I_2;$$

$$\Delta I_2 = \frac{R}{c_m i} \Delta F(l, t);$$

$$\frac{d \Delta u(l, t)}{dt} = \frac{R}{i} \Delta \omega_1;$$

$$\Delta v(l, t) = \frac{d \Delta u(l, t)}{dt};$$

$$\frac{\partial \Delta F(x, t)}{\partial x} = -\rho s \frac{\partial \Delta v(x, t)}{\partial t};$$

$$\frac{\partial \Delta v(x, t)}{\partial x} = -\frac{1}{Es} \frac{\partial \Delta F(x, t)}{\partial t};$$

$$\Delta F(x, t)|_{x=l} = -\Delta F(l, t);$$

$$\Delta F(x, t)|_{x=0} = -m_2 \frac{\partial^2 \Delta u(x, t)}{\partial t^2} \Big|_{x=0},$$

(1)

где $E_{ТП}$ — напряжение тиристорного преобразователя; r, L, ω_1, J_1 — сопротивление и индуктивность цепи якоря, угловая скорость и момент инерции двигателя соответственно; c_e, c_m — постоянные двигателя; I_1 — ток, соответствующий движущему моменту; I_2 — ток статической нагрузки, определяемый радиусом передачи R , передаточным числом редуктора i и силой $F(l, t)$; $F(x, t), u(x, t)$ и $v(x, t)$ — усилие, смещение и скорость смещения упругого звена в сечении x ; s — площадь поперечного сечения упругого звена; E и ρ — модуль упругости и плотность материала звена с р. п.; l — длина звена с р. п.

Введем систему относительных единиц, приняв за базовые номинальные значения тока и скорости двигателя:

$$\left. \begin{aligned} E_{ТП} &= E^*_{ТП} c_e \omega_n, \quad I = I^* I_n, \quad \omega = \omega^* \omega_n, \quad x = x^* l, \\ v &= v^* c, \quad E = c^2 \rho, \quad t = T_{p.n} \tau, \quad u(x, t) = l u^*(x^*, \tau), \\ F(x, t) &= E s F^*(x^*, \tau), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где c — скорость распространения волны упругой деформации вдоль звена с р. п.; постоянная времени $T_{p.n} = l/c$ характеризует время прохождения волны упругой деформации от одного конца звена с р. п. до другого.

Запишем преобразованные по Лапласу уравнения (1) в относительных единицах с учетом обозначений (2):

$$\Delta I^*_1(p) \approx \frac{1/\rho_n}{T^*_{яp} + 1} [\Delta E^*_{ТП}(p) - \Delta \omega^*_1(p)];$$

$$\Delta \omega^*_1(p) = [\Delta I^*_1(p) - \Delta I^*_2(p)]/T^*_{м1p};$$

$$\Delta v^*(1, p) = \Delta \omega^*_1(p) R \omega_n / i c;$$

$$\Delta I^*_2(p) = \Delta F^*(1, p) R E s / i c_m I_n;$$

$$\frac{\partial \Delta F^*(x^*, p)}{\partial x^*} = -\rho \Delta v^*(x^*, p);$$

$$\frac{\partial \Delta v^*(x^*, p)}{\partial x^*} = -\rho \Delta F^*(x^*, p);$$

$$\Delta F^*(x^*, p)|_{x^*=1} = -F^*(1, p);$$

$$\Delta F^*(x^*, p)|_{x^*=0} = -\mu_2 p^2 \Delta u^*(x^*, p)|_{x^*=0},$$

(3)

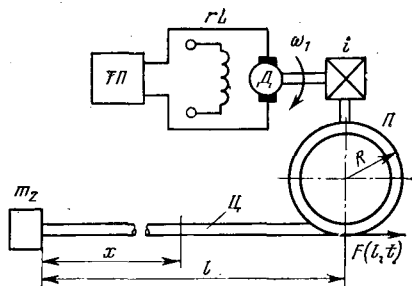


Рис. 1. Расчетная электромеханическая схема

где

$$\rho_{я} = \frac{r I_n}{c_e \omega_n}; \quad T_{*я} = \frac{L}{r} \frac{1}{T_{р.п}}; \quad T_{*м1} = \frac{\omega_n I_1}{c_m I_n} \frac{1}{T_{р.п}};$$

$$\mu_2 = \frac{m_2}{\rho I s};$$

μ_2 — отношение массы объекта управления к массе упругого звена с р. п.

Так как в дальнейшем будем пользоваться только системой относительных единиц (2), опустим (*) в обозначениях переменных. В связи с тем, что в инженерной практике расчетов систем автоматизированных электроприводов широко распространены частотные методы, исследование нашей системы проведем на основе рассмотрения ее передаточных функций и частотных характеристик.

Структурная схема системы автоматического регулирования скорости следящего электропривода с подчиненным токовым контуром при наличии упругого звена с р. п. приведена на рис. 2, а, где обозначено: $\Delta v(0, p)$ — приращение линейной скорости перемещения объекта управления m_2 ; $\Delta \omega_2(p)$ — приращение угловой скорости измерительного преобразователя обратной связи, жестко связанного с объектом управления m_2 . Передаточные функции системы при разомкнутой обратной связи контуров тока и скорости имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_1(p) / \Delta E_{TII}(p) &= T_{м1} p (\operatorname{ch} p + \mu_2 p \operatorname{sh} p) + \\ &+ (\operatorname{sh} p + \mu_2 p \operatorname{ch} p) / D; \\ \Delta \omega_1(p) / \Delta E_{TII}(p) &= (\operatorname{ch} p + \mu_2 p \operatorname{sh} p) / D; \\ \Delta \omega_2(p) / \Delta E_{TII}(p) &= 1 / D; \\ \Delta I_2(p) / \Delta E_{TII}(p) &= T_{м1} / \mu_1 (\operatorname{sh} p + \mu_2 p \operatorname{ch} p) D; \\ \Delta I_1(p) / \Delta M_{c1}(p) &= -(\operatorname{ch} p + \mu_2 p \operatorname{sh} p) / D; \\ \Delta \omega_1(p) / \Delta M_{c1}(p) &= -\mu_1 (\operatorname{ch} p + \mu_2 p \operatorname{sh} p) / T_{м1} (\operatorname{sh} p + \\ &+ \mu_2 p \operatorname{ch} p); \\ D &= (T_{я} T_{м} p^2 + T_{м} p + 1) (\operatorname{ch} p + \mu_2 p \operatorname{sh} p) + \\ &+ (T_{я} p + 1) T_{м} (\operatorname{sh} p + \mu_2 p \operatorname{ch} p) / \mu_1, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $T_{м} = T_{м1} \rho_{я} = \frac{J_1 r}{c_e c_m} \frac{1}{T_{р.п}}$; $\mu_1 = m_1 / m_{р.п}$ — отношение приведенной массы двигателя и передачи к массе упругого кинематического звена с р. п.; $m_1 = J_1 i^2 / R^2$ — приведенная к при-

водному концу упругого звена с р. п. масса якоря и передачи I ; $m_{р.п}$ — масса упругого звена с р. п.; D — характеристическое уравнение системы.

Условия эквивалентности системы. Во время движения рассматриваемой системы непрерывно происходит обмен энергией между упругим звеном с р. п., двигателем и объектом управления. Собственные функции такой системы ни при каком выборе переменных не будут ортогональны в обычном смысле. Резонансные частоты в такой системе определяются из решения соответствующего трансцендентного уравнения и их значения будут меняться при изменении соотношения между массами двигателя, объекта управления и упругого кинематического звена с р. п. Непосредственный анализ динамических свойств такой системы и определение настройки регулятора представляются достаточно затруднительными из-за наличия в передаточных функциях квазиполиномов вида

$$Q(p, e^p) = \sum_{m,n} \kappa_{m,n} p^m e^{-pn}, \quad m > 0, \quad n > 0.$$

Поэтому найдем условия, при которых система с р. п. при неоднородных граничных условиях может быть сведена к эквивалентной двухмассовой системе. Для обеспечения идентичности переходных процессов системы с р. п. и двухмассовой упругой системы точность аппроксимации квазиполинома

$$Q(p, e^p) \text{ полиномом } R(p) = \sum_{i=0}^n a_i p^i \text{ должна быть большой}$$

в области существующих частот системы и может быть достаточно малой в зоне несущественных частот. Коэффициенты аппроксимирующих полиномов зависят от соотношения между параметрами системы автоматизированного электропривода с р. п. Такая аппроксимация позволит, в частности, определить параметры системы электропривода с р. п., переходные процессы которой будут аналогичны переходным процессам системы с сосредоточенными параметрами.

В связи с тем, что в теории электропривода достаточно полно рассмотрен анализ и синтез двухмассовой системы автоматизированного электропривода, исследовано влияние упругости на настройку регуляторов для систем подчиненного регулирования и определены параметры настройки регуляторов, найдем условия, при которых система с р. п. может быть сведена к унифицированной двухмассовой системе. Произведен анализ элементов структурной схемы системы автоматизированного электропривода с РП (рис. 2, б) с элементами унифицированной двухмассовой системы, рассмотренной [в Л. 6]. Передаточные функции при разомкнутой обратной

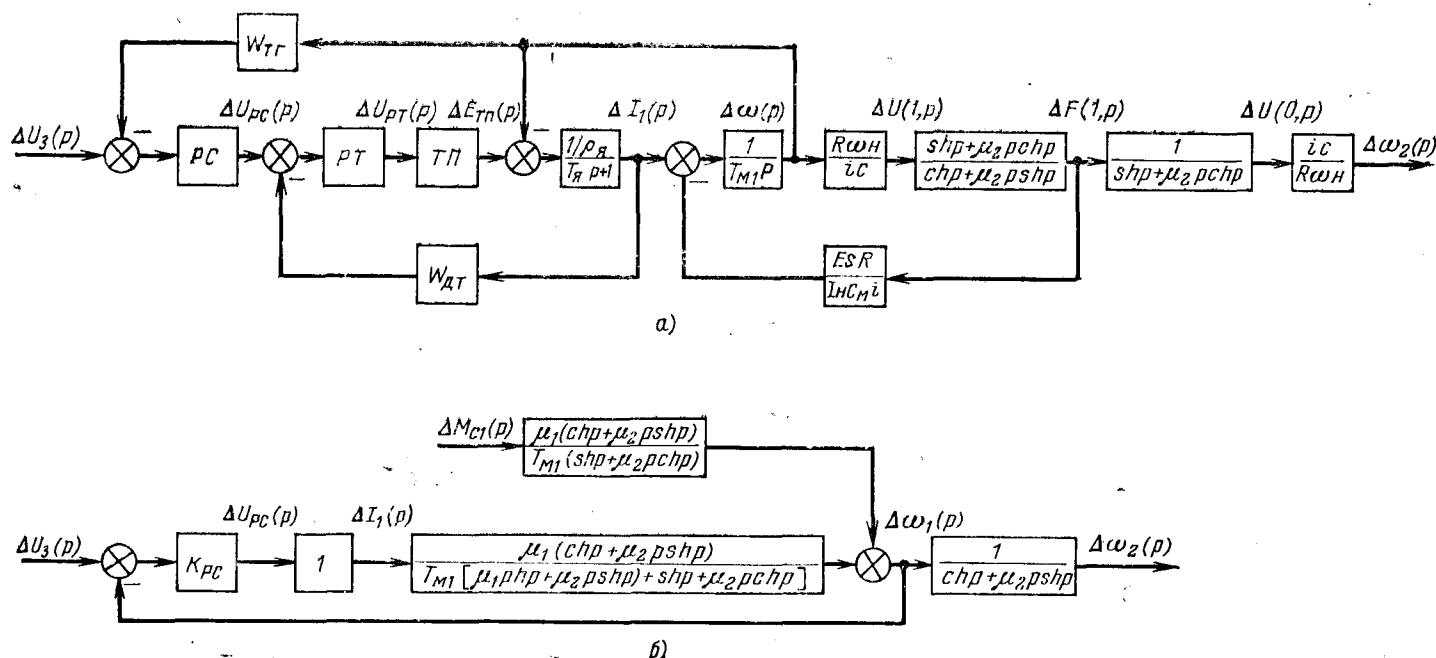


Рис. 2. Структурные схемы системы с распределенными параметрами.

а — исходная; б — преобразованная.

Переменные	Система с распределенными параметрами	Унифицированная двухмассовая система
$\frac{\Delta\omega_2(p)}{\Delta\omega_1(p)}$	$W_1(p)_{p.n} = \frac{1}{\text{ch } p + \mu_2 p \text{ sh } p}$ (5)	$W_1(p)_{c.n} = \frac{1}{\gamma T_y^2 + 1}$ (9)
$\frac{\Delta\omega_2(p)}{\Delta I_1(p)}$	$W_2(p)_{p.n} = \frac{\mu_1/T_{M1}}{\mu_1 p (\text{ch } p + \mu_2 p \text{ sh } p) + \text{sh } p + \mu_2 p \text{ ch } p}$ (6)	$W_2(p)_{c.n} = \frac{1}{T_{M\Sigma} p} \frac{1}{T_y^2 p^2 + 1}$ (10)
$\frac{\Delta\omega_1(p)}{\Delta I_1(p)}$	$W_3(p)_{p.n} = \frac{(\text{ch } p + \mu_2 p \text{ sh } p) \mu_1/T_{M1}}{\mu_1 p (\text{ch } p + \mu_2 p \text{ sh } p + \text{sh } p + \omega_2 p \text{ ch } p)}$ (7)	$W_3(p)_{c.n} = \frac{1}{T_{M\Sigma} p} \frac{\gamma T_y^2 p^2 + 1}{T_y^2 p^2 + 1}$ (11)
$\frac{\Delta\omega_1(p)}{\Delta M_{C1}(p)}$	$W_4(p)_{p.n} = -W_3(p)_{p.n}$ (8)	$W_4(p)_{c.n} = -W_3(p)_{c.n}$ (12)

связи по скорости, полученные на основании этих структурных схем, приведены в таблице.

Разложив выражение для передаточной функции $W_1^{-1}(p)_{p.n}$ в ряд Тейлора — Маклорена, рассмотрим только первые два члена ряда: приравняв их к соответствующей передаточной функции системы с сосредоточенными параметрами

$$W_1^{-1}(p)_{c.n}, \text{ получим первое условие эквивалентности систем:}$$

$$T_y^2 = (\mu_2 + 0,5) / \gamma, \quad \gamma = (\mu_1 + \mu_2 + 1) / \mu_1. \quad (13)$$

Это условие определяет постоянную времени упругого звена с сосредоточенными параметрами и обеспечивает близость частот первого резонансного всплеска логарифмической амплитудной частотной характеристики (ЛАЧХ) системы с р. п. и звена $W_1(p)_{c.n}$.

Учет диссипативных сил внутреннего трения в упругом звене с распределенными параметрами производится с помощью замены в передаточных функциях (5) — (12) оператора p на $p + \varepsilon$, где ε — коэффициент затухания. Для $W_1(p)_{c.n}$ имеем:

$$\bar{W}_1^{-1}(p)_{c.n} = \gamma T_y^2 p^2 + 1 |_{p \rightarrow p + \varepsilon} =$$

$$= \gamma T_y^2 + 2\gamma T_y^2 \varepsilon p + 1 + 2\gamma T_y^2 \varepsilon^2. \quad (14)$$

Соответствующее выражению (14) колебательное звено второго порядка имеет передаточную функцию вида

$$\bar{W}_1^{-1}(p)_{c.n} = \gamma T_y^2 p^2 + 2\sqrt{\gamma} T_y \xi p + 1, \quad (15)$$

где ξ — коэффициент демпфирования колебательного звена (здесь и далее черта указывает на то, что в передаточной функции учтено затухание).

Пренебрегая членом второго порядка малости $2\gamma T_y^2 \varepsilon^2$, приравняв между собой коэффициенты при p в (14) и (15), с учетом (13) получаем второе условие эквивалентности системы с р. п. и двухмассовой системы с сосредоточенными параметрами:

$$\xi = \varepsilon \sqrt{\mu_2 + 0,5}. \quad (16)$$

Это условие обеспечивает равенство максимальных амплитуд ЛАЧХ первого резонансного всплеска эквивалентного колебательного звена. С учетом допущений $\varepsilon^2 \approx 0$, $\text{sh } \varepsilon \approx \varepsilon$, $\text{ch } \varepsilon \approx 1$, справедливых при малом коэффициенте затухания,

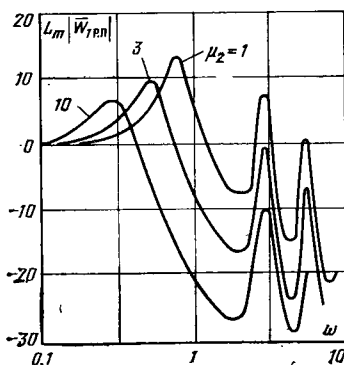


Рис. 3. Логарифмические амплитудные частотные характеристики звена $W_1(p)_{p.n}$ с распределенными параметрами при $\varepsilon = 0,1$.

$$W_1(p)_{p.n} = 1 / [(\text{sh } p + \varepsilon \text{ ch } p) \times (\text{ch } p + \mu_2 p \text{ sh } p)]$$

имеем

$$W_1(p)_{p.n} = 1 / [(\text{sh } p + \varepsilon \text{ ch } p) \mu_2 p + (\mu_2 + 1) \varepsilon \text{ sh } p + \text{ch } p]. \quad (17)$$

Амплитудные и фазовые частотные характеристики звена с р. п. получаем при замене в выражении (17) оператора p на $j\omega$ и учете соотношений между гиперболическими и тригонометрическими функциями с комплексным аргументом (рис. 3).

Из уравнения

$$W_1^{-1}(p)_{p.n} |_{p \rightarrow j\omega} = 0, \quad \omega \in (\pi, 2\pi)$$

определяется частота второго резонансного всплеска $\omega_{2p.n}$. Решая трансцендентные уравнения

$$|\bar{W}_1^{-1}(\varepsilon, \mu_2, \omega_{2p.n})| = 1,$$

находим область значений параметров μ_2 и ε , при которых максимум второго резонансного всплеска, а следовательно, и всех последующих для ЛАЧХ, построенных по выражению (17), лежит ниже оси абсцисс (рис. 3).

Таким образом, третье условие эквивалентности

$$|\bar{W}_1(\varepsilon, \mu_2, \omega_{2p.n})| < 1 \quad (18)$$

определяет зависимость $\mu_2 = f(\varepsilon)$; невыполнение этого условия ведет к появлению высокочастотных колебаний объекта управления.

Разложим знаменатель $W_2(p)_{p.n}$ (6) в ряд Тейлора — Маклорена и оставим в разложении члены при степени p не больше трех:

$$W_2^{-1}(p)_{p.n} \approx \frac{T_{M1} \mu_2}{\mu_1} p \times$$

$$\times \left[\frac{1}{\mu_2} p^2 (0,5\mu_1 + 0,5\mu_2 + \mu_1 \mu_2 + 1/6) + 1 \right]. \quad (19)$$

Для двухмассовой упругой системы соответствующая передаточная функция имеет вид (10). Сравнивая выражения (19) и (10) и учитывая первое условие эквивалентности (13) и условие $T_{M1} \mu_2 / \mu_1 = T_{M\Sigma}$, получаем четвертое условие:

$$\mu_1 > \frac{0,5\mu_2 + 1/6}{\mu_2 + 0,5}. \quad (20)$$

Это условие определяет значение отношения приведенной массы двигателя к массе упругого звена с р. п. для обеспечения идентичности переходных процессов контуров скорости эквивалентруемых систем. При наличии затухания

$$\bar{W}_2^{-1}(p)_{p.n} = \frac{T_{M1}}{\mu_1 \text{ sh } p} \{ p^2 \mu_1 \mu_2 \text{ sh}^2 p + p [\mu_1 \mu_2 2\varepsilon \text{ sh}^2 p +$$

$$+ (\mu_1 + \mu_2) \text{ ch } p \text{ sh } p - (\mu_1 + \mu_2) \varepsilon] +$$

$$+ (\mu_1 + \mu_2) \varepsilon \text{ ch } p \text{ sh } p + \text{sh}^2 p \}.$$

При выполнении условий эквивалентности систем ЛАЧХ для $W_2(\omega)_{p.n}$ и $W_2(\omega)_{c.n}$ совпадают в зоне существенных частот, а значений второго резонансного всплеска системы с р. п. лежит ниже оси абсцисс.

Условия эквивалентности (13), (16), (18) и (20), полученные на основании анализа передаточных функций (5), (6) и (9), (10), справедливы также и для аппроксимации остальных передаточных функций системы с р. п. — (7) и (8).

Цифровое моделирование САР скорости. Для подтверждения результатов эквивалентирования систем и выработки рекомендации по выбору параметров САР скорости следящего электропривода с учетом упругого звена с р. п., описываемого дифференциальным уравнением в частных производных гиперболического типа, исследуемая система моделировалась на ЭВМ. При единичной обратной связи по скорости и пропорциональном регуляторе скорости передаточные функции, характеризующие движение объекта управления и вала двигателя в системе с р. п., имеют вид:

$$\frac{\Delta\omega_2(p)_{p.p.}}{\Delta U_3(p)} = \frac{1}{G(p)}; \quad \frac{\Delta\omega_1(p)_{p.p.}}{\Delta U_3(p)} = \frac{ch p + \mu_2 p sh p}{G(p)}, \quad (21)$$

где

$$G(p) = \frac{T_{м1}}{k_{p.c} \mu_1} [\mu_1 \mu_2 p^2 sh p + (\mu_1 + \mu_2) p ch p + sh p] + ch p + \mu_2 p sh p.$$

Коэффициент передачи регулятора скорости $k_{p.c}$ вычисляется по формуле (6) статьи [Л. 6], предложенной для двухмассовых упругих систем:

$$k_{p.c} = T_{м\Sigma} q^{3/4} / T_{\gamma}, \quad q = 1/\gamma; \quad T_{м\Sigma} = T_{м1} \gamma.$$

Постоянная времени T_{γ} определяется из первого условия эквивалентности систем (13). Расчет переходных процессов, проведенный методом дополняющих изображений [Л. 7] на ЭВМ ЕС-1022, показал, что при выполнении условий эквивалентности реакции системы р. п. $\Delta\omega_1(t)$ и двухмассовой упругой системы $\Delta\omega_2(t)$ на ступенчатое управляющее воздействие $\Delta U_3(t) = 1(t)$ совершенно одинаковы. При уменьшении параметров μ_1 и μ_2 ниже пределов, определяемых условиями эквивалентности, колебательный характер переходных процессов в системе с р. п. более выражен, чем у соответствующей двухмассовой системы; на характер переходных процессов начинают влиять высшие собственные частоты упругого кинематического звена. Рассмотренные выше условия эквивалентно-

сти ориентированы на наихудший случай — максимальную длину кинематической передачи.

Отметим, что в ряде промышленных электроприводов в процессе работы длина кинематического звена с распределенными параметрами существенно изменяется, что в общем случае требует введения в систему адаптивных регуляторов.

Выводы. 1. Применение разработанных условий эквивалентности позволяет установить области значений параметров САР скорости следящего электропривода при наличии упругого звена с распределенными параметрами и, в частности, соотношения между массами двигателя, объекта управления и упругого звена μ_1 и μ_2 , при которых возможна эффективная аппроксимация исходной системы унифицированной двухмассовой.

2. Это дает возможность предложить практические рекомендации как по выбору параметров САР скорости при наличии звена с р. п., описываемого дифференциальным уравнением в частных производных гиперболического типа, для обеспечения заданных динамических характеристик, так и по применимости в таких электроприводах настроек регуляторов двухмассовых упругих систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кадымов Я. Б. Переходные процессы в системах с распределенными параметрами — М.: Наука, 1968. — 192 с.
2. Цехнович Л. И., Харлан Б. А. О динамике электропривода постоянного тока с массивной упругой связью. — Электричество, 1977, № 1, с. 43—48.
3. Терехов В. М. Учет упругости длинных канатов в динамике электропривода подъемников. — Электричество, 1966, И 11, с. 60—65.
4. Соколов М. М., Исаченко В. Х. Динамические характеристики электромашинных регуляторов подачи долота буровых установок с тиристорными преобразователями. — Электричество, 1972, № 6, с. 47—53.
5. Погарский А. А. Автоматизация процесса бурения глубоких скважин. — М.: Недра, 1972. — 216 с.
6. Динамика автоматизированного электропривода с упругой механической связью / Ключев В. И., Яковлев В. И., Теличко Л. Я. и др. — Электричество, 1973, № 3, с. 40—46.
7. Астрахан В. И. О численном обращении изображений при расчете электрических цепей с помощью преобразования Лапласа. — Электричество, 1972, № 12, с. 73—76.

[12.06.80]

УДК 62-83:621.313.323.018.782.3.001.24

Расчет переходных и установившихся процессов двухмашинного агрегата с каскадным пуском главного двигателя

ШУЛАКОВ Н. В., канд. техн. наук, ТРЕФИЛОВ В. А., инж.

Пермский политехнический институт

Тенденция увеличения единичной мощности синхронных двигателей, которая в настоящее время достигла 70 МВт для синхронных турбодвигателей и 400 МВт для обратимых генераторов — двигателей ГАЭС [Л. 1], требует принципиально нового подхода к решению проблемы их пуска, а именно, к созданию многофункционального пускового устройства. В [Л. 2 и 3] показано, что рациональным техническим решением является создание двухмашинных агрегатов (ДА) с каскадным пуском главного двигателя (ГД) и использованием разгонного асинхронного фазного двигателя в качестве вспомогательного синхронного двигателя (ВД). Использование ВД в рабочем режиме можно считать новым направлением в электромашиностроении и электроприводе.

Принципиальная электрическая схема ДА приведена на рис. 1. Каскадный пуск ДА можно условно разделить на три этапа:

разгон агрегата до подсинхронной частоты вращения или асинхронный пуск (МВ3 и МВ1 включены; МВ2, МВ4, К1 и К2 выключены);

синхронизация агрегата возбуждением ВД (включается К2) и перераспределение напряжений на двигателях (включается К1); коммутация двигателей (включается МВ2).

После окончания пуска разгонный двигатель переводится в режим синхронизированного рабочего двигателя (выключается МВ3, включается МВ4).

Как показано в [Л. 3 и 4], перераспределение напряжений на двигателях в завершающей стадии каскадного пуска ДА характеризуется своеобразным режимом с широким диапазоном изменения потоков взаимоиндукции, а следовательно, значительным изменением магнитного состояния машин. Магнитная цепь ГД при изменении напряжения на нем примерно от $0,1U_n$ до U_n переходит из ненасыщенного состояния в насыщенное, а магнитная цепь ВД наоборот — из насыщенного в ненасыщенное, так как напряжение на ВД изменяется от номинального значения до нуля.

Широкий диапазон изменения степени насыщения главного магнитного пути обуславливает су-

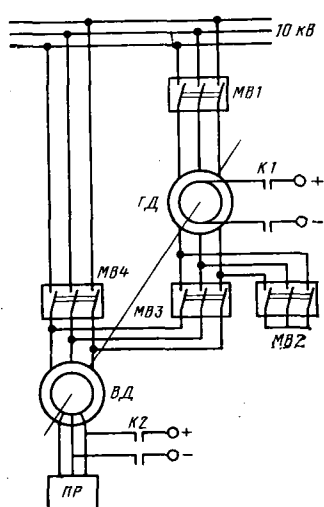


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема ДА.

шественное изменение соответствующих параметров машин, поэтому неучет этого явления приводит к значительным, а в ряде случаев недопустимым погрешностям.

Цель настоящей работы — разработка метода цифрового математического моделирования и исследование установившихся и переходных процессов в ДА с учетом насыщения неявнополюсных машин, а также определение степени влияния насыщения на результаты расчета различных режимов его работы. В статье исследованы процессы синхронизации электрохимического каскада, перераспределения напряжений на двигателях, динамической устойчивости, статические характеристики ДА электропривода доменного турбокомпрессора, состоящего из ГД STD-12500 мощностью 12,5 МВт и ВД ФАЗ-4000 мощностью 4 МВт. При математическом описании процессов ДА в основу анализа положены допущения и методика [Л. 4]. Насыщение учитывается только по пути главного магнитного потока машин.

Уравнение электрохимического каскада. Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы на первых двух этапах каскадного пуска, имеют вид (1), а на третьем этапе — вид (2):

$$\begin{aligned}
 & (x_{1A} + x_{1B} + x_{dB}^{\partial}) p i_d + (x_{MA}^{\partial} + x_{MB}^{\partial}) p i_q + \\
 & + x_{dB}^{\partial} p i_f + x_{dB}^{\partial} p i_D + x_{MB}^{\partial} p i_Q + x_{dA}^{\partial} p i_{drA} + \\
 & + x_{MA}^{\partial} p i_{qrA} = u_d + \omega (\psi_{dA} + \psi_{dB}) - (r_{1A} + r_{1B}) i_d; \\
 & (x_{MA}^{\partial} + x_{MB}^{\partial}) p i_d + (x_{1A} + x_{1B} + x_{qB}^{\partial}) p i_q + \\
 & + x_{MB}^{\partial} p i_f + x_{MB}^{\partial} p i_D + x_{qB}^{\partial} p i_Q + x_{MA}^{\partial} p i_{drA} + \\
 & + x_{qA}^{\partial} p i_{qrA} = u_q - \omega (\psi_{qA} + \psi_{qB}) - (r_{1A} + r_{1B}) i_q; \\
 & x_{dB}^{\partial} p i_d + x_{MB}^{\partial} p i_q + (x_{f} + x_{dB}^{\partial}) p i_f + x_{dB}^{\partial} p i_D + \\
 & + x_{MB}^{\partial} p i_Q = u_f - r_f i_f; \\
 & x_{dB}^{\partial} p i_d + x_{MB}^{\partial} p i_q + x_{dB}^{\partial} p i_f + (x_{dD} + x_{dB}^{\partial}) p i_D + \\
 & + x_{MB}^{\partial} p i_Q = -r_D i_D; \\
 & x_{MB}^{\partial} p i_D + x_{qB}^{\partial} p i_q + x_{MB}^{\partial} p i_f + x_{MB}^{\partial} p i_D + (x_{qQ} + \\
 & + x_{qB}^{\partial}) p i_Q = -r_Q i_Q; \\
 & x_{dA}^{\partial} p i_d + x_{MA}^{\partial} p i_q + (x_{2A} + x_{dA}^{\partial}) p i_{drA} + \\
 & + x_{MA}^{\partial} p i_{qrA} = u_{dr} - R_n i_{drA};
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{MA}^{\partial} p i_d + x_{qA}^{\partial} p i_q + x_{MA}^{\partial} p i_{drA} + (x_{2A} + x_{qA}^{\partial}) p i_{qrA} = \\
 & = u_{qr} - R_n i_{qrA};
 \end{aligned}$$

$$ps = \frac{1}{H_{\Sigma}} (M_c - \psi_{dA} i_q + \psi_{qA} i_d - \psi_{dB} i_q + \psi_{qB} i_d);$$

$$p\delta = s;$$

$$\psi_{dA} = x_{1A} i_d + x_{\tau A}^{\partial} i_{\mu dA}; \quad \psi_{qA} = x_{1A} i_q + x_{\tau A}^{\partial} i_{\mu qA};$$

$$\psi_{dB} = x_{1B} i_d + x_{\tau B}^{\partial} i_{\mu dB}; \quad \psi_{qB} = x_{1B} i_q + x_{\tau B}^{\partial} i_{\mu qB};$$

$$\begin{aligned}
 & (x_{1B} + x_{dB}^{\partial}) p i_{dB} + x_{MB}^{\partial} p i_{qB} + x_{dB}^{\partial} p i_f + x_{dB}^{\partial} p i_D + \\
 & + x_{MB}^{\partial} p i_Q = u_d + \omega \psi_{qB} - r_{1B} i_{dB};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{MB}^{\partial} p i_{dB} + (x_{1B} + x_{qB}^{\partial}) p i_{qB} + x_{MB}^{\partial} p i_f + x_{MB}^{\partial} p i_D + \\
 & + x_{qB}^{\partial} p i_Q = u_q - \omega \psi_{dB} - r_{1B} i_{qB};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{dB}^{\partial} p i_{dB} + x_{MB}^{\partial} p i_{qB} + (x_{\tau f} + x_{dB}^{\partial}) p i_f + x_{dB}^{\partial} p i_D + \\
 & + x_{MB}^{\partial} p i_Q = u_f - r_f i_f;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{dB}^{\partial} p i_{dB} + x_{MB}^{\partial} p i_{qB} + x_{dB}^{\partial} p i_f + (x_{dD} + x_{dB}^{\partial}) p i_D + \\
 & + x_{MB}^{\partial} p i_Q = -r_D i_D;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{MB}^{\partial} p i_{dB} + x_{qB}^{\partial} p i_{qB} + x_{MB}^{\partial} p i_f + x_{MB}^{\partial} p i_D + (x_{qQ} + \\
 & + x_{qB}^{\partial}) p i_Q = -r_Q i_Q;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{MB}^{\partial} p i_{dB} + x_{qB}^{\partial} p i_{qB} + x_{MB}^{\partial} p i_f + x_{MB}^{\partial} p i_D + (x_{qQ} + \\
 & + x_{qB}^{\partial}) p i_Q = -r_Q i_Q;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & (x_{1A} + x_{dA}^{\partial}) p i_{dA} + x_{MA}^{\partial} p i_{qA} + x_{dA}^{\partial} p i_{drA} + \\
 & + x_{MA}^{\partial} p i_{qrA} = \omega \psi_{qA} - r_{1A} i_{dA};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{MA}^{\partial} p i_{dA} + (x_{1A} + x_{qA}^{\partial}) p i_{qA} + x_{MA}^{\partial} p i_{drA} + \\
 & + x_{qA}^{\partial} p i_{qrA} = -\omega \psi_{dA} - r_{1A} i_{qA};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{dA}^{\partial} p i_{dA} + x_{MA}^{\partial} p i_{qA} + (x_{2A} + x_{dA}^{\partial}) p i_{drA} + \\
 & + x_{MA}^{\partial} p i_{qrA} = u_{dr} - r_{2A} i_{drA};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & x_{MA}^{\partial} p i_{dA} + x_{qA}^{\partial} p i_{qA} + x_{MA}^{\partial} p i_{drA} + (x_{2A} + \\
 & + x_{qA}^{\partial}) p i_{qrA} = u_{qr} - r_{2A} i_{qrA};
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & ps = \frac{1}{H_{\Sigma}} [M_c - (\psi_{dA} i_{qA} - \psi_{qA} i_{dA} + \psi_{dB} i_{qB} - \\
 & - \psi_{qB} i_{dB})]; \quad p\delta = s.
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

В уравнениях (1) и (2):

$$i_{\mu i} = \sqrt{i_{\mu di}^2 + i_{\mu qi}^2}, \quad i = A, B;$$

$$\psi_{\delta i} = f_i(i_{\mu i}); \quad x_{\tau i}^{\partial} = \frac{\psi_{\delta i}}{i_{\mu i}}; \quad x_{\rho i}^{\partial} = \frac{d\psi_{\delta i}}{di_{\mu i}};$$

$$x_{di}^{\partial} = x_{qi}^{\partial} \left(\frac{i_{\mu di}}{i_{\mu i}} \right)^2 + x_{\tau i}^{\partial} \left(\frac{i_{\mu qi}}{i_{\mu i}} \right)^2;$$

$$x_{qi}^{\partial} = x_{\rho i}^{\partial} \left(\frac{i_{\mu qi}}{i_{\mu i}} \right)^2 + x_{\tau i}^{\partial} \left(\frac{i_{\mu di}}{i_{\mu i}} \right)^2;$$

$$x_{mi}^d = (x_{pi}^d - x_{si}^d) \frac{i_{\mu di} i_{\mu qi}}{i^2 \mu i};$$

$$i_{\mu dA} = i_{dA} + i_{drA}; i_{\mu qA} = i_{qA} + i_{qrA};$$

$$i_{\mu dB} = i_{dB} + i_f + i_D; i_{\mu qB} = i_{qB} + i_Q;$$

A и B — индексы, относящиеся соответственно к ВД и ГД; $u_d = -U_1 \sin \theta$, $u_q = U_1 \cos \theta$ — составляющие напряжения сети по осям d и q ; $u_{rd} = U_r \cos \gamma$, $u_{rq} = U_r \sin \gamma$ — составляющие напряжения возбуждения ВД по осям d и q ; θ и γ — угол нагрузки и угол рассогласования роторов ГД и ВД; ψ_{di} — рабочее потокосцепление машины; $i_{\mu i}$, $i_{\mu di}$,

$i_{\mu qi}$ — намагничивающий ток машины и его составляющие по осям d и q ; x_{di}^d , x_{qi}^d , x_{mi}^d — динамические индуктивные сопротивления, соответствующие дифференциальным динамическим индуктивностям самоиндукции контуров двигателей по осям d и q , и взаимной индукции между взаимно перпендикулярными контурами машин; x_{1A} , x_{1B} , x_{2A} , x_{2B} , x_{2D} , x_{2Q} — индуктивные сопротивления, рассеяния обмоток статора ВД и ГД, ротора ВД, обмотки возбуждения и демпферных обмоток ГД.

Системы уравнений записаны в относительных единицах, причем за базовые приняты соответствующие величины ГД. Система (2) составлена с учетом того, что при коммутации двигателей статорные обмотки ВД замыкаются накоротко. При этом напряжение на нем равно нулю, а ГД оказывается включенным на полное напряжение сети. Таким образом, после коммутации двигателей ДА представляет собой электромеханический каскад из двух жестко связанных валом электрических машин, из которых главная работает в режиме синхронного двигателя, включенного на напряжение сети, а вспомогательная — в режиме синхронного генератора с замкнутой накоротко статорной обмоткой.

Исследование переходных процессов в электро-механическом каскаде. Переходные процессы каскадного пуска ДА рассчитывались по двум программам: сначала решались дифференциальные уравнения (1), затем — уравнения (2). Исходными данными для решения системы (2) явились величины, полученные в результате решения системы (1). Системы (1) и (2) решались методом Рунге—Кутты. Алгол-программы интегрирования уравнений реализованы на ЦВМ М-222.

На рис. 2 представлен расчет переходного процесса заключительной части каскадного пуска ДА для $M_c = 0,212$ о. е., $\gamma = 60^\circ$.

Сравнительный анализ результатов расчета процесса синхронизации электро-механического каскада при возбуждении ВД с учетом и без учета насыщения машин показал, что насыщение не оказывает существенного влияния на характер протекания процесса. Это объясняется тем, что при синхронизации агрегата возбуждением ВД напряжения на двигателях почти не изменяются по сравнению с асинхронным ходом, т. е. на ВД оно близко к номинальному, а на ГД составляет несколько процентов номинального. При таком соотношении на-

пряжений на двигателях оказывается насыщенной только магнитная цепь ВД. Однако, как показали расчеты, для данного типа ВД его рабочая точка при номинальном напряжении находится практически на линейной части характеристики намагничивания, и насыщенные параметры ВД в этом режиме мало отличаются от ненасыщенных.

Процесс перераспределения напряжений на двигателях в завершающей стадии каскадного пуска также иллюстрирует рис. 2. Следует заметить, что при расчете данного процесса значения токов возбуждения двигателей ($I_{BA} = 0,215$ о. е., $I_{BB} = 0,524$ о. е.) в обоих случаях выбраны одинаковыми и равными их оптимальным значениям, рассчитанным для данных M_c и γ без учета насыщения (рис. 5).

Как видно, кривые токов, потокосцеплений и моментов двигателей, рассчитанные с учетом насыщения, количественно отличаются от соответствующих величин, рассчитанных при постоянных параметрах машин. При этом напряжение на ГД увеличивается только лишь до $U_B = 0,842$ о. е., а не до $U_B = 1$ о. е., а напряжение на ВД уменьшается лишь до $U_A = 0,162$ о. е. а не до нуля. Коммутация двигателей при таком остаточном напряжении на ВД сопровождается бросками тока в сети до 1,8 о. е. и электромагнитного момента до 1,25 о. е. (рис. 2).

Исследования показали, что если значения оптимальных токов возбуждения двигателей выбрать по статическим характеристикам, рассчитанным с учетом насыщения, соответственно равным $I_{BA} = 0,224$ о. е., $I_{BB} = 0,71$ о. е. (рис. 5), то напряже-

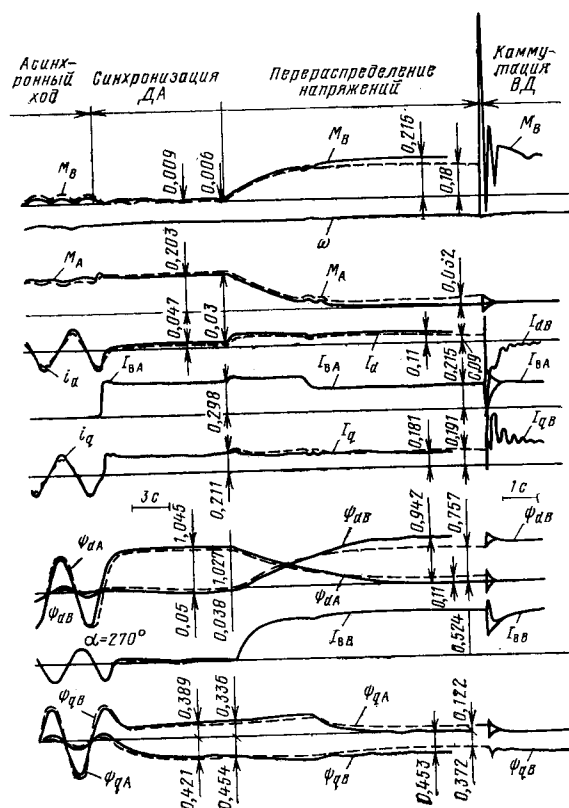


Рис. 2. Переходный процесс каскадного пуска:

--- с учетом насыщения; — без учета насыщения.

ется. Исходя из этого, более предпочтительным является случай, когда $\gamma=30^\circ$. Однако в этом случае, во-первых, требуется несколько больший ток I_{BA} , во-вторых, как показали исследования, рабочие характеристики ДА при угле $\gamma=30^\circ$ оказываются хуже, чем при $\gamma=60^\circ$. Поэтому для уменьшения и упрощения переключений в схеме подключения обмотки ротора ВД к источнику постоянного напряжения наиболее рациональным является случай, когда роторы двигателей рассогласованы на 60° .

На этом же рисунке приведены зависимости тока каскада и тока возбуждения ГД. С увеличением тока I_{BA} ток каскада I_K также увеличивается. Чем меньше угол γ , тем больше ток каскада I_K . Анализ составляющих тока каскада по осям d и q показал, что чем меньше угол рассогласования роторов, тем больше составляющая тока каскада по оси d . Например, если для $\gamma=60^\circ$ составляющая тока каскада по оси d с увеличением тока I_{BA} возрастает весьма незначительно, то для $\gamma=45^\circ$ и 30° она существенно увеличивается. Поскольку реакция якоря для ГД при этих углах γ является размагничивающей, то при возрастании I_{BA} для выполнения условия $U_B=1$ о. е. ток возбуждения ГД I_{BB} необходимо увеличивать, и тем больше, чем меньше угол γ .

На рис. 5 для различных углов γ представлены зависимости оптимальных токов возбуждения двигателей электромеханического каскада от момента сопротивления на валу. Эти графики позволяют при заданном моменте сопротивления однозначно определить необходимые значения токов возбуждения двигателей, при которых напряжение на ГД равно номинальному, а на ВД равно нулю, т. е. $U_B=1$ о. е., $U_A=0$. Анализ графиков показывает, что при возрастании M_c от 0 до 0,22 о. е. оптимальные значения токов возбуждения двигателей увеличиваются почти прямо пропорционально моменту сопротивления, и тем больше, чем меньше угол γ . При этом ток I_{BA} изменяется от нуля, а ток I_{BB} от начального значения, равного току холостого хода, при котором ток каскада I_K равен нулю, а э. д. с. ГД равна номинальному напряжению, т. е. $E_{0B}=U_{Bн}=1$ о. е.

Необходимо отметить, что ток возбуждения ГД I_{BB} при $\gamma=60^\circ$ с ростом нагрузки изменяется незначительно (примерно на 10%). Это позволяет установить практически один и тот же ток возбуждения ГД во всем диапазоне изменения момента сопротивления — от 0 до 0,22 о. е. Таким образом, для $\gamma=60^\circ$ при изменении нагрузки на валу необходимо выбрать только лишь определенное значение тока возбуждения ВД.

Представленные на рис. 4 и 5 зависимости были рассчитаны как без учета, так и с учетом насыщения. Сравнительный анализ характеристик показал, что оптимальные значения токов возбуждения двигателей I_{BA} и I_{BB} при учете насыщения будут больше. Если расхождение в значениях тока возбуждения ВД не превышает 4%, то в значениях тока возбуждения ГД оно составляет 20%.

Увеличение тока возбуждения I_{BB} при учете насыщения объясняется тем, что в рассматриваемых режимах ГД находится под номинальным напряжением ($U_B=1$ о. е.), т. е. магнитная цепь его



насыщена и значение сопротивления взаимной индукции между контурами двигателя x_{ad} меньше ненасыщенного значения на 20%. Поэтому условие $U_B=1$ о. е. выполняется при увеличенном на 20% значении тока возбуждения I_{BB} .

Незначительное расхождение в значениях токов возбуждения ВД объясняется тем, что напряжение на нем равно нулю. Следовательно, магнитная цепь двигателя не насыщена, и сопротивление ее взаимной индукции равно ненасыщенному значению. Условие $U_A=0$ достигается тем, что э. д. с. E_{0A} от тока возбуждения I_{BA} компенсирует падение напряжения от тока каскада, равное $I_K x_s$. Поэтому значение тока возбуждения ВД зависит от значения тока каскада. При расчете с учетом и без учета насыщения расхождение в значениях тока каскада в рассмотренных режимах не превышает 4%. Следовательно, и расхождение токов возбуждения ВД не превышает 4%.

Таким образом, сравнительный анализ характеристик показал, что для определения оптимальных значений токов возбуждения двигателей необходимо учитывать насыщение магнитных цепей электрических машин.

Анализ динамической устойчивости двухмашинного агрегата. Дифференциальные уравнения ДА с учетом насыщения при работе двигателей на общий вал имеют вид:

$$\begin{aligned}
 (x_{1A} + x_{dA}^{\partial}) p i_{dA} + x_{mA}^{\partial} p i_{qA} + x_{dA}^{\partial} p i_{drA} + x_{mA}^{\partial} p i_{qrA} &= \\
 &= u_d + \omega \psi_{qA} - r_{1A} i_{dA}; \\
 x_{mA}^{\partial} p i_{dA} + (x_{1A} + x_{qA}^{\partial}) p i_{qA} + x_{mA}^{\partial} p i_{drA} &+ \\
 + x_{qA}^{\partial} p i_{qrA} &= u_q - \omega \psi_{dA} - r_{1A} i_{qA}; \\
 x_{dA}^{\partial} p i_{dA} + x_{mA}^{\partial} p i_{qA} + (x_{2A} + x_{dA}^{\partial}) p i_{drA} &+ \\
 + x_{mA}^{\partial} p i_{qrA} &= u_{dr} - r_{2A} i_{drA}; \\
 x_{mA}^{\partial} p i_{dA} + x_{qA}^{\partial} p i_{qA} + x_{mA}^{\partial} p i_{drA} + (x_{2A} + x_{qA}^{\partial}) p i_{qrA} &= \\
 &= u_{qr} - r_{2A} i_{qrA}; \\
 (x_{1B} + x_{dB}^{\partial}) p i_{dB} + x_{mB}^{\partial} p i_{qB} + x_{dB}^{\partial} p i_{fB} + x_{dB}^{\partial} p i_{dB} &+ \\
 + x_{mB}^{\partial} p i_{qB} &= u_d + \omega \psi_{qB} - r_{1B} i_{dB}; \\
 x_{mB}^{\partial} p i_{dB} + (x_{1B} + x_{qB}^{\partial}) p i_{qB} + x_{mB}^{\partial} p i_{fB} + x_{mB}^{\partial} p i_{dB} &+ \\
 + x_{qB}^{\partial} p i_{qB} &= u_q - \omega \psi_{dB} - r_{1B} i_{qB};
 \end{aligned}$$

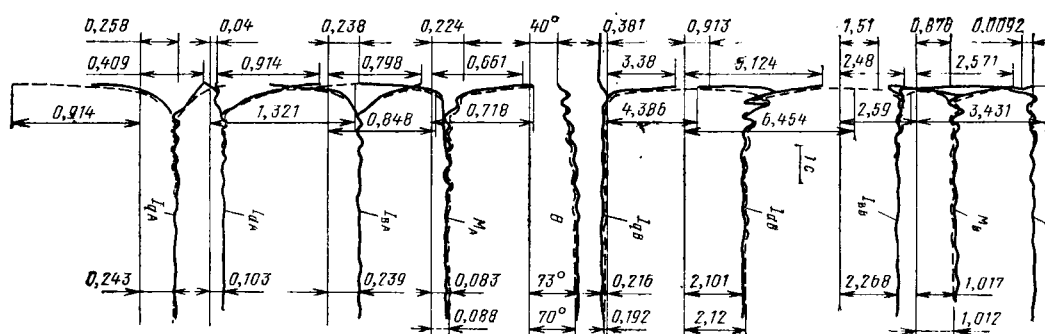


Рис. 6. Переходный процесс двухмашинного агрегата при снижении напряжения питающей сети:

— с учетом насыщения;
--- без учета насыщения.

$$x_{dB}^{\partial} p i_{dB} + x_{MB}^{\partial} p i_{qB} + (x_{sf} + x_{dB}^{\partial}) p i_f + x_{dB}^{\partial} p i_D + x_{MB}^{\partial} p i_Q^* = u_f - r_f i_f;$$

$$x_{dB}^{\partial} p i_{dB} + x_{MB}^{\partial} p i_{qB} + x_{dL}^{\partial} p i_f + (x_{sD} + x_{dB}^{\partial}) p i_D + x_{MB}^{\partial} p i_Q = -r_D i_D;$$

$$x_{MB}^{\partial} p i_{dB} + x_{qB}^{\partial} p i_{qB} + x_{MB}^{\partial} p i_f + x_{MB}^{\partial} p i_f + (x_{sQ} + x_{qB}^{\partial}) p i_Q = -r_Q i_Q;$$

$$p s = \frac{1}{H_{\Sigma}} [M_c - (\psi_{dA} i_{qA} - \psi_{qA} i_{dA} + \psi_{dB} i_{qB} - \psi_{qB} i_{dB})];$$

$$p \delta = s.$$

Известно [Л. 5], что весьма важной проблемой при работе сверхмощного электропривода доменного турбокомпрессора является его устойчивость синхронной работы при резких изменениях напряжения питающей сети в момент коротких замыканий.

Расчеты динамической устойчивости ДА проводились при номинальной нагрузке $M_{с.н}=1,1$ о. е. и угле рассогласования роторов $\gamma=60^\circ$. Расчеты показали, что при снижении напряжения сети до $U_1=0,7U_n$ ДА удерживается в синхронизме при номинальных токах возбуждения двигателей. При снижении напряжения до $U_1=0,5U_n$ для сохранения синхронизма требуется полуторакратная форсировка возбуждения ГД.

На рис. 6 показан переходный процесс при резком снижении напряжения до $U_1=0,5U_n$ с полуторакратной форсировкой тока возбуждения ГД. Сопоставление результатов расчета с учетом и без учета насыщения показывает, что характер процесса при этом одинаков, имеются лишь незначительные расхождения в установившихся значениях токов статоров двигателей I_A, I_B , угла нагрузки θ и момента ГД M_B при снижении напряжения больше, чем без учета насыщения, а значения момента ВД M_A меньше. Расхождение результатов не превышает 6%.

Незначительное расхождение результатов расчета с учетом и без учета насыщения объясняется тем, что при снижении напряжения магнитная цепь двигателей становится все менее насыщенной.

Рабочие характеристики двухмашинного агрегата. Уравнения рабочих характеристик ДА без учета

насыщения представлены в [Л. 6]. При расчете рабочих характеристик насыщение учитывалось так же, как и при расчете статических вольт-амперных характеристик.

Анализ результатов расчета энергетических характеристик показал, что существенное влияние насыщение оказывает только на характеристики главного двигателя, особенно на потребляемый ток, реактивную мощность и коэффициент мощности. Так, при номинальном моменте нагрузки $M_{с.н}=1,1$ о. е. и угле рассогласования $\gamma=60^\circ$ соответствующие величины ГД изменяются следующим образом:

с учетом насыщения	без учета насыщения	погрешность, %
$I_B = 1,049$ о. е.	$I_B = 1,144$ о. е.	9,05
$Q_B = -0,58$ о. е.	$Q_B = -0,74$ о. е.	27,5
$\cos \varphi_B = 0,832$	$\cos \varphi_B = 0,762$	8,4

Активная мощность и к. п. д. увеличиваются весьма незначительно.

Соответствующие величины ВД, рассчитанные с учетом и без учета насыщения, расходятся не более чем на 2%.

Из анализа результатов расчета следует, что энергетические показатели двухмашинного агрегата (к. п. д. и $\cos \varphi$) получаются выше при расчете их с учетом насыщения. Причем, если увеличение к. п. д. агрегата при $M_c=1,1$ о. е. и $\gamma=60^\circ$ незначительно — с 0,9699 до 0,9711, то увеличение $\cos \varphi$ агрегата весьма существенно — с 0,871 до 0,925; расхождение составляет примерно 6%.

При создании сверхмощных ДА для обеспечения необходимого режима работы ВД, который определяется углом рассогласования роторов, могут использоваться схемы возбуждения обмоток ротора ВД с коэффициентом схемы $k_{сх}=0,816$ и $k_{сх}=0,707$ [Л. 7].

Таблица 1

Двигатель	M , о. е.	I , о. е.	Q , о. е.	$\cos \varphi$	η	$k_{сх}$
Вспомогательный	0,196	0,235	0,130	0,831	0,9432	
	0,227	0,261	0,129	0,868	0,9502	
Главный	0,904	1,062	-0,558	0,851	0,9771	0,707
	0,873	1,049	-0,581	0,832	0,9765	
Двухмашинный агрегат	—	—	—	0,932	0,9711	
				0,925	0,9711	

Таблица 2

Двигатель	$M, \text{о. е.}$	$I, \text{о. е.}$	$Q, \text{о. е.}$	$\cos \varphi$	η	$I_{\text{ВА}}$
Вспомогательный	0,227	0,261	0,129	0,868	0,9502	
	0,280	0,306	0,124	0,915	0,9584	
Главный	0,873	1,049	-0,581	0,832	0,9765	$\frac{I_{2\text{H}}}{1,23I_{2\text{H}}}$
	0,819	1,026	-0,618	0,798	0,9765	
Двухмашинный агрегат	—	—	—	0,925	0,9711	
	—	—	—	0,912	0,9710	

Результаты расчета рабочих характеристик с учетом насыщения при различных схемах возбуждения для $M_c=1,1$ о. е. и $\gamma=60^\circ$ приведены в табл. 1.

Если исходить из равенства потерь в роторе вспомогательного двигателя в асинхронном и синхронном режимах, то возбуждение ВД по схеме с $k_{\text{сх}}=0,816$ можно осуществлять током, равным 1,23 номинального значения тока ротора, при этом ВД развивает номинальную мощность. Увеличение тока возбуждения ВД до значения $I_{\text{ВА}}=1,23I_{2\text{H}}$

приводит к изменению энергетических показателей как ВД и ГД, так и двухмашинного агрегата в целом (табл. 2).

Таким образом, расчет рабочих характеристик ДА показал, что энергетические показатели двигателей в отдельности и агрегата в целом получаются выше по схеме возбуждения ВД с $k_{\text{сх}}=0,816$. Для полного использования установленной мощности ВД значение его тока возбуждения необходимо увеличить на 23% номинального значения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Держко М. В., Каминский П. Б. Ответ на отклик Б. С. Успенского по статье «Особенности схем главных электрических и с. н. современных ГАЗС». — Электрические станции, 1974, № 9.
2. Двухмашинный агрегат сверхмощного синхронного электропривода. Глебов И. А., Васильевский С. П., Шулаков Н. В. и др. — «Электричество», 1978, № 6.
3. Шулаков Н. В., Трефилов В. А. Исследование двухмашинного агрегата с каскадным пуском главного двигателя. — «Электричество», 1979, № 11.
4. Фильц Р. В. Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявнополюсных машин переменного тока. — Изв. вузов. Электромеханика, 1966, № 11.
5. Domnig Imma. Hochofen-Windverdichter und deren Antriebe. — Siemens Z., 1973, № 47.
6. Шулаков Н. В., Трефилов В. А. Исследование энергетических характеристик сверхмощного двухмашинного агрегата. — В кн.: Электрические машины и электромашинные системы. Межвуз. сб. науч. тр. Пермский государственный ун-т, 1977, № 205.
7. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. — М.: Энергия, 1977.

[03.02.81]

УДК 62-88:621.313.13

Линейный электропривод и тенденции его развития

(Обзор публикаций)

ПЕТЛЕНКО Б. И.

Московский автомобильно-дорожный институт

Стремление к максимальному сближению в машинах рабочего органа и двигателя обусловило в последние десятилетия интенсивные разработки линейных электроприводов (ЭП), позволяющих обеспечить непосредственное преобразование электрической энергии в поступательное перемещение рабочего органа без промежуточных кинематических звеньев, неизбежных в традиционных вращающихся электроприводах.

Линейные ЭП могут быть реализованы на базе линейных синхронных или асинхронных двигателей (ЛСД, ЛАД), а также двигателей постоянного тока (ЛДПТ) и шаговых (ЛШД). В случае использования в качестве подвижной части жидкой или газообразной среды получается магнитогидродинамический (МГД) привод, являющийся разновидностью линейного ЭП.

В настоящее время степень проработки и опыт использования различных линейных ЭП неодинаковы. Поэтому полезно и важно проанализировать выполненные по линейному приводу научно-технические работы для выявления наиболее разработанных типов и рациональных областей их использования, а также географии и тенденций исследования и развития линейных ЭП.

Частичный анализ публикаций по линейному ЭП проводился в начале семидесятых годов [Л. 1—7], когда была выявлена тенденция ускоренного развития линейного привода. Однако детального ис-

следования публикаций по областям применения, типам привода, географии и другим признакам не проводилось, а с момента выполнения отмеченных работ прошло много времени для развивающегося направления науки и техники, появились новые разработки.

Все это потребовало проведения нового детального статистического анализа научно-технической информации по линейному ЭП с учетом последних достижений в этой области.

В качестве источника информации использовался реферативный журнал «Электротехника и энергетика» (разделы «Электропривод и автоматизация промышленных установок», «Электрические машины», «Электрооборудование транспорта», «Теоретические основы электротехники»), являющийся крупнейшим информационным изданием мира, диссертационный фонд Государственной библиотеки СССР им. В. И. Ленина по линейному асинхронному и индукционному МГД-приводу, а также имеющиеся в распоряжении библиографические данные по публикациям конца пятидесятых—начала шестидесятых годов, не охваченные РЖ в начальный период его издания.

Анализ во времени определялся интервалом времени в 24 года (с 1956 по 1979 г. включительно). Полнота тематического и географического охвата имеющейся информации по линейному ЭП обеспечивалась тем, что примерно 30% публикуемой в РЖ

информации составляют описания патентов и авторских свидетельств, а около 60% — статей и книг более чем по 20 странам мира [Л. 1]. Достаточность информационной выборки, необходимой для достоверного анализа, усиливается особенностями диссертационного фонда, заключающимися в больших фундаментальности и существенности апробирования результатов диссертаций.

При исследовании информации по проблеме линейного ЭП в РЖ за последние 24 года было выявлено 2617 источников и 58 докторских и кандидатских диссертаций. Интерес исследователей к линейному ЭП, а также степень проработки того или иного его типа приближенно могут быть охарактеризованы относительным объемом опубликованной по данному виду линейного ЭП информации, хотя научная значимость и глубина проработки вопроса в публикациях может быть различной.

Анализ показал, что распределение информации по видам линейного ЭП, опубликованной к 1980 г., следующее: на привод с ЛАД приходится 70% информации, шаговый привод — 5,9%, постоянного тока — 5,3%, синхронный — 4,4%, МГД-привод — 14,4%.

При этом следует отметить некоторую условность разделения индукционного МГД-привода и привода с ЛАД, обусловленную частичной общностью протекания и описания электромагнитных процессов в них. В настоящем исследовании разделение указанных видов привода осуществлялось по упоминавшемуся в тексте целевому назначению анализируемого материала.

Для выявления тенденции развития линейного электропривода проследим динамику изменения публикуемой информации по различным типам линейного ЭП во времени. На рис. 1 показано изменение относительного объема опубликованной к указанному по оси абсцисс сроку информации по отдельным видам привода за последние 10 лет, причем в качестве базисного объема информации взята информация, накопленная к концу 1969 г.

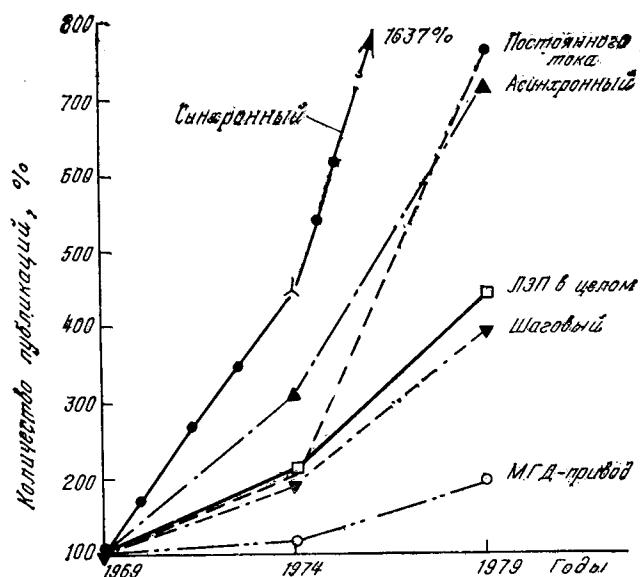


Рис. 1. Относительные объемы накопленных публикаций по типам линейного ЭП в различные годы.

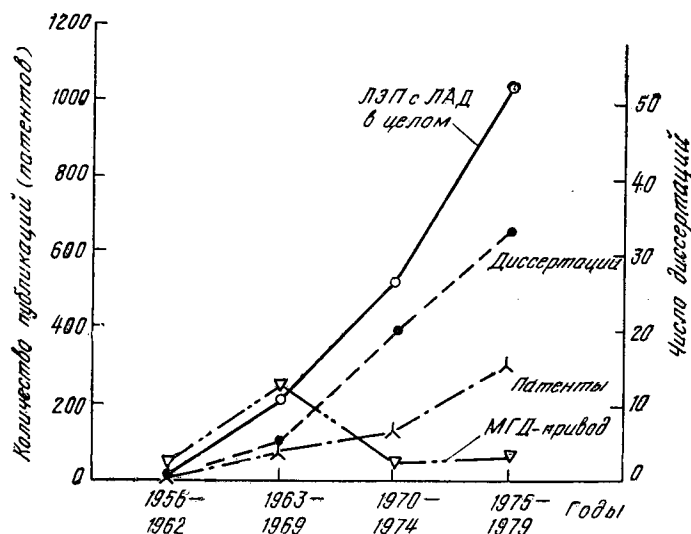


Рис. 2. Динамика абсолютного числа публикаций (включая патенты) по МГД-приводу, линейному асинхронному приводу, патентов по нему и защит диссертаций по МГД-приводу и линейному ЭП с ЛАД.

Как видно из рис. 1, объем информации по линейному электроприводу в целом в последнее десятилетие удваивается каждые пять лет, что более чем в 2 раза превышает темпы развития науки в целом, характеризующейся удвоением публикуемого материала каждые 10—15 лет [Л. 1]. Это означает, что линейный ЭП относится к бурно развивающимся перспективным направлениям науки и признаков снижения темпов его развития не имеется.

Из рис. 1 можно также определить, что наибольшие темпы развития имеют линейные приводы с синхронными двигателями, двигателями постоянного тока и ЛАД, объем публикуемой информации по которым возрос за десятилетие более чем в 7 раз. Такие высокие темпы развития по первым двум видам привода объясняются, кроме причин, отмеченных ниже, общим относительно малым числом публикаций по ним, при котором каждая новая работа заметно влияет на общий объем.

Учитывая наибольшее число работ по линейному ЭП с ЛАД, а также данные рис. 1, можно заключить, что наиболее проработанными в настоящее время являются именно эти приводы. Поэтому в дальнейшем основное внимание при анализе будем уделять приводам с линейными асинхронными двигателями.

Отметим, что высокие темпы развития линейного ЭП с ЛАД обусловлены и стали возможны в значительной степени благодаря интенсивному развитию фундаментальной теории индукционных МГД-устройств с конца пятидесятых годов, достигнувшей весьма высокой степени законченности и служащей во многих случаях базой для теоретических исследований по ЛАД.

Именно более высокая степень законченности теории МГД-привода в сочетании с относительно небольшим числом специализированных на МГД-устройствах организаций при постоянном увеличении числа специалистов и учреждений, занимающихся линейным ЭП с ЛАД, является, по нашему

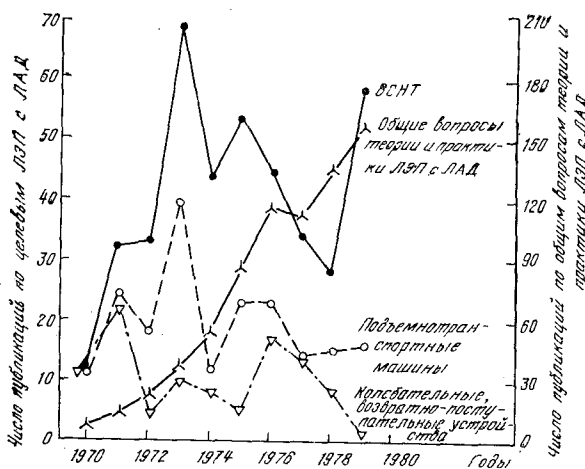


Рис. 3. Годовые публикации по целевому назначению асинхронного линейного ЭП.

мнению, причиной меньших темпов изменения публикаций по МГД-приводу в последнее время.

На рис. 2 показано изменение числа публикуемых в отдельные периоды времени материалов по МГД-приводу, линейному ЭП с ЛАП, выделенных из последней группы публикаций патентов (авторских свидетельств СССР), защит диссертаций в нашей стране.

Из рис. 2 видно, что до 1969 г. происходил опережающий рост публикаций по МГД-приводу. Увеличение числа диссертационных работ и патентов, подтверждая общую тенденцию ускоренного развития линейных ЭП с ЛАП, происходит с запаздыванием, что обусловлено причинами организационного характера, связанными с процедурами защит и выдачи патентов (авторских свидетельств).

Для выявления перспективных областей применения линейных ЭП с ЛАП целесообразно проанализировать опубликованный материал по целевому назначению привода и проследить динамику целевых публикаций. Результаты анализа имеющегося материала приводятся ниже:

Целевое назначение публикаций по линейному ЭП с ЛАП	Число публикаций
Общие вопросы теории и практики линейного ЭП	45,4
Высокоскоростной наземный транспорт	25,9
Подъемно-транспортные машины, конвейеры	11,5
Устройства колебательного и возвратно-поступательного движения	7,4
Станки	2,4
Натяжные, нажимные устройства	2,3
Прочие устройства	5,1

Как следует из приведенных данных, хотя большинство публикаций посвящено линейным ЭП, не имеющих конкретного назначения, можно все-таки выделить области использования, привлекающие внимание многих исследователей. Это — высокоскоростной наземный транспорт (ВСНТ), подъемно-транспортные машины (ПТМ), включающие различные конвейеры, устройства колебательного и возвратно-поступательного движения, станки, натяжные, прижимные и толкающие устройства, работающие на упор.

Динамика публикаций по целевому назначению линейного ЭП отражена на рис. 3, откуда видно,

что при неизменном росте числа публикаций по общим вопросам линейного ЭП имеется устойчивый интерес исследователей к ЛАП, используемым в ВСНТ, максимум публикаций по которым приходится на 1973—1975 гг. Многочисленные исследования этих лет показали технические и экономические трудности реализации ВСНТ с ЛАП, чем в частности, и объясняется временное уменьшение интереса к ЛАП в ВСНТ.

К концу исследуемого периода число публикаций по ЛАП для ВСНТ вновь заметно возросло. Такой же устойчивый интерес проявляется исследователями к линейному ЭП с ЛАП для конвейеров и других ПТМ, в то время как внимание к ЛАП и соответственно число публикаций по ЛАП вибрационных и возвратно-поступательных устройств имеет тенденцию к снижению.

Вместе с тем, хотя абсолютное число публикаций по ЛАП ВСНТ растет, относительная доля таких материалов в общем потоке информации по ЛАП уменьшается, так же как и по линейным ЭП ПТМ. Это обусловлено главным образом ростом в последние годы числа работ, посвященных исследованию вопросов теории линейного ЭП, в которых существенно увеличилась доля исследований характеристик и свойств собственно ЛАП, как это видно из рис. 4. В начальный период развития линейного ЭП в 1960—1970 гг. большее число работ было посвящено прикладным вопросам разработки и совершенствования приводов для конкретных устройств (рис. 4), однако в семидесятых годах существенно увеличивается число публикаций, посвященных расчету характеристик и улучшения энергетических показателей ЛАП. К 1980 г. доля опубликованных материалов по теории работы ЛАП, достигшей высокого уровня, составила в общем объеме накопленной информации 32%, а доля работ, посвященных вопросам конструкции привода, — 32,6%. При этом вопросы экспериментального исследования, в том числе на моделях, составляют весьма малую часть (16,9% публикаций), что объясняется большими материальными и временными затратами на их проведение, чем теоретических. Также мала (13,2%) доля работ по обоснованию целесообразности применения, по анализу результатов практического ис-

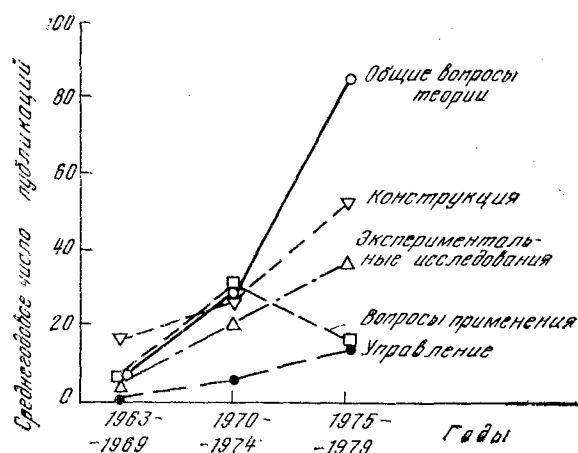


Рис. 4. Динамика тематических публикаций по асинхронному линейному ЭП.

пользования, по опыту эксплуатации линейного ЭП с ЛАД. Наименьшая часть опубликованных работ относится к вопросам управления линейный ЭП, что обусловлено значительной близостью способов и средств управления линейных ЭП и обычных вращающихся асинхронных электроприводов.

Среднегодовое число публикаций (рис. 4) по вопросам общей теории, конструкции, экспериментального исследования и управления имеет тенденцию неизменного роста при опережающем увеличении числа теоретических работ.

Вместе с тем, учитывая специфику и трудности экспериментального определения рабочих характеристик ЛАД, новые возможности управления линейным ЭП в отличие от вращающихся машин с механическими преобразователями вида движения, можно ожидать в ближайшее время увеличение числа работ, направленных на создание и совершенствование методов экспериментального определения характеристик линейного ЭП, методов и средств управления ими. Кроме того, разработка конкурентоспособных линейных приводов требует обоснования целесообразности и выдачи рекомендаций для их применения, а это вызывает необходимость соответствующих проработок.

Поскольку по конструктивному исполнению возможны различные варианты ЛАД — плоские (односторонние и двусторонние), цилиндрические и дугостаторные, которые в настоящем исследовании отнесены (по физике процессов) к плоским ЛАД, целесообразно выявить конструкции, наиболее проработанные и являющиеся объектом наибольшего внимания со стороны исследователей.

Исследование информации по линейному ЭП выявило, что на долю двусторонних ЛАД приходится 53,7%, односторонних — 27,4%, цилиндрических — 13%, однофазных — 3,6% дугостаторных — 2,3% всего опубликованного к 1980 г. материала, т. е. к настоящему времени наибольшее число исследований посвящено приводам с двусторонними двигателями. При анализе выявилась тенденция постоянного увеличения во времени доли плоских ЛАД, в том числе и односторонних, в публикациях по линейному ЭП за счет цилиндрических и дугостаторных двигателей. Публикации по последним занимали значительную часть в небольшом по объему потоке информации в конце пятидесятых — начале шестидесятых годов.

Ранняя проработка вопросов создания линейных ЭП с цилиндрическими ЛАД и высокая технологичность их изготовления привели в ряде стран к серийному изготовлению таких двигателей, что обусловило их относительно широкое использование по сравнению с плоскими.

До сих пор проводился анализ в целом мирового информационного потока по линейному ЭП. Однако для более детального понимания особенностей развития данного направления техники и определения тенденций развития в различных странах целесообразно рассмотреть географическое распределение информации по линейному ЭП.

Проведенный анализ показал, что наибольший интерес к линейному электроприводу как новому прогрессивному виду привода проявляется в промышленно развитых странах — СССР, Англии,

США, ФРГ, Японии, Франции:

Страна	Доля в накопленной к 1980 г. мировой информации, %
СССР	32
Англия	16,3
ФРГ	10,3
США	10,2
Япония	9,4
Франция	7,4
Другие страны	14,4

(Среди стран, не выделенных в отдельные группы и вошедших в последнюю строку ведущее положение занимают страны СЭВ: ГДР, ЧССР, НРБ, СРР.)

В каждой из отмеченных стран среднегодовое число публикаций по проблеме линейного ЭП с ЛАД увеличивается, за исключением Франции, где после периода роста числа публикаций в первой половине семидесятых годов произошло его двукратное уменьшение в последующем пятилетии. До середины семидесятых годов основная доля всех публикаций в мире приходилась на Англию, при меньшем примерно одинаковом вкладе СССР, США и Франции и еще меньшем ФРГ и Японии. Во второй половине семидесятых годов положение качественно изменилось: наибольшая доля публикуемых материалов стала приходиться на СССР, при меньшем близком значении числа публикации Англии, Японии, США, ФРГ и заметно меньшем доли Франции. При этом значительно увеличилась доля японских публикаций, отражающих во второй половине семидесятых годов ряд серьезных исследований.

Существенному увеличению интереса к линейному ЭП с ЛАД и соответственно росту числа публикуемых материалов по этой проблеме в СССР в небольшой степени способствовала I Всесоюзная конференция по электроприводам с линейными электродвигателями, состоявшаяся в 1973 г., в г. Киеве.

Такое положение с информационным вкладом различных стран в проблему линейного ЭП объясняется рядом причин. Немаловажным обстоятельством является высокий научно-технический потенциал СССР. Кроме того, неодинаковый вклад СССР и отмеченных стран обусловлен еще и различным характером проводимых в них исследований. Капиталистическая система хозяйствования в значительной степени стимулирует проработку прикладных вопросов и в меньшей — теоретических.

Однако именно теоретические работы обеспечивают больший объем публикаций, чем инженерно-конструкторские проработки. Последние обычно дают значительное число заявок на патенты и авторские свидетельства.

Действительно, как видно из рис. 5, основная часть публикуемых материалов, отражающих результаты исследований, особенно в США, приходится на вопросы конструктивных проработок и практического применения ЛАД в линейном ЭП, в то время как в СССР основная часть работ посвящена теоретическим исследованиям. Характерно, что при этом доля публикаций по экспериментальным исследованиям и вопросам управления линейным ЭП в рассматриваемых странах весьма близки друг к другу (рис. 5).

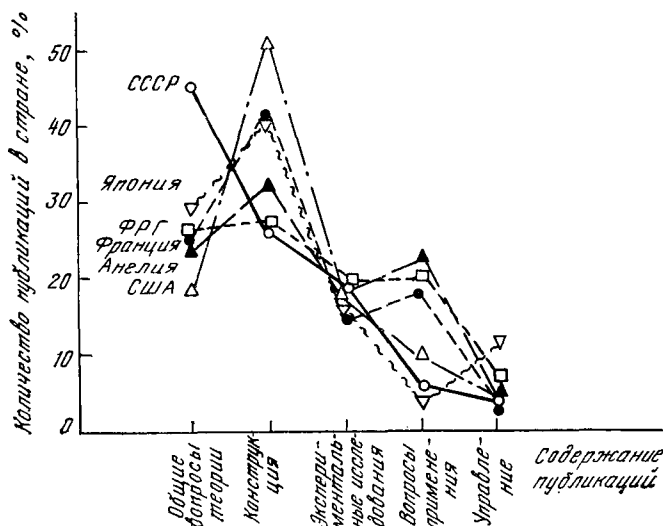


Рис. 5. Число тематических публикаций по линейному ЭП с ЛАД в различных странах.

Соответственно преобладающей проработке практических аспектов линейного ЭП в капиталистических странах высока доля патентов в общем потоке информации этих стран:

Страны	Доля патентов в опубликованных к 1980 г. материалах каждой страны, %
США	51
Япония	48
Франция	36
СССР	20
ФРГ	18
Англия	16

Из приведенных данных следует, что рассматриваемые страны четко разделяются на две группы с близкими долями патентов в потоках публикуемой в них информации — США, Япония, Франция и СССР, ФРГ, Англия. Такое разделение отражает соответственно большую долю теоретических работ по различным аспектам линейного ЭП с ЛАД в последней группе стран.

Приведенные данные не дают представление о вкладе отмеченных стран в инженерно-конструкторские проработки линейного ЭП, поэтому рассмотрим их долю в опубликованных патентных материалах мира в различные периоды времени (рис. 6). До середины семидесятых годов наиболее деятельная инженерно-конструкторская проработка линейного ЭП, сопровождающаяся высокой изобретательской активностью, проводилась в США, Англии и Франции, в которых было опубликовано наибольшее число патентов. В последнем пятилетии преобладающее число патентов было опубликовано среди капиталистических стран в ФРГ и Японии, что свидетельствует об их интенсивных инженерно-конструкторских работах в настоящее время.

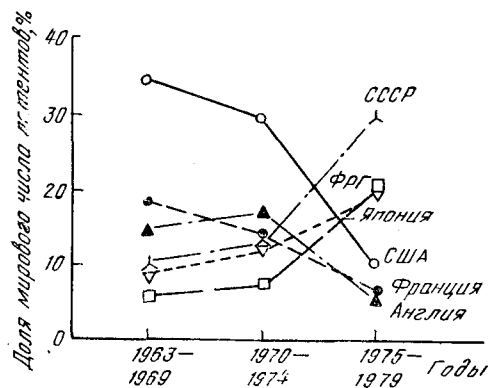


Рис. 6. Временное изменение относительного числа национальных патентов по линейному ЭП с ЛАД

Уменьшение числа патентов по линейному ЭП с ЛАД, наблюдающееся сейчас в США, Англии и Франции объясняется, в частности, уже отмеченным обстоятельством выявления серьезных технических и экономических проблем реализации ВСНТ в этих странах после детальной проработки вариантов с тяговым ЛАД. Это в совокупности с рядом неудачных конструктивных решений, например, сочетание воздушной подушки с ЛАД, вызвало уменьшение и числа исследований по ВСНТ с ЛАД.

Именно недостатки привода с ЛАД и обусловили интенсивную проработку вариантов ВСНТ с синхронными двигателями, позволяющими обеспечить не только высокое значение $\cos \phi$ при больших воздушных зазорах, но одновременно в ряде случаев удачно решать проблему магнитного подвешивания транспортного средства. Отмеченные особенности ЛСД также объясняют ускоренные темпы исследований по ним в последние десять лет (рис. 1)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров И. И., Мейстель А. М., Наумичева К. И. Определение тенденций развития автоматизированного электропривода с помощью статистического анализа отечественной и зарубежной литературы. — *Электричество*, 1974, № 6.
2. Ребров С. А. Обзор разработок в области линейных электродвигателей и состояние вопроса об их применении. — В кн.: Труды Всесоюзной научной конференции по электроприводам с линейными электродвигателями. Электропривод с линейными электродвигателями. — Киев, 1976, ч. 1.
3. Охременко Н. М. Основы теории и проектирования линейных индукционных насосов для жидких металлов. — М.: Атомиздат, 1968.
4. Лиелпетер Я. Я. Жидкометаллические индукционные МГД-машины. — Рига: Зинатне, 1968.
5. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидаврлические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — Л.: Энергия, 1970.
6. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974.
7. Свечарник Д. В. Линейный электропривод. — М.: Энергия, 1979.

(П1Л1.80)

Релейный способ управления трехфазным мостовым выпрямителем в цепи возбуждения тягового синхронного генератора электромобилей и тепловозов

ПРОЛЫГИН А. П., канд. техн. наук, БРИСКМАН Я. А., канд. техн. наук,
КОВЛЕР Д. Б. инж., МИЛЕДИН В. К., канд. техн. наук

Москва

На мощных автономных транспортных средствах применяется тяговый электропривод, источником питания которого служит синхронный генератор, приводимый во вращение дизелем. Для регулирования возбуждения тягового синхронного генератора используется вспомогательный синхронный генератор-возбудитель B , подключенный к обмотке возбуждения тягового генератора $ОВГ$ через трехфазный мостовой выпрямитель, выполненный, как правило, полууправляемым (рис. 1).

Поскольку установленная мощность возбудителя обычно соизмерима с необходимой мощностью возбуждения, а частота выходного напряжения возбудителя изменяется пропорционально частоте вращения дизеля, напряжение на входе полууправляемого выпрямителя имеет, во-первых, существенные коммутационные искажения, во-вторых, переменную частоту. Функционирование управляющих устройств, синхронизирующих работу тиристоров выпрямителя с питающей сетью, в этих условиях затруднительно. Поэтому представляет интерес анализ таких способов управления выпрямителем, которые не предполагают синхронизации с напряжением питания, и, следовательно, могут быть реализованы устройствами, более простыми в исполнении и более надежными в работе.

Одним из таких способов является релейный способ управления, заключающийся в следующем. На выходе системы управления сравнивается задающий сигнал с сигналом, пропорциональным мгновенному значению регулируемого параметра — тока нагрузки. В момент равенства этих сигналов выпрямитель переводится из полностью запертого состояния в режим неуправляемого или наоборот в зависимости от знака рассогласования сравниваемых сигналов. Работа выпрямителя при таком управлении аналогична работе тиристорного ключа,

сочетающего в себе функции выпрямителя и прерывателя.

Рассмотрим характер протекания электромагнитных процессов в такой системе, предполагая идеализированный узел сравнения (компаратор) на входе системы управления, т. е. считая, что порог чувствительности ΔU_k узла сравнения равен нулю.

На рис. 2,а представлена кривая выпрямленного напряжения u_d , а на рис. 2,б — кривая тока нагрузки i_n полууправляемого выпрямителя.

Пусть до момента времени ωt_1 выпрямитель заперт, а ток нагрузки i_n спадает, замыкаясь через обратный диод D_0 (рис. 1). При $\omega t = \omega t_1$ ток i_n достигает заданного значения $I_{н0}$, вследствие чего система управления переводит выпрямитель в режим неуправляемого подачей постоянного напряжения на управляющие переходы всех тиристоров одновременно. При отпирании выпрямителя ток i_n начинает увеличиваться по сравнению с $I_{н0}$, что в соответствии с принятым допущением о нулевом пороге чувствительности компаратора, приводит к снятию управляющих импульсов со всех тиристоров выпрямителя. Таким образом, при идеализированном компараторе моменты появления и исчезновения управляющих импульсов на тиристорах выпрямителя совпадают. Это справедливо при допущении, что время включения тиристора равно нулю.

После снятия управляющих импульсов последний участвовавший в работе тиристор остается в проводящем состоянии в течение интервала $\omega t_{и1}$ до момента ωt_2 , когда происходит коммутация тока нагрузки с вентилей выпрямителя на обратный диод D_0 . С этого момента ток нагрузки спадает от значения $I_{н1}$ в соответствии с постоянной времени нагрузки. Длительность $\omega t_{и1}$ импульса напряжения, формируемого на выходе выпрямителя, зависит от момента снятия управляющих импульсов.

Пусть в момент ωt_0 происходит коммутация в тиристорной группе выпрямителя. Тогда рис. 2,а соответствует случаю, когда момент снятия управляющих импульсов ωt_1 попадает в интервал длительностью $\pi/3$, отсчитываемый от момента коммутации в тиристорной группе. При этом длительность $\omega t_{и1}$ изменяется от π при $\alpha=0$ до $2/3\pi$ при $\alpha=\pi/3$. Если же момент снятия управляющих импульсов попадает в интервал $\omega t_2 - \omega t_3$ длительностью $\pi/3$, отсчитываемый от момента коммутации в диодной группе выпрямителя, то $\omega t_{и1}$ изменяется от $2/3\pi$ при $\alpha=0$ до $\pi/3$ при $\alpha=\pi/3$.

Таким образом, вблизи точки естественной коммутации в тиристорной группе длительность импульса выпрямленного напряжения претерпевает скачкообразное изменение от $\pi/3$ непосредственно перед коммутацией до π непосредственно за ней. Вблизи точки естественной коммутации в диодной

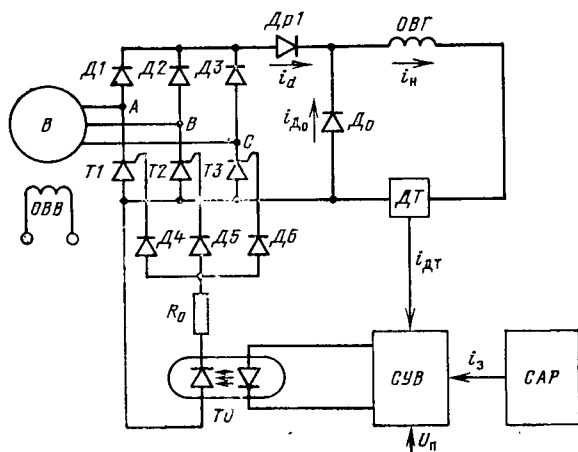


Рис. 1. Принципиальная схема системы возбуждения генератора при релейном способе управления

группе изменение длительности импульса выпрямленного напряжения происходит монотонно.

В общем случае угол α_{i+1} , при котором выпрямитель вступает в работу в следующем цикле (рис. 2,а), отличен от угла α_i в предыдущем цикле. Более того, момент снятия управляющих импульсов $\omega_1 t_7$ в следующем цикле может также следовать за коммутацией либо в тиристорной, либо в диодной группе. Следствием этого являются различные от цикла к циклу длительность и частота следования импульсов выпрямленного напряжения и соответственно амплитуда и частота пульсаций тока нагрузки при неизменном заданном значении I_{H0} .

Для определения регулировочных характеристик выпрямителя рассмотрим его работу в квазиустановившемся режиме. Будем понимать под этим такое состояние, при котором длительность и частота следования импульсов выпрямленного напряжения от цикла к циклу остаются постоянными.

Как видно из рис. 2,а, начало паузы в кривой выпрямленного напряжения всегда соответствует точке естественной коммутации в диодной группе выпрямителя. Поэтому длительность следующего за этой паузой импульса выпрямленного напряжения зависит от того, четное или нечетное целое число интервалов n длительностью $\pi/3$ укладывается в длительность паузы $\omega_1 t_{pi}$. Если n — нечетное (n_1), то максимальное и минимальное значения длительности импульса выпрямленного напряжения в угловом выражении равны соответственно

$$\omega_1 t_{n \max 1} = \pi; \quad \omega_1 t_{n \min 1} = \frac{2}{3} \pi.$$

Если n — четное (n_2), то

$$\omega_1 t_{n \max 2} = \frac{2}{3} \pi, \quad \omega_1 t_{n \min 2} = \pi/3.$$

Очевидно, что в квазиустановившемся режиме $\alpha_i = \alpha_{i+1} = \alpha$. Из рис. 2,а получаем выражения для относительного значения выпрямленного напряжения в квазиустановившемся режиме:

для n_1

$$U_d^* = \frac{\int_{\pi/3+\alpha}^{\frac{2}{3}\pi} \sqrt{6} U_\phi \sin \omega_1 t d(\omega_1 t) + \int_{\pi/3}^{\pi} \sqrt{6} U_\phi \sin \omega_1 t d(\omega_1 t)}{(n_1 + 3) \int_{\pi/3}^{\frac{2}{3}\pi} \sqrt{6} U_\phi \sin \omega_1 t d(\omega_1 t)}; \quad (1)$$

для n_2

$$U_d^* = \frac{\int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_\phi \sin \omega_1 t d(\omega_1 t)}{(n_2 + 2) \int_{\pi/3}^{\frac{2}{3}\pi} \sqrt{6} U_\phi \sin \omega_1 t d(\omega_1 t)}. \quad (2)$$

Отношение частоты следования импульсов выпрямленного напряжения f_H к частоте питающего

напряжения f_1 получаем из рис. 2,а:

для n_1

$$f_1^* = \frac{f_{H1}}{f_1} = \frac{6}{n_1 + 3}; \quad (3)$$

для n_2

$$f_2^* = \frac{f_{H2}}{f_2} = \frac{6}{n_2 + 2}. \quad (4)$$

После преобразований (1) и (2) с учетом (3) и (4) получаем окончательно:

для n_1

$$U_d^* = \frac{2 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)}{6} f_1^*; \quad (5)$$

для n_2

$$U_d^* = \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)}{6} f_2^*. \quad (6)$$

Угол α в (5) и (6) изменяется в диапазоне от 0 до $\pi/3$. Если принять, что угол α в (6) изменяется от $\pi/3$ до $2/3\pi$, то выражение (6) преобразуется к виду:

$$U_d^* = \frac{1 + \cos \alpha}{6} f_2^*. \quad (7)$$

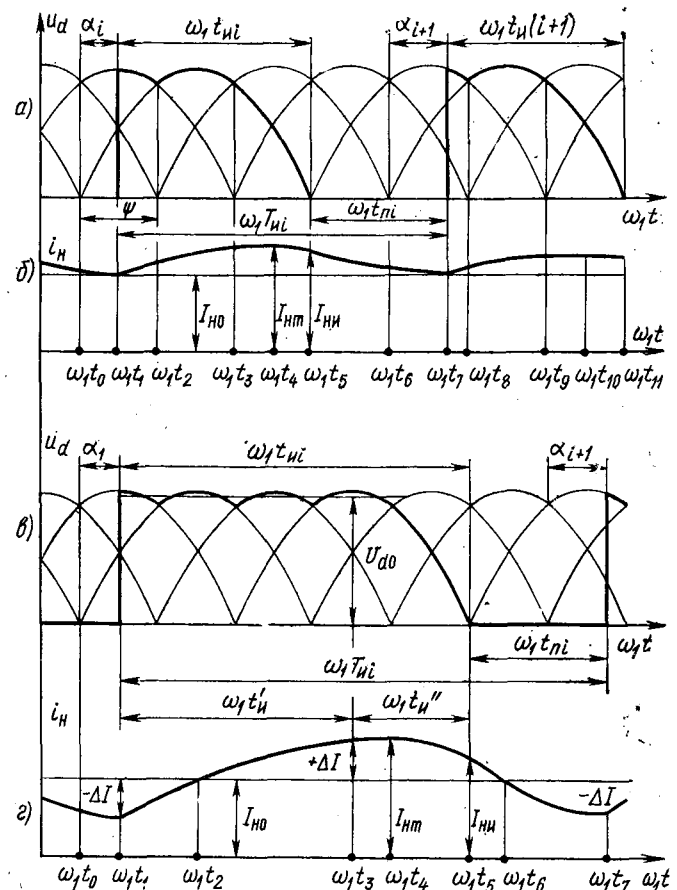


Рис. 2. Кривые выпрямленного напряжения (а, б) и тока нагрузки (б, 2) при релейном способе управления.

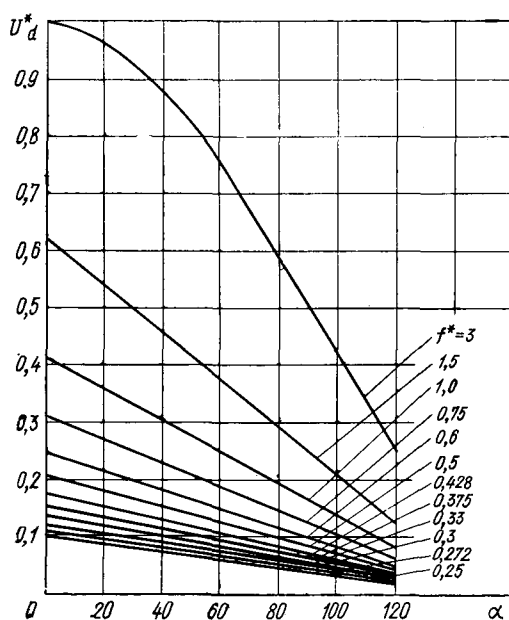


Рис. 3. Регулировочные характеристики трехфазного мостового полууправляемого выпрямителя в квазиустановившемся режиме релейного управления при идеализированном узле сравнения.

Выражения (5) и (7) дают аналитическое описание регулировочных характеристик полууправляемого выпрямителя при релейном управлении. Дискретные значения f^* , при которых возможны квазиустановившиеся режимы, определяются из (3) и (4) при подстановке в них соответственно нечетных ($n_1=1, 3, 5, \dots$) и четных ($n_2=0, 2, 4, \dots$) чисел натурального ряда. При каждом фиксированном значении f^* регулирование U_d^* осуществляется изменением угла α в диапазоне от 0 до $2\pi/3$. При этом регулировочная характеристика описывается выражением (5) в диапазоне $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ и выражением (7) в диапазоне $\pi/3 \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$. При $f^*=3$ выражение (7) преобразуется к виду

$$U_d^* = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (8)$$

т. е. совпадает с регулировочной характеристикой полууправляемого выпрямителя при фазо-импульсном управлении.

Регулировочные характеристики, построенные по выражениям (5) и (7), представлены на рис. 3. Как видно из приведенных кривых, в диапазоне $0,625 \leq U_d^* \leq 1$ каждому значению U_d^* соответствует единственный квазиустановившийся режим с относительной частотой $f^*=3$. При этом значение α определяется для заданного U_d^* из выражения (8).

При $U_d^* < 0,625$ возникает неоднозначность регулировочной характеристики, т. е. каждому значению U_d^* соответствуют несколько квазиустановившихся режимов с различными сочетаниями f^* и α . Иными словами, одно и то же значение глубины регулирования выпрямителя может быть получено при различных сочетаниях частоты и амплитуды пульсаций тока нагрузки. При уменьшении U_d^* ,

как видно из рис. 3, указанная неоднозначность увеличивается.

Рассмотрим характер изменения тока нагрузки выпрямителя в случае, если кривая выпрямленного напряжения формируется указанным выше способом. Используя уравнение, описывающее ток нагрузки на интервале запертого состояния выпрямителя, находим, что длительность паузы в кривой выпрямленного напряжения

$$\omega_1 t_n = \omega_1 \tau_n \ln \frac{I_{н.н}}{I_{н0}}, \quad (9)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ — круговая частота питающего напряжения; $I_{н.н}$ — значение тока нагрузки в момент записывания выпрямителя; $\tau_n = \frac{L_n}{R_n}$ — постоянная времени нагрузки выпрямителя.

С другой стороны,

$$\omega_1 t_n = n \frac{\pi}{3} + \alpha. \quad (10)$$

Решая совместно (9) и (10), получаем

$$I_{н.н} = I_{н0} \exp \left(\frac{n\pi/3 + \alpha}{\omega_1 \tau_n} \right). \quad (11)$$

Максимальное значение $I_{н.н}$ получается при совместном решении (11), (3) и (5), в которых $\alpha=0$:

$$I_{н.н \max} = I_{н0} \exp \left[\frac{\pi}{\omega_1 \tau_n} \left(\frac{2,5}{3U_d^*} - 1 \right) \right], \quad (12)$$

Минимальное значение $I_{н.н}$ получается при совместном решении (11), (4), (6), в которых $\alpha=\pi/3$:

$$I_{н.н \min} = I_{н0} \exp \left[\frac{\pi}{3\omega_1 \tau_n} \left(\frac{1}{2U_d^*} - 1 \right) \right]. \quad (13)$$

Значение $I_{н.н}$ при $\omega_1 t_n = \frac{2\pi}{3}$ получается при совместном решении (11), (3) и (5), в которых $\alpha=\pi/3$:

$$I_{н.н} \left(\omega_1 t_n = \frac{2\pi}{3} \right) = I_{н0} \exp \left[\frac{\pi}{\omega_1 \tau_n} \left(\frac{1}{2U_d^*} - \frac{2}{3} \right) \right]. \quad (14)$$

Для получения значений $I_{н.н \max}$, $I_{н.н \min}$ и $I_{н.н} \left(\omega_1 t_n = \frac{2\pi}{3} \right)$ в квазиустановившихся режимах в (12),

(13) и (14) следует подставлять только те значения U_d^* , которые соответствуют значениям α , равным 0, 120° и 60° на регулировочных характеристиках рис. 3. В частности, подставляя в (14) $U_d^* = 0,75$, получаем $I_{н.н} \left(\omega_1 t_n = \frac{2\pi}{3} \right) = I_{н0}$. Физически

это значит, что в квазиустановившемся режиме при $U_d^* = 0,75$ к моменту запирающего выпрямителя ($\omega_1 t_5$ на рис. 2,а) ток нагрузки, пройдя через максимум $I_{нм}$, вновь достигает значения $I_{н0}$, вследствие чего происходит повторное включение выпрямителя в работу. Таким образом, U_d^* , равное 0,75, является граничным значением, выше которого паузы в кривой выпрямленного напряжения отсутствуют. В диапазоне $0,75 \leq U_d^* \leq 1$ ток нагрузки достигает значения $I_{н0}$ на интервале $\omega_1 t_3 - \omega_1 t_5$, при этом повторная подача импульсов на тиристоры

выпрямителя происходит до момента его запираания в предыдущем цикле, т. е. имеет место обычное фазовое регулирование.

Как следует из изложенного, основными особенностями релейного способа управления полупроводящим выпрямителем при нулевом пороге чувствительности компаратора являются следующие.

1. Кривая выпрямленного напряжения имеет в общем случае недетерминированный, случайный характер даже при постоянном значении задающего сигнала.

2. Граничные значения длительности импульсов выпрямленного напряжения фиксированы, определяются особенностями работы силовой полупроводящей схемы выпрямителя и не зависят от параметров управляющих устройств.

3. Мгновенные значения кривой тока нагрузки всегда лежат выше заданного значения тока уставки, т. е. поддерживаемое системой среднее значение тока всегда несколько больше значения, соответствующего сигналу уставки.

4. На интервале открытого состояния выпрямителя в течение периода выпрямленного напряжения ток нагрузки проводят лишь один тиристор и один либо два диода, что приводит к неравномерной токовой нагрузке фаз питающего генератора и вентиля выпрямителя.

При технической реализации схемы релейного способа управления приходится отступать от принятого нами допущения о нулевом пороге чувствительности компаратора. Рассмотрим случай, когда порог чувствительности компаратора ΔU_k не равен нулю (рис. 2 в, г).

Как и в предыдущем случае, до момента $\omega_1 t_1$ выпрямитель заперт, а ток нагрузки i_n уменьшается. При $\omega_1 t_1$ ток i_n достигает значения $I_{н0} - \Delta I$, где ΔI — приращение тока нагрузки, пропорциональное порогу чувствительности компаратора. При этом выпрямитель открывается, ток нагрузки начинает нарастать и, пройдя в момент времени $\omega_1 t_2$ заданное значение $I_{н0}$, достигает при $\omega_1 t_3$ значения $I_{н0} + \Delta I$. В этот момент управляющие импульсы с тиристорных снимаются, и на интервале $\omega_1 t_3 - \omega_1 t_5$ длительностью $\omega_1 t''_{н}$ выпрямитель выходит из работы аналогично предыдущему случаю. На интервале запертого состояния выпрямителя ток i_n уменьшается от $I'_{н.н}$ до значения $I_{н0} - \Delta I$, при котором в момент $\omega_1 t_7$ выпрямитель вновь вступает в работу. Принимаем, что на интервале $\omega_1 t'_н$ (рис. 2, в) к нагрузке приложено постоянное напряжение U_{d0} , тогда длительность интервала $\omega_1 t'_н$ определяется из уравнения:

$$I_{н0} + \Delta I = \frac{U_{d0}}{R_n} \left[1 - \exp \left(-\frac{\omega_1 t'_н}{\omega_1 \tau_n} \right) \right] + I'_{н.н} (I_{н0} - \Delta I) \exp \left(-\frac{\omega_1 t'_н}{\omega_1 \tau_n} \right), \quad (15)$$

откуда после преобразований получаем

$$\omega_1 t'_н = \omega_1 \tau_n \ln \frac{\frac{1}{U^*_{d0}} - 1 + \frac{\Delta I}{I_{н0}}}{\frac{1}{U^*_{d0}} - 1 - \frac{\Delta I}{I_{н0}}}. \quad (16)$$

Длительность $\omega_1 t''_{н}$, как и в предыдущем случае, неоднозначна и может изменяться в диапазоне от $\pi/3$ до π . Очевидно, чем больше $\omega_1 t'_н$ по сравнению с $\omega_1 t''_{н}$, тем более однозначно определена кривая выпрямленного напряжения. Пределы изменения длительности импульса выпрямленного напряжения с учетом $\omega_1 t''_{н}$ определяются соотношением

$$\omega_1 t'_н + \frac{\pi}{3} \leq \omega_1 t_{н} \leq \omega_1 t'_н + \pi,$$

а ее среднее значение

$$\omega_1 t_{н0} = \omega_1 t'_н + \frac{2\pi}{3}. \quad (17)$$

Уравнение для определения длительности паузы записывается в виде (рис. 2, г)

$$I_{н0} - \Delta I = I'_{н.н} \exp \left(-\frac{\omega_1 t_{п}}{\omega_1 \tau_n} \right), \quad (18)$$

откуда

$$\omega_1 t_{п} = \omega_1 \tau_n \ln \frac{I'_{н.н}}{I_{н0} - \Delta I}. \quad (19)$$

Поскольку интервал $\omega_1 t''_{н}$ начинается при токе $I_{н0} + \Delta I$, в (19) $I'_{н.н}$ определяется из (12), (13) или (14) при подстановке в них вместо $I_{н0}$ значения $I_{н0} + \Delta I$. При этом максимальная длительность паузы

$$\omega_1 t_{п \max} = \omega_1 \tau_n \ln \frac{I_{н0} + \Delta I}{I_{н0} - \Delta I} + \pi \left(\frac{2,5}{3U^*_{d0}} - 1 \right), \quad (20)$$

а минимальная

$$\omega_1 t_{п \min} = \omega_1 \tau_n \ln \frac{I_{н0} + \Delta I}{I_{н0} - \Delta I} + \frac{\pi}{3} \left(\frac{1}{2U^*_{d0}} - 1 \right). \quad (21)$$

С учетом (14) и (19) можно записать выражение, определяющее длительность паузы с максимальной погрешностью, равной $\pi/3$,

$$\omega_1 t_{п0} = \omega_1 \tau_n \ln \frac{I_{н0} + \Delta I}{I_{н0} - \Delta I} + \pi \left(\frac{1}{2U^*_{d0}} - \frac{2}{3} \right). \quad (22)$$

Используя полученные соотношения (17) и (22), находим среднее значение частоты следования импульсов выпрямленного напряжения:

$$f_{н0} = \frac{\omega_1}{\omega_1 t_{н0} + \omega_1 t_{п0}} = \frac{1}{\tau_n \ln \left(\frac{\frac{I_{н0}}{I_{н0} - \Delta I} - U^*_{d0}}{\frac{I_{н0}}{I_{н0} + \Delta I} - U^*_{d0}} \right) + \frac{1}{4f_1 U^*_{d0}}}, \quad (23)$$

а также наибольшее и наименьшее значения:

$$f_{н \max} = \frac{1}{\frac{1}{f_{н0}} - \frac{1}{6f_1 U^*_{d0}}}; \quad (24)$$

$$f_{н \min} = \frac{1}{\frac{1}{f_{н0}} + \frac{1}{6f_1 U^*_{d0}}}. \quad (25)$$

Из проведенного анализа, следует, что если порог чувствительности компаратора ΔU_k — величина постоянная, то описанный способ управления обеспечивает приблизительно постоянный заданный уровень абсолютной пульсации тока нагрузки ΔI . Как видно из (16), (17), (23) и рис. 2, в, г, при заданном пороге чувстви-

тельности ΔU_k можно воздействовать на параметры кривой выпрямленного напряжения и равномерность токовой нагрузки фаз и вентиля выпрямителя изменением коэффициента пропорциональности между ΔI и ΔU_k . Следовательно, при $\Delta U_k \neq 0$ появляется возможность оптимизации режимов работы системы посредством правильного выбора параметров управляющих и согласующих устройств.

На рис. 4,а приведены рассчитанные по (17) и (23) зависимости относительной длительности $t_{н0}/T_1$ (T_1 — период питающего напряжения) и частоты $f_{н0}$ следования импульсов выпрямленного напряжения для параметров цепей возбуждения блока главного и вспомогательного генераторов БГС-1300, входящего в комплект тягового электропривода дизель-электрического самосвала БелАЗ-7521 грузоподъемностью 180 т. Следует отметить, что в реальной схеме тягового электропривода величины $I_{н0}$, U^*_d и f_1 взаимосвязаны, а диапазон изменения каждой из них различен и определяется как режимом работы электропривода, так и принятой схемой возбуждения главного и вспомогательного генераторов. Последняя может быть либо каскадной, когда ток в обмотке возбуждения возбудителя ОВВ остается постоянным, либо компаундной, при которой ток в ОВВ меняется в зависимости от тока нагрузки генератора или возбудителя.

Глубина регулирования U^*_d изменяется примерно пропорционально $I_{н0}$ в каскадной схеме возбуждения и относительно стабильна (в зависимости от характеристики намагничивания возбудителя) при изменении $I_{н0}$ в компаундной схеме. При реализации тяговых характеристик частота f_1 изменяется пропорционально частоте вращения дизеля, а в режиме торможения остается постоянной. Максимальное значение, поддерживаемого системой тока

возбуждения $I_{н0}$ главного генератора, уменьшается при переходе от предельной характеристики к частичным как в тяговом, так и в тормозном режиме.

Поскольку характеристики рис. 4,а рассчитаны без учета указанной взаимосвязи, их следует рассматривать как иллюстративные, позволяющие оценить количественные соотношения в системе и ограничивающие область изменения параметров, внутри которой лежат значения, соответствующие конкретным режимам работы рассматриваемого тягового электропривода.

Анализ характеристик рис. 4,а показывает, что релейный способ управления реализуется при одновременном изменении в широких пределах как длительности, так и частоты следования импульсов выпрямленного напряжения, т. е. является комбинированным (широотно-частотным) способом импульсного регулирования.

В области реальных сочетаний $I_{н0}$ и U^*_d (большие значения $I_{н0}$ при больших U^*_d и малые значения $I_{н0}$ при малых U^*_d) длительность импульсов выпрямленного напряжения существенно превышает период питающего напряжения ($t_{н0}/T_1 > 1$), что обеспечивает достаточно равномерную токовую нагрузку фаз питающего генератора и вентиля выпрямителя.

Результаты выполненного авторами количественного анализа особенностей токораспределения и энергетических соотношений при релейном управлении имеют самостоятельное значение и будут опубликованы дополнительно. В то же время соотношения для средних значений тока i_d на выходе выпрямителя и тока $i_{д0}$ через обратный диод (рис. 1) аналогичны таковым при импульсном регулировании:

$$I_d = I_{н0} \frac{t_n}{T_n}; \quad (26)$$

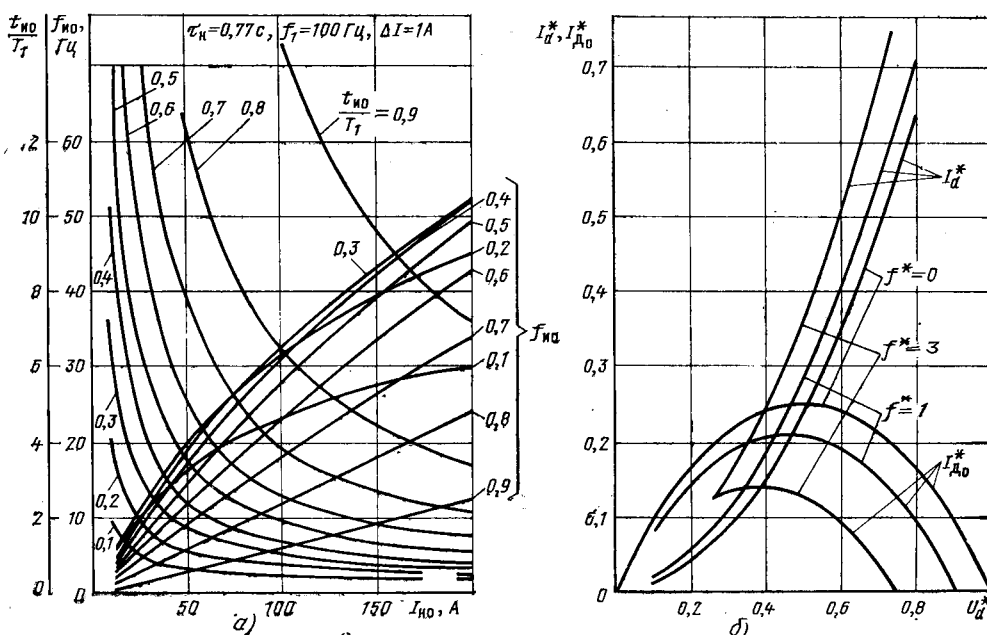


Рис. 4. Зависимости параметров кривой выпрямленного напряжения от тока нагрузки и глубины регулирования напряжения U^*_d (а) и средних значений токов i_d и $i_{д0}$ от глубины регулирования в каскадной схеме возбуждения (б).

$$I_{до} = I_{но} \left(1 - \frac{t_n}{T_n} \right). \quad (27)$$

Из анализа кривой рис. 2,в получаем

$$\frac{t_n}{T_n} = U_d^* + \frac{f^*}{12}. \quad (28)$$

Для каскадной схемы возбуждения справедливо соотношение

$$I_{но} = \frac{U_{до}}{R_n} U_d^*. \quad (29)$$

Подставим (28) и (29) в (26) и (27) и примем в качестве базовой величины максимальное значение тока нагрузки при полностью открытом выпрямителе $\frac{U_{до}}{R_n}$. Тогда относительные значения средних токов i_d и $i_{до}$:

$$I_d^* = U_d^* \left(U_d^* + \frac{f^*}{12} \right); \quad (30)$$

$$I_{до}^* = U_d^* \left(1 - U_d^* - \frac{f^*}{12} \right). \quad (31)$$

Результаты расчета по (30) и (31) представлены на рис. 4,б. Кривые, соответствующие $f^*=3$ и $f^*=0$ ограничивают область, внутри которой лежат значения I_d^* и $I_{до}^*$ при любом сочетании параметров системы. Полученное значение $I_{до\max}^* = 0,25$ является расчетным для выбора обратного диода по току в каскадной схеме возбуждения.

Рассмотренный способ релейного управления реализуется схемой, представленной на рис. 1. Вспомогательный генератор-возбудитель B подключен через полууправляемый выпрямитель на тиристорах $T1-T3$ и диодах $D1$ и $D3$ к обмотке возбуждения $ОВГ$ главного генератора.

Независимое питание обмотки возбуждения возбудителя $ОВВ$ при каскадном возбуждении или подпитка ее при компаундной схеме осуществляется от аккумуляторной батареи. Для улучшения коммутации тока нагрузки с вентилей выпрямителя на обратный диод D_0 служит диод $Dp1$.

Система управления выпрямителем $СУВ$ формирует разрешающий или запрещающий сигнал на светодиоде оптронной пары $ТО$ в зависимости от соотношения задающего сигнала i_a от системы автоматического регулирования $САР$ тягового электропривода и сигнала обратной связи $i_{дт}$ от датчика мгновенного значения тока нагрузки. Напряжение питания U_n $СУВ$ поступает от аккумуляторной батареи.

Источником напряжения для формирования импульсов управления тиристорами $T1-T3$ является возбудитель B . Благодаря наличию разделительных диодов $D4-D6$ обеспечивается, во-первых,

включение тиристорov выпрямителя в работу в точках естественной коммутации, во-вторых, исключается подача управляющих импульсов на тиристоры, к которым приложено отрицательное напряжение. Резистор R_0 ограничивает ток через тиристор оптронной пары $ТО$. Для ограничения прямого напряжения на управляющих переходах силовых тиристорov их целесообразно шунтировать стабилитронами (на рис. 1 не показаны).

Благодаря такому построению схемы, при наличии разрешающего сигнала на выходе $СУВ$ выпрямитель полностью открыт, т. е. работает как неуправляемый. При исчезновении сигнала на выходе $СУВ$ в очередном цикле не происходит включение $ТО$, управляющие импульсы с силовых тиристорov снимаются, и выпрямитель выходит из работы, как было описано ранее.

Изложенные выше теоретические предпосылки и приведенная на рис. 1 принципиальная схема прошли экспериментальную проверку в компаундной схеме возбуждения блока синхронных генераторов БГС-1300 тягового электропривода дизель-электрического автосамосвала БелАЗ-7521 грузоподъемностью 180 т. На предельной тяговой характеристике при $f_1=100$ Гц и изменении тока возбуждения главного генератора в диапазоне от 100 до 190 А относительное значение выпрямленного напряжения U_d^* изменялось в диапазоне от 0,62 до 0,8, а частота и амплитуда пульсаций тока возбуждения оставались примерно постоянными и равными $f_n=22$ Гц и $\Delta I=1$ А.

В тормозном режиме при $f_1=60$ Гц и изменении тока возбуждения главного генератора от 10 до 45 А указанные выше параметры изменялись следующим образом: U_d^* от 0,2 до 0,46; f_n от 5 до 15 Гц, $\Delta I=1$ А=const. Во всех режимах работы неравномерность токовой нагрузки фаз возбудителя не превышала 10%. Среднее значение коэффициента мощности выпрямителя при релейном управлении превышало соответствующую величину при фазо-импульсном управлении на 10—15%. Переход от фазо-импульсного к релейному способу управления практически не отразился на качестве переходных процессов в системе.

Таким образом, применение релейного способа управления в схемах возбуждения тяговых синхронных генераторов по сравнению с используемым в настоящее время для тех же целей фазо-импульсным способом позволяет существенно упростить схемотехнические решения регуляторов возбуждения, повысить их надежность и энергетические показатели, сделать их функционирование не критичным к форме питающего напряжения.

Недостатки релейного способа управления — неравномерность токовой нагрузки фаз возбудителя и низкочастотные пульсации выпрямленного напряжения — при реальных постоянных времени обмоток возбуждения тяговых синхронных генераторов тепловозов и электромобилей проявляются незначительно и при правильном согласовании параметров управляющих и силовых устройств могут быть практически исключены.

[19.11.79]



Оптимизация конструкции вводов с газовой изоляцией

КОЛЕЧИЦКИЙ Е. С., ФИЛИППОВ А. А., ШУЛЬГИН В. Н.

Москва

Высоковольтные вводы или проходные изоляторы достаточно часто выполняются с газовой изоляцией. Они могут применяться для элегазовых комплектных распределительных устройств, а также в различных электрофизических установках. В связи с этим представляет интерес оптимизация их конструкции, т. е. такой ее выбор, который при заданном рабочем или испытательном напряжении позволил бы сделать габариты минимальными. Кроме того, желательно выбирать соотношения размеров так, чтобы напряженность на элементах ввода была бы наименьшей.

В качестве типовых конструкций были выбраны две, представленные на рис. 1. Очевидно, что оптимизация должна базироваться на анализе электрического поля ввода. Расчеты электрических полей проводились методом интегральных уравнений 1-го рода [1. 1] и были выполнены на ЭВМ «Минск-32». Точность проведенных расчетов составляет 1—2%. Результаты расчетов представлены на рис. 2 и 3. Большинство расчетов было выполнено при длине токоведущей трубы, равной $30R_0$, однако, контрольные расчеты, проведенные при длине трубы $6R_0$ показали, что такое уменьшение длины не влияет на максимальную напряженность в пределах точности расчета.

Рассмотрим результаты, полученные для ввода (рис. 1, а). Максимальная напряженность на токоведущей трубе E_a имеет место в точке А, лежащей в плоскости симметрии. Она зависит от радиуса трубы R_a и радиуса скругления фланца R_b . При постоянном отношении R_b/R_0 функция $E_a(R_a/R_0)$ имеет минимум при $R_a/R_0 = 1/e = 0,368$. Значение этого минимума растет с ростом отношения R_b/R_0 .

Очевидно, что при $R_b/R_0 \rightarrow \infty$ напряженность на трубе будет равна $E_a = 2,72U/R_0$. Уменьшение отношения R_b/R_0 до 0,05 снижает относительную напряженность на трубе до величины $E_a = 2,16U/R_0$. Семейство кривых

$\frac{E_a R_0}{U} = \frac{E_a R_0}{U} \left(\frac{R_a}{R_0} \right)$, приведенное на рис. 2, а, удовлетворительно описывается эмпирической формулой

$$\frac{E_a R_0}{U} = \frac{R_0 \left(1 - 0,23e^{-1,85 \frac{R_b}{R_0}} \right)}{R_a \ln \frac{R_0}{R_a}}. \quad (1)$$

Формула (1) имеет точность аппроксимации данных расчета не хуже 5% и справедлива при $0,05 \leq R_b/R_0 \leq 0,4$ и $0,2 \leq R_a/R_0 \leq 0,55$.

Максимальная напряженность на заземленном фланце имеет место в точке В (рис. 1, а). Ее значение практически линейно зависит от отношения R_a/R_0 при постоянном отношении R_b/R_0 . Поэтому напряженность E_b может быть как больше, так и меньше, чем E_a . На рис. 2, б звездочками отмечены точки, в которых $E_a = E_b$ при заданном отношении R_a/R_0 . Обозначим для заданного R_a/R_0 отношение R_b/R_0 , при котором $E_a = E_b$ через R^*_b . Обработка результатов расчетов показывает, что R^*_b является линейной функцией

$$R^*_b = 0,556 \frac{R_a}{R_0} - 0,072. \quad (2)$$

Проведенные расчеты позволяют указать также абсолютный минимум напряженности в конструкции ввода. Он имеет место при $R_a/R_0 = 0,35$ и $R_b/R_0 = 0,11$. При этом $E_a = E_b = 2,24U/R_0$. Если в качестве критерия выбора размеров конструкции принять условие

$$E_a, E_b \leq 2,3 \frac{U}{R_0}, \quad (3)$$

т. е. допустить незначительное увеличение напряженности, то диапазон значений R_a/R_0 и R_b/R_0 существенно расширяется, что облегчает конструирование. Условие (3) выполняется при

$$\left. \begin{aligned} 0,275 \leq R_a/R_0 \leq 0,415; \\ 0,075 \leq R_b/R_0 \leq 0,15. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Естественно, что условие (3) может быть заменено другим, менее жестким. Тогда диапазон указанных величин еще более расширится.

Выбор значений R_a/R_0 , R_b/R_0 , E_a и E_b должен осуществляться исходя из допустимых значений напряженности, определяемых в свою очередь родом газа и давлением. При относительно низких давлениях на допустимую напряженность может оказывать существенное влияние радиус кривизны электродов R_a и R_b , следствием чего может быть различие начальных напряженностей на трубе и фланце. Так как $R_a > R_b$, то в общем случае начальные напряженности на трубе и фланце связаны соотношением $E_{0a} \leq E_{0b}$. На этом основании может оказаться целесообразным допустить в конструкции условие $E_a < E_b$ так, чтобы выполнялись соотношения $E_{0a} = E_a$ и $E_{0b} = E_b$. Это позволит несколько уменьшить отношение R_b/R_0 и соответственно сократить расход металла на изготовление фланца. Отметим также, что с ростом давления газа разница в начальных напряженностях для трубы и фланца должна уменьшаться, и выбор габаритов ввода целесообразно проводить по условию $E_a = E_b$. В этом случае представляет интерес величина так называемой «напряженной площади электрода, т. е. площади, на которой $E \geq 0,9E_{\max}$

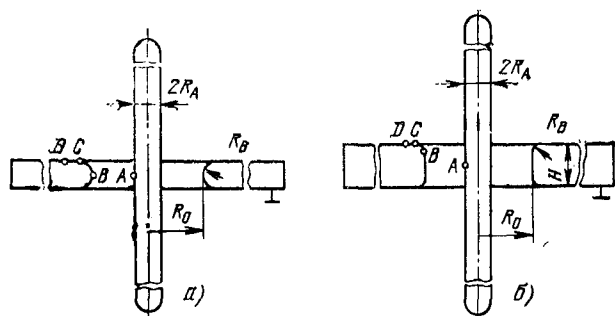


Рис. 1. Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

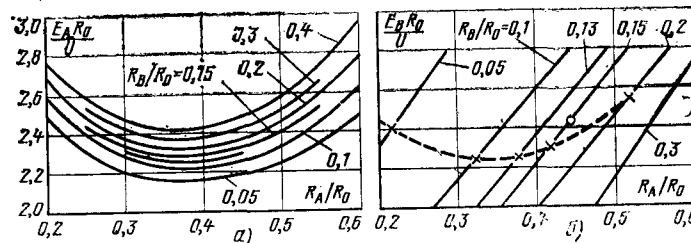


Рис. 2.

[Л. 2]. Для ввода рис. 1,а «напряженная площадь» на трубе приближенно может быть оценена как $S_a = 4\pi R_a^2$. «Напряженная площадь» на фланце существенно меньше, так как напряженность уменьшается на скруглении фланца очень быстро. Так в точке С (рис. 1,а) напряженность примерно вдвое меньше, чем в точке В, а в точке D имеем $E_d \approx 0,3E_b$.

В некоторых конструкциях вводов толщина заземленного фланца может быть задана из конструктивных соображений. Тогда мы получаем конструкцию ввода, изображенную на рис. 1,б. При толщине фланца $H \gg R_0$ центральная часть ввода представляет собой коаксиальную систему электродов, напряженность в которой можно рассчитать по известным формулам [Л. 3]. Представляет интерес расчет максимальных напряженностей на скруглении фланца и на трубе, если H соизмеримо с R_0 . Расчеты этой конструкции дают следующие результаты (рис. 3).

Вначале отметим, что уже при $H/R_0 \geq 0,3$ величина $\frac{E_a R_0}{U}$ зависит только от H/R_0 и R_a/R_0 и практически не зависит от R_b/R_0 . Для расчета максимальной напряженности на трубе можно рекомендовать следующую эмпирическую формулу:

$$\frac{E_a R_0}{U} = \frac{R_0 \left(1 - 0,262 e^{-1,52 \frac{H}{R_0 - R_a}} \right)}{R_a \ln R_0 / R_a} \quad (5)$$

Максимальная напряженность на фланце имеет место в точке В (рис. 1,б) и зависит от R_b/R_0 , R_a/R_0 и H/R_0 . Однако при $H/R_0 \geq 0,5$ толщина фланца уже практически не влияет. На этом основании в эмпирическую формулу, описывающую функцию $\frac{E_b R_0}{U} \left(\frac{R_a}{R_0}, \frac{R_b}{R_0} \right)$ при $H/R_0 \geq 0,5$ отношение H/R_0 не входит. Обработка результатов расчетов дает следующее выражение для напряженности на скруглении фланца

$$\frac{E_b R_0}{U} = \frac{1 + 0,3 \left(\frac{R_0 - R_a}{R_b} \right)^{0,66}}{\ln \frac{R_0}{R_a}} \quad (6)$$

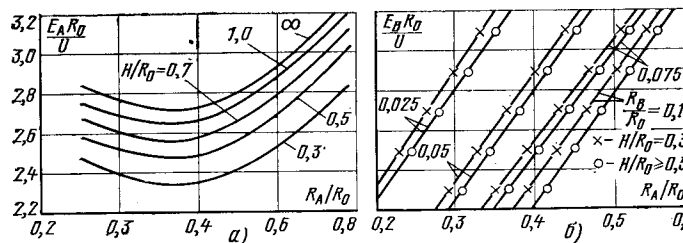


Рис. 3.

Из формул (5) и (6) при условии $E_a = E_b$ можно вывести соотношение, определяющее оптимальные размеры ввода:

$$\frac{R_b/R_0}{1 - R_a/R_0} = \left\{ \frac{0,3 R_a/R_0}{\left[1 - 0,262 \exp \left(-1,52 \frac{H/R_0}{1 - R_a/R_0} \right) \right] - R_a/R_0} \right\}^{1,52} \quad (7)$$

Формулы (5)–(7) имеют точность аппроксимации около 5% и справедливы при $H/R_0 \geq 0,5$ и $0,25 \leq R_a/R_0 \leq 0,6$. «Напряженная площадь» на трубе составляет примерно $2\pi H R_a$.

Проведенные расчеты и аппроксимирующие их результаты эмпирические формулы позволяют обоснованно выбирать габариты высоковольтных вводов и проводить оптимизацию их конструкции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колечицкий Е. С. Расчеты электростатических полей с использованием интегральных уравнений 1-го рода. — Электричество, 1975, № 8.
2. Бортник И. М. К выбору рабочих и испытательных напряженностей высоковольтного оборудования с изоляцией SF₆ — Электричество, 1974, № 12.
3. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. М.: Энергия, 1968.

[01.02.80]

УДК 621.316.933.6:621.315.618.9

К оценке долговечности коммутирующего разрядника с элегазом

НИКИФОРОВ М. Г., инж., ЧЕРНОВ Е. Н., канд. техн. наук

Отделение ВЭИ в г. Истра

В настоящей статье изложены результаты экспериментального определения степени влияния на срок службы двухэлектродного коммутирующего разрядника параметров малоиндуктивной разрядной цепи, объема разрядной камеры, частоты срабатывания разрядника. В экспериментах использовался разрядник коаксиальной конструкции. Дисковые электроды из нержавеющей стали с диаметром плоской части 20 мм при помощи проходных изоляторов из оргстекла крепятся коаксиально относительно стального цилиндрического корпуса. Перед проведением экспериментов электроды подвергались тренировке слабыми токами (менее 1 А) разрядами в среде азота, что позволило снизить разброс статического пробивного напряжения до малого значения (стандарт отклонений менее 3%).

Эксперименты проводились при давлении 0,32 МПа, расстоянии между электродами 0,3 см и статическом пробивном напряжении $U_0 = 60$ кВ, которое определялось как среднее из 25–30 пробоев при плавном подъеме напряжения до пробоя. Количество срабатываний фиксировалось электронным счетчиком, пробивное напряжение измерялось киловольтметром С-100. Индуктивность разрядной цепи, определенная по осциллограммам тока, составила $0,4 \cdot 10^{-6}$ Гн. Значение энергии W , запасаемой в накопительной емкости, изменялось от 25 до 1300 Дж. Исследовался режим однократной коммутации разрядника с частотой срабатывания 1–3 раза в минуту и частотой коммутации 1/3–2 Гц. После каждой серии испытаний разрядник вскрывался, электроды заново шлифовались, все внутренние детали промывались.

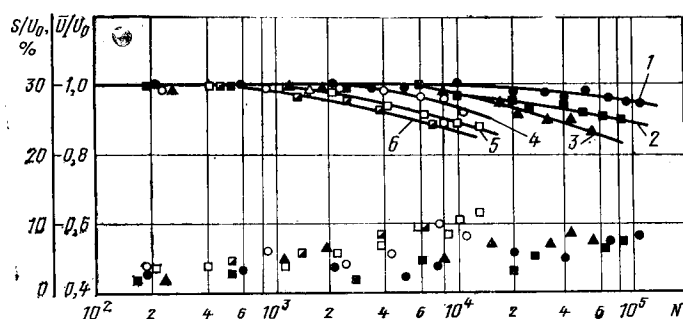


Рис. 1. Зависимости пробивного напряжения и стандарта отклонений от числа коммутаций разрядника в режиме однократных коммутаций.

1, 4, 5 — $W=25, 400, 1300$ Дж соответственно, $R=0,5$ Ом, $P=0,32$ МПа; 2, 3 — $W=400; 1300$ Дж, $R=70$ Ом, $P=0,32$ МПа; 6 — $W=1300$ Дж, $R=0,5$ Ом, $P=0,6$ МПа.

Экспериментальные кривые рис. 1 иллюстрируют необратимое ухудшение работы разрядника после многократных коммутаций: уменьшение пробивного напряжения, увеличение его разброса. При этом снижение напряжения наступает тем быстрее, чем больше энергия, запасаемая в накопителе, и чем меньше значение сопротивления ограничительного резистора R внешней разрядной цепи. Уменьшение объема разрядной камеры V с 2000 до 1000 см³ также приводит к некоторому снижению $\bar{U}/U_0$.

После каждой серии ресурсных испытаний во время профилактики разрядника были обнаружены продукты разложения элегаза, причем в экспериментах с энергией 400—1300 Дж в схеме без резистора R на рабочих поверхностях электродов появлялся плотный темный осадок. Снижение электрической прочности в большей степени обусловлено загрязнением электродов под действием продуктов разложения и в меньшей — загрязнением газовой фазы. Этот вывод следует из контрольных проверок, которые проводились следующим образом: после окончания испытаний отработанный элегаз откачивался до давления 0,65 Па и разрядник заполнялся свежим элегазом, поверхность электродов оставалась, как и прежде, загрязненной. После этого производилось 25—30 контрольных пробоев, результаты которых сравнивались с исходными данными в начале ресурсных испытаний. Так как пробивное напряжение не восстанавливалось до исходного (сравнивались средние значения и их стандарты), то естественно предположить, что причиной этого является влияние электродов. Этот вывод согласуется с результатами [Л. 1]. Контрольные проверки показали, что снижение электрических прочностей, обусловленное загрязнением электродов, составляет примерно 70—80% общего снижения U_0 . В экспериментах не было обнаружено существенной коррозии стального корпуса разрядника. После профилактики разрядника и обработки электродов он полностью восстанавливал свои первоначальные характеристики.

Долговечность (ресурс) разрядника характеризуется допустимым числом коммутаций $N_{\text{доп}}$, при котором основные характеристики остаются достаточно стабильными. В качестве такой характеристики можно выбрать пробивное напряжение раз-

рядника U_0 . В ряде конкретных применений разрядников допускаются отклонения U_0 до $\pm 10\%$. Поэтому примем за $N_{\text{доп}}$ число коммутаций, приводящее к снижению U_0 на 10% либо к увеличению стандарта отклонений на $\pm 10\%$. В ходе экспериментов выяснилось, что $N_{\text{доп}}$ зависит от величины W , R и V . Таким образом, поставим задачу найти функциональную зависимость

$$N_{\text{доп}} = \varphi(W, R, V) \quad (1)$$

при неизменном значении остальных параметров, к которым будем относить давление в разряднике, форму поля и расстояние между электродами, частоту срабатывания и материал электродов. Указанные параметры по возможности следует принять такими, чтобы полученная зависимость обладала достаточной общностью.

Зависимость (1) находилась при помощи метода планирования многофакторных экспериментов [Л. 2]. Был поставлен полный факторный эксперимент (ПФЭ). Исходные данные для факторов W , R , V и интервалы варьирования приведены в таблице, где x_1 , x_2 , x_3 — кодированные значения факторов. Например,

$$x_1 = \frac{2W - W_{\text{max}} - W_{\text{min}}}{W_{\text{max}} - W_{\text{min}}}, \quad (2)$$

где W_{max} и W_{min} — максимальные и минимальные значения запасаемой в накопителе энергии.

Варьируемые факторы	W , Дж	R , Ом	V , см ³	x_1	x_2	x_3
Базовый уровень	800	35,25	1500	0	0	0
Верхний уровень	1300	70	2000	+1	+1	+1
Нижний уровень	300	0,5	1000	-1	-1	-1
Интервал варьирования	± 500	$\pm 34,75$	± 500	± 1	± 1	± 1

Аналогично определяются величины x_1 и x_2 .

Все опыты дублировались и определялось среднее значение $N_{\text{доп}}$. В результате с учетом только значимых коэффициентов перед факторами было получено окончательное выражение:

$$N_{\text{доп}} = 32906 - 5881x_1 + 25168x_2 + 2156x_3 - 4293x_1x_2. \quad (3)$$

Среднеквадратичная ошибка определения коэффициентов уравнения (3) составляет 565, а их доверительный интервал с доверительной вероятностью 0,95 равен ± 1305 . Так как все факторы

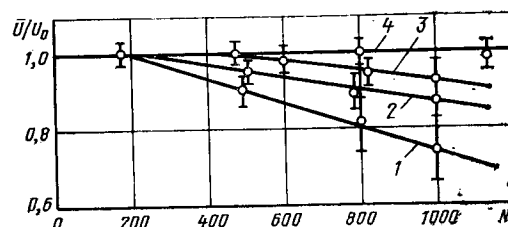


Рис. 2. Зависимости пробивного напряжения от числа коммутаций разрядников при разных частотах срабатывания разрядника.

1, 2, 3 — $f=2, 1, 1/3$ Гц соответственно, $W=400$ Дж, 4 — $f=2$ Гц, $W=25$ Дж.

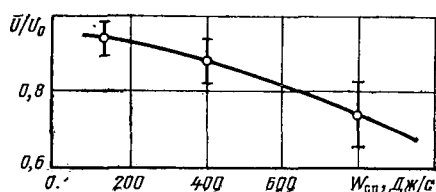


Рис. 3. Зависимость пробивного напряжения разрядника от величины $W_{ср}$.

в (3) приведены в кодированных значениях, то по значению коэффициента перед фактором и его знаку можно определить степень и характер влияния фактора на $N_{доп}$. Из (3) следует, что с увеличением сопротивления (x_2) и объема разрядной камеры (x_3) ресурс разрядника $N_{доп}$ увеличивается, тогда как возрастание величины энергии (x_1) уменьшает значение $N_{доп}$. Влияние объема сравнительно невелико — почти в 3 раза меньше, чем влияние энергии, запасаемой в накопителе и в 12 раз меньше, чем влияние сопротивления цепи разряда.

Проверка выражения (3) постановкой эксперимента в центре плана ($W=800$ Дж, $R=35$ Ом, $V=1500$ см³) дала результат, отличающийся от расчетного значения $N_{доп}$ на 22%. Для оценок ресурса разрядника такую точность можно признать приемлемой.

Влияние давления элегаза на долговечность разрядника можно было бы определить, рассматривая его как фактор наравне с параметрами W , R , V . Однако в этом случае трудно сохранить условие независимости факторов друг от друга [Л. 2], что не позволяет получить адекватное выражение типа (3). С целью выяснения влияния величины давления был проведен эксперимент при повышенном давлении $P=0,6$ МПа, $W=1300$ Дж, $V=2000$ см³, $R=0,5$ Ом (кривая 6 рис. 1). В отличие от результатов, полученных при $P=0,32$ МПа, разброс пробивных напряжений увеличился на 3÷5% почти во всем диапазоне значений N .

В данных экспериментах частота срабатывания разрядника 1—3 раза в минуту практически не влияет на снижение электрической прочности разрядного промежутка. Иначе обстоит дело при по-

вышенной частоте коммутаций разрядника (до 2 Гц). Как видно из рис. 2, при одном и том же значении энергии W увеличение частоты срабатывания ведет к более быстрому спаду отношения U/U_0 ; такой же эффект достигается при фиксированной частоте путем увеличения W , т. е. фактором, определяющим снижение пробивного напряжения, его разброс является величина средней коммутируемой мощности $W_{ср}=Wf$ (рис. 3). Разброс пробивных напряжений после 1000 непрерывных коммутаций, как правило, возрастает до ± 10 —15% (рис. 2 и 3). При работе в частотном режиме масса газа и электроды разрядника нагреваются тем больше, чем больше значение $W_{ср}$. В данных экспериментах в условиях незначительной эрозии электродов основной причиной снижения U/U_0 является высокая температура рабочей поверхности электродов (после 1000 коммутаций при $W_{ср}=800$ Дж/с $T \geq 100^\circ\text{C}$), что подтверждается результатами [Л. 3]. Остывая, разрядник восстанавливает свою электрическую прочность до уровня $(0,85 \div 0,98)U_0$ сравнительно медленно (десятики минут). При этом в наиболее тяжелом режиме ($W_{ср}=800$ Дж/с) из-за существенного загрязнения рабочей поверхности электродов восстановление происходит примерно до $0,85 U_0$.

Выводы. 1. Разрядник со сжатым элегазом при частоте коммутаций 1—3 раза в минуту, колебательном режиме разряда конденсатора с запасаемой энергией 1300 Дж позволяет производить не менее $(1 \div 2) \cdot 10^3$ коммутаций с незначительным разбросом пробивных напряжений (стандарт отклонения не более 5%).

2. При частоте срабатывания до 2 Гц электрическая прочность разрядника после 1000 коммутаций снижается более, чем на 20%, что обусловлено как нагреванием поверхностей электродов, так и их загрязнением продуктами разложения элегаза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ляпин А. А., Семенов Ю. Н. Электрическая прочность ряда электроотрицательных газов в однородном поле при высоких давлениях. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 1.
2. Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф., Копылов И. П. Планирование эксперимента в электромеханике. — М.: Энергия, 1975.
3. Binns D. F., Mansoor F. F. Breakdown characteristics for heated busbar in a gas-filled duct. — IEEE Trans. PAS, 1979, vol. 98, № 1.

[01.07.80]

О допустимых значениях токов и напряжений обратной последовательности при случайном характере их изменения

ЗАСЛАВСКАЯ Т. Б. (Новосибирск), ЖЕЛЕЗКО Ю. С. (Москва), НЕЙМАН В. В. (Иркутск)

Допустимые значения токов и напряжений обратной последовательности в технических условиях на электрооборудование обычно устанавливаются в виде постоянных, длительно допустимых величин. Так в [Л. 1] указано, что многофазные электродвигатели должны допускать длительную работу при напряжении обратной последовательности U_2 на их зажимах, равном 2% номинального напряжения. В [Л. 2] $U_2=2\%$ также считается длительно допустимым значением на зажимах любого электроприемника.

Во многих случаях изменение напряжений и токов обратной последовательности носит случайный характер. В связи с этим возникает вопрос, какие характеристики процессов $U_2(t)$ и $I_2(t)$ должны сравниваться с длительно допустимыми значениями. В [Л. 2] указывается, что в этом случае нормированные величины относятся к значениям случайного процесса, соответствующим интегральной вероятности $p=0,95$. Данный уровень установлен исходя из инженерных соображений, основанных на критерии практической достоверности события. Однако этот критерий нельзя считать обоснованным при нормировании характеристик случайных процессов, связанных с воздействием на оборудование, и в данном случае логичным было бы принять критерий эквивалентности воздействия случайного процесса и длительно допустимой величины.

Эквивалентность воздействия может быть оценена за некоторый промежуток времени T , в течение которого это воздействие проявляется. При этом нормировать уровень интегральной вероятности имеет смысл лишь для стационарных процессов, цикл изменения которых существенно меньше постоянной времени нагрева машины.

Исследования [Л. 3] показывают, что для одного из наиболее сильных источников несимметрии — тяговой нагрузки — продолжительность цикла изменения токов и напряжений обратной последовательности меньше указанной величины практически для всех типов машин. При этом наибольшая вероятность соответствует непрерывной продолжительности около 1 мин, а вероятность непрерывной продолжительности менее 6 мин. составляет 0,97—0,99. Характерная регистраграмма тока обратной последовательности в обмотках статора одного из турбогенераторов системы с мощной тяговой нагрузкой приведена на рис. 1.

В этих условиях допустимый уровень интегральной вероятности превышения длительно допустимых значений $U_{2д}$ и $I_{2д}$

$$q_3=1-p_3 \quad (1)$$

может быть определен из условия равенства количества тепла, выделяемого током обратной последовательности в рассматриваемой цепи за промежуток времени T , больший постоянной времени нагрева машины. Этому условию соответствует равенство

$$I_{2д}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T I_2^2(t) dt, \quad (2)$$

где $I_2(t)=U_2(t)/z_2$.

Равенство (2), в частности, является определяющим для синхронной машины в случае, если допустимые значения I_2 ограничиваются условиями нагрева ротора [Л. 4 и 5].

Для асинхронных двигателей ограничивающими оказываются условия нагрева статора. Основным фактором, определяющим его нагрев, является нагрузка статора током прямой последовательности основной частоты. Она характеризуется

двумя показателями: относительной загрузкой двигателя по мощности B и отклонением напряжения прямой последовательности основной частоты V на его зажимах. Дополнительный нагрев обуславливается наличием в цепи статора токов обратной последовательности I_2 и высших гармоник I_v (v — номер гармоники). Допустимое значение любого из параметров режима в этом случае зависит от значений других параметров.

Если случайные процессы $B(t)$, $V(t)$, $I_2(t)$ и $I_v(t)$ взаимно независимы, комплексное воздействие всех параметров может оцениваться суммой воздействий каждого параметра в отдельности. На практике это условие обычно соблюдается, так как значения указанных параметров определяются различными факторами: $B(t)$ — технологическим процессом; $V(t)$ — работой устройств регулирования напряжения и нагрузками других электроприемников; $I_2(t)$ — работой однофазных электроприемников; $I_v(t)$ — нелинейными нагрузками.

В статье излагается методика определения допустимых уровней интегральной вероятности превышения установленных значений $I_{2д}$ и $U_{2д}$ исходя из условия (2), а также рассмотрены вопросы нормирования показателей качества электроэнергии при их комплексном воздействии на электрооборудование (на примере асинхронных двигателей) в условиях установившихся режимов его работы.

Допустимые уровни интегральной вероятности превышения длительно допустимых значений параметров. Математическое ожидание функции $Y(t)=X^2(t)$ связано с характеристиками случайного процесса $X(t)$, в качестве которого может рассматриваться либо процесс $U_2(t)$, либо $I_2(t)$, соотношением:

$$m_y = m_x^2 + \sigma_x^2 = m_x^2(1 + \gamma_x^2), \quad (3)$$

где m_x и m_y — математические ожидания функции $Y(t)$ и процесса $X(t)$; σ_x и γ_x — среднеквадратическое отклонение и коэффициент вариации процесса $X(t)$.

Равенству воздействия постоянной величины X_d и случайного процесса $X(t)$ соответствует условие:

$$X_d = \sqrt{m_y} = m_x \sqrt{1 + \gamma_x^2}. \quad (4)$$

С другой стороны, любое значение x случайной величины связано с ее характеристиками соотношением

$$x = m_x + \beta \sigma_x = m_x(1 + \beta \gamma_x),$$

где β — параметр, определяющий уровень интегральной вероятности. Обозначая значение этого параметра, соответствующее X_d , через β_3 , получим

$$X_d = m_x(1 + \beta_3 \gamma_x). \quad (5)$$

Приравняв правые части уравнений (4) и (5), получим

$$\beta_3 = \frac{\sqrt{1 + \gamma_x^2} - 1}{\gamma_x}. \quad (6)$$

Анализ регистраграмм напряжений обратной последовательности в узлах электрических сетей показал, что закон распределения значений процессов $U_2(t)$ близок к нормальному, а коэффициент вариации не превышает значения 0,4. Последнее объясняется присущим этим процессам условием:

$$U_2(t) \geq 0.$$



Рис. 1.

Ниже в таблице приведены количественные соотношения между коэффициентом γ_x , параметром β_3 и эквивалентным уровнем интегральной вероятности, вычисленными для нормального закона $p_{э.н}$ и для закона равномерной плотности $p_{э.р}$.

γ_x	β_3	$p_{э.н}$	$p_{э.р}$	$k_{э.н}$	$k_{э.р}$
0,1	0,05	0,52	0,52	1,16	1,13
0,2	0,1	0,54	0,53	1,30	1,27
0,3	0,147	0,56	0,54	1,43	1,40
0,4	0,192	0,58	0,56	1,54	1,51
0,5	0,24	—	0,57	—	1,59
0,58	0,276	—	0,58	—	1,64

Равномерный закон распределения рассмотрен здесь как возможный для некоторых интервалов регистрограмм токов и напряжений в предположении следования непосредственно друг за другом импульсов треугольной формы, наиболее характерных для данных процессов (см. рис. 1). Коэффициент вариации в этом случае определяется по формуле [Л. 7]

$$\gamma_x = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{\sqrt{3}(X_{\max} + X_{\min})} \quad (7)$$

и достигает наибольшего значения, равного $1/\sqrt{3} \approx 0,58$, при левой границе диапазона изменения случайной величины $X_{\min}=0$.

Вероятность того, что величина X не превысит значения X_d для закона равномерной плотности, определяется по формуле:

$$p_{э.р} = \frac{X_d - X_{\min}}{X_{\max} - X_{\min}}, \quad (8)$$

а для нормального закона — интегралом вероятности

$$p_{э.н} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{X_d} e^{-\beta^2/2} d\beta = \Phi(\beta_3), \quad (9)$$

значения которого табулированы.

Связь уровня интегральной вероятности $p_{э.р}$ с параметром β_3 определяется из уравнений (5) и (8):

$$m_x(1+\beta_3\gamma_x) = p_{э.р}X_{\max} + (1-p_{э.р})X_{\min}. \quad (10)$$

Учитывая, что

$$m_x = (X_{\max} + X_{\min})/2,$$

из (10) получим искомую взаимосвязь:

$$p_{э.р} = 0,5 + \frac{\beta_3}{2\sqrt{3}}. \quad (11)$$

Данные таблицы показывают, что нормируемый уровень интегральной вероятности для случайных процессов $U_2(t)$ и $I_2(t)$ в электрических машинах может быть принят много ниже 0,95. Этот уровень практически не зависит от закона распределения и даже для предельных значений γ_x не превышает 0,6.

Интерес представляют соотношения между значениями U_2 и I_2 , соответствующими нормированному уровню интегральной вероятности $p=0,95$ и эквивалентному $p_э$, характеризующие относительное недоиспользование допустимого воздействия токов и напряжений обратной последовательности при случайном характере их изменения:

$$k_3 = \frac{m_x + \beta_{0,95}\sigma_x}{m_x + \beta_3\sigma_x} = \frac{1 + \beta_{0,95}\gamma_x}{1 + \beta_3\gamma_x}. \quad (12)$$

Для нормального закона $\beta_{0,95} \approx 1,65$ для закона равномерной плотности в соответствии с (11) $\beta_{0,95} = 1,56$. Значения k_3

для обоих рассматриваемых законов распределения при различных γ_x также приведены в таблице. Эти данные показывают, что, например, для процесса с $\gamma_x=0,4$ может быть допущено соответствующее $p=0,95$ напряжение обратной последовательности $U_2 \approx 1,5 \times 2 = 3\%$. При этом его воздействие эквивалентно воздействию длительно допустимой величины $U_{2д}=2\%$.

При одном и том же значении U_2 наиболее тяжелые тепловые режимы статоров машин возникают в случаях, когда сдвиг по фазе между напряжениями прямой и обратной последовательностей кратен 120° , что приводит к перегреву одной из фаз машины.

На практике в системах с тяговыми нагрузками сдвиг по фазе между напряжениями (токами) прямой и обратной последовательностей также является случайной величиной. На рис. 2 приведен для иллюстрации полученный экспериментально закон распределения аргумента тока I_2 в обмотках статора турбогенератора. В случае перемежающейся по фазам несимметрии режимы работы машин облегчаются в связи с более равномерным нагревом обмоток.

Исследования [Л. 7] показали, что для асинхронных двигателей допустимое напряжение обратной последовательности в этом случае может быть повышено приблизительно в 1,3 раза. Для синхронных машин конкретные значения допустимого повышения не известны, однако и для них перемежающийся характер несимметрии облегчает тепловые режимы.

Комплексное воздействие параметров качества электроэнергии на асинхронные машины. Аналитическое выражение определяющее допустимость теплового режима асинхронного двигателя имеет вид [Л. 2]¹:

$$\sqrt{hU_2^2 + A_v^2} \leq A_v + A_B, \quad (13)$$

где h — коэффициент, равный 1 в случае, когда сдвиг по фазе между напряжениями прямой и обратной последовательности основной частоты практически не изменяется, и равным 1,55 — в условиях перемежающейся несимметрии; A_v — составляющая подкоренного выражения, обусловленная наличием высших гармоник; A_v и A_B — коэффициенты, характеризующие тепловые режимы двигателя при отклонении напряжения и его загрузки от номинальных значений. Величины A_v , A_v и A_B рассчитываются по формулам:

$$A_v = \sqrt{\sum_{v=3}^{\infty} [1,39(U_{v+}^2 + U_{v-}^2)v^{-1,5} - 0,195(U_{v+}^2 - U_{v-}^2)v^{-2,5}]}, \quad (14)$$

$$A_v = g + cV - dV^2; \quad (15)$$

$$A_B = a(100 - B) - b(100 - B)^2. \quad (16)$$

В выражениях (14)–(16) все параметры режима выражены в процентах; v — номер гармонической составляющей; индексом «+» обозначены составляющие прямой последовательности каждой гармоники, «—» обратной последовательности; a , b , c , d , g — коэффициенты, зависящие от параметров двигателя (кратности пускового тока и отношения тока холостого хода к номинальному), приведенные в [Л. 2].

¹ Здесь выражение записано в других обозначениях и с устраненными опечатками.

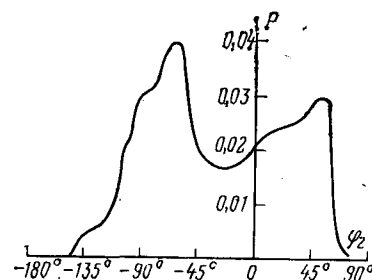


Рис. 2.

Следует особо отметить, что выражения (14)—(16) получены на основе метода тепловых параметров [Л. 7], и при случайном характере изменения входящих в них величин в выражения необходимо подставлять математические ожидания квадратов этих величин, т. е. значения, соответствующие уровням интегральной вероятности, указанным в таблице.

Диапазоны значений A_V и A_B для выпускаемых в настоящее время двигателей, работающих в условиях перемежающейся несимметрии, приведены ниже; при этом большие значения относятся к двигателям с кратностью пускового тока 4,5, а меньшие — 7.

$V, \%$	—5	0	+5	+10
$A_V, \%$	0	5,5—8,5	6,9—10,6	7,2—11,1
$B, \%$	100	90	80	70
$A_B, \%$	0	3,3—5,2	5,9—9,2	7,2—12,0
				8,7—13,6

Из приведенных данных следует, что установленные в [Л. 2] допустимые значения $V=-5\%$, $U_2=2\%$ и коэффициент несинусоидальности $K_{nc}=5\%$ не являются допустимыми при их совместном воздействии на полностью загруженный двигатель. С другой стороны, при недогруженном двигателе допустимы значения показателей качества электроэнергии на его зажимах, большие приведенных в [Л. 2]. Так, для двигателя с кратностью пускового тока 4,5, работающего в условиях перемежающейся несимметрии при $B=70\%$, $V=-10\%$ и отсутствии гармоник, допустимо напряжение обратной последовательности 18,5%. При отсутствии несимметрии допустимо наличие гармоник напряжения, соответствующее значению $K_{nc}=65\%$ и более (в зависимости от состава гармоник). При случайном характере процессов $U_2(t)$ и $U_v(t)$

допустимые величины могут быть еще более увеличены в соответствии с коэффициентами запаса, указанными в таблице.

В связи с существенной зависимостью допустимого значения каждого показателя качества электроэнергии на зажимах конкретного электроприемника от режимов его работы, а также от значений других показателей, выбор средств повышения качества во внутривоздушных сетях из условия обеспечения норм ГОСТ 13109—67 на зажимах каждого электроприемника может привести к экономически необоснованным решениям.

Рациональный выбор средств повышения качества электроэнергии при проектировании распределительных сетей при известном составе оборудования и характеристиках воздейст-

вия на него комплекса параметров, определяющих его режимы, возможен лишь при нормировании показателей качества электроэнергии на границах раздела балансовой принадлежности сетей энергоснабжающей организации и потребителя электроэнергии. Эти нормы являлись бы исходными данными для определения допустимости показателей качества электроэнергии на зажимах конкретных электроприемников с учетом режимов их работы и возможного изменения показателей в распределительной сети.

Выводы. 1. При случайном характере изменения токов и напряжений обратной последовательности уровень интегральной вероятности целесообразно нормировать, исходя из эквивалентности воздействия случайного процесса и постоянной, длительно допустимой величины. В связи с зависимостью этого уровня от вероятностных характеристик процесса целесообразно нормировать зависимость $p_0=f(\gamma_x)$.

2. Система допустимых значений показателей качества электроэнергии на зажимах конкретных электроприемников должна обеспечивать возможность оценки допустимости их режимов при совместном воздействии показателей. Нормы на эти значения должны приводиться в технических условиях и стандартах, относящихся к конкретным электроприемникам.

3. В существующем виде ГОСТ 13109—67 в отношении электрических машин определяет, в основном, требования, в расчете на которые они должны конструироваться. В меньшей степени он применим при контроле допустимости показателей качества электроэнергии на зажимах конкретных машин в условиях их эксплуатации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 183—74. Машины электрические вращающиеся. Общие технические требования.
2. ГОСТ 13109—67. Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения.
3. Тимофеев Д. С. Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками. — М.: Энергия, 1972.
4. ГОСТ 533—76. Генераторы электрические паротурбинные (турбогенераторы). Общие технические условия.
5. Эксплуатация турбогенераторов с непосредственным охлаждением / Под ред. Л. С. Линдорфа и Л. Г. Мамиконянца. — М.: Энергия, 1972.
6. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969.
7. Церазов А. Л., Якименко Н. И. Исследование влияния несимметрии и несинусоидальности напряжения на работу асинхронных двигателей. — В кн.: Информационные материалы № 70. — М.: Л.: Госэнергоиздат, 1963.

[05.02.81]

УДК 621.3.044:538.323

Переходные электромагнитные процессы при взаимодействии импульсного магнитного поля с цилиндрическим проводником

КАЛИХМАН С. А., канд. техн. наук

Чувашский Государственный университет

Диффузия электромагнитного поля в цилиндрические проводники представляет собой процесс, часто встречающийся при расчете различных электрофизических устройств [Л. 1 и 2]. Аналогичная задача возникает и при расчете начальной стадии ускорения проводников в импульсном магнитном поле, когда скорость мала и ее влиянием на переходный процесс можно пренебречь [Л. 3]. В качестве расчетной принята идеализированная двумерная модель, в которой бесконечно длинный проводник с аксиальным током находится в поперечном магнитном поле (рис. 1).

Пренебрегая токами смещения и считая задачу линейной, запишем исходное уравнение для векторного потенциала A [Л. 4]:

$$\Delta \bar{A} = \sigma \mu_0 \frac{\partial \bar{A}}{\partial t},$$

где Δ — оператор Лапласа; σ и μ_0 — проводимость и магнитная проницаемость проводника ($\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Вначале рассмотрим переходный процесс в проводнике при воздействии поперечного магнитного поля с напряженностью $B_0(t)$. В цилиндрической системе координат, считая вектор $B_0(t)$ параллельным плоскости $\varphi=0$, найдем, что векторный потенциал поперечного поля имеет только z -составляющую и равен

$$A_{0z} = B_0(t)r \sin \varphi. \quad (1)$$

Возбуждаемые вихревые токи могут иметь только z -составляющую и, следовательно, для единственной составляющей векторного потенциала получим:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} = \sigma \mu_0 \frac{\partial A_z}{\partial t}. \quad (2)$$

Для исключения дифференциальных операций по времени t применим к (2) интегральное преобразование Лапласа

$$\tilde{F}(p) = \int_0^\infty f(t, x) \exp(-px) dt,$$

Тогда преобразованное уравнение для изображения будет иметь вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_z}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \tilde{A}_z}{\partial \varphi^2} = p \sigma \mu_0 \tilde{A}_z. \quad (3)$$

Используя метод разделения переменных [Л. 4], представим:

$$\tilde{A}_z = \tilde{R}(r) \tilde{\Phi}(\varphi). \quad (4)$$

Для внешней области ($r > a$, $\sigma = 0$) после преобразований из (3)–(4) получим два обыкновенных дифференциальных уравнения:

$$\frac{d^2 \tilde{R}_e}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\tilde{R}_e}{dr} - \frac{k}{r^2} \tilde{R}_e = 0;$$

$$\frac{d^2 \tilde{\Phi}_e}{d\varphi^2} + k \tilde{\Phi}_e = 0,$$

где k — константа разделения.

При $r \rightarrow \infty$ решение должно совпадать с соотношением для невозмущенного поля (1), откуда $k=1$ и векторный потенциал

$$\tilde{A}_{ez} = (\tilde{B}_0 r + c_1 r^{-1}) \sin \varphi,$$

где c_1 — постоянная, определяемая из граничных условий.

На границе раздела двух сред должны выполняться условия непрерывности нормальной составляющей индукции магнитного поля и тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля:

$$\frac{\partial \tilde{A}_{ez}}{\partial \varphi} = \frac{\partial \tilde{A}_{iz}}{\partial \varphi};$$

$$\frac{\partial \tilde{A}_{ez}}{\partial r} = \frac{\partial \tilde{A}_{iz}}{\partial r},$$

где индексы «i», «e» относятся соответственно к величинам, характеризующим поле в проводнике и во внешней области.

Перейдем к решению уравнения (3) для внутренней области ($0 \leq r \leq a$, $\sigma \neq 0$). Разделив переменные, после преобразований получим:

$$\frac{d^2 \tilde{R}_i}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\tilde{R}_i}{dr} - \left(\gamma + \frac{1}{r^2} \right) \tilde{R}_i = 0;$$

$$\frac{d^2 \tilde{\Phi}_i}{d\varphi^2} + \tilde{\Phi}_i = 0,$$

где $\gamma = p \sigma \mu_0$.

Таким образом, решение для внутренней области с учетом конечности значения векторного потенциала при $r=0$ имеет вид:

$$\tilde{A}_i = c_2 I_1(r\gamma) \sin \varphi,$$

где I_1 — модифицированная функция Бесселя первого порядка.

Учитывая граничные условия, для изображения векторного потенциала во внешней и внутренней областях получаем:

$$\tilde{A}_{iz} = \frac{2\tilde{B}_0 I_1(r\gamma)}{V\gamma I_0(aV\gamma)} \sin \varphi;$$

$$\tilde{A}_{ez} = \tilde{B}_0 \left\{ r + \frac{a}{r} \left[\frac{2I_1(aV\gamma)}{aV\gamma I_0(aV\gamma)} - 1 \right] \right\} \sin \varphi,$$

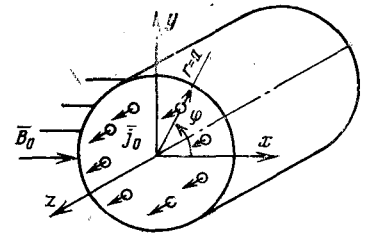
где I_0 — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Изображения плотности наведенного тока $\tilde{j}_z$ и индукции магнитного поля будут соответственно равны:

$$\tilde{j}_z = -\frac{2\tilde{B}_0 p \mu_0 I_1(r\gamma)}{aV\gamma I_0(aV\gamma)} \sin \varphi;$$

$$\tilde{B}_{ir} = \frac{2B_0 I_1(r\gamma)}{rV\gamma I_0(aV\gamma)} \cos \varphi;$$

Рис. 1. Модель для расчета электромагнитного поля.



$$\tilde{B}_{i\varphi} = \frac{2\tilde{B}_0 [I_1(rV\gamma) - rV\gamma I_0(rV\gamma)]}{rV\gamma I_0(aV\gamma)} \sin \varphi.$$

Задача о распределении плотности тока, индукции магнитного поля при подключении источника аксиального тока к цилиндрическому проводнику аналогична задаче теплопроводности, решение которой хорошо известно [Л. 2 и 4]. После преобразований найдем:

$$\tilde{B}_\varphi = \frac{\tilde{i}_0 \mu_0 I_1(rV\gamma)}{2\pi a I_1(aV\gamma)};$$

$$\tilde{j}_0 = \frac{\tilde{i}_0 I_0(rV\gamma)}{2\pi a I_0(aV\gamma)},$$

где $\tilde{i}_0$ — изображение аксиального тока.

Рассмотрим случай постоянных величин внешнего магнитного поля и аксиального тока:

$$\tilde{B}_0 = \frac{B_0}{p}, \quad \tilde{i}_0 = \frac{i_0}{p}.$$

Найдем оригиналы полученных изображений $F(p)$. Для применения теоремы разложения должны выполняться два условия [Л. 5]:

1) вещественные части полюсов изображения ограничены и, следовательно, лежат левее некоторой прямой C , параллельной оси мнимых чисел; 2) можно построить систему окружностей с дискретно изменяющимися радиусами R_k ($R_k \rightarrow \infty$ при $k \rightarrow \infty$), которые не проходили бы через полюсы изображения и на которых удовлетворялось бы условие $F(p) \rightarrow 0$ при $R_k \rightarrow \infty$. В рассматриваемом случае изображения представляют собой отношение двух трансцендентных функций

$$\tilde{F}(p) = \frac{\tilde{F}_1(p)}{\tilde{F}_2(p)},$$

содержащих цилиндрические функции. Полюса изображения, определяемые уравнением $\tilde{F}_2(p) = 0$, равны нулю либо отрицательны и первое условие применения теоремы разложения выполняется. Раскладывая цилиндрические функции в ряд по $V\gamma$, после преобразования исследуемых изображений получаем, что $F(p) \rightarrow 0$ при $R_k \rightarrow \infty$. Таким образом, для анализируемых формул может быть применена теорема разложения.

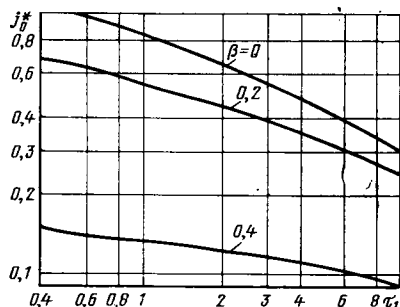
Отметим, что если бы в соотношения входили немодифицированные функции, то мы имели бы бесчисленное множество полюсов, расположенных на всей вещественной оси и применение теоремы разложения было бы невозможно.

Переходя в полученных изображениях к оригиналам, найдем соотношения для результирующих плотности тока и индукции магнитного поля:

$$j_z = \frac{i_0}{\pi a^2} \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(rV\gamma_m)}{J_0(aV\gamma_m)} e^{-p_m t} \right] - 4 \frac{B_0}{\mu_0 a} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(rV\gamma_n)}{J_1(aV\gamma_n)} e^{-p_n t} \right] \sin \varphi; \quad (5)$$

$$B_r = \left[B_0 - 4B_0 \frac{a}{r} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(rV\gamma_n)}{a^2 \gamma_n J_1(aV\gamma_n)} e^{-p_n t} \right] \cos \varphi; \quad (6)$$

Рис. 2. Зависимость допустимой по условиям нагрева плотности тока j_0^* от относительного времени взаимодействия τ_1 .



$$B_\varphi = - \left[B_0 - 4B_0 \frac{a}{r} \times \right.$$

$$\times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{r V_{\gamma n} J_0(r V_{\gamma n}) - J_1(r V_{\gamma n})}{a^2 \gamma_n J_1(a V_{\gamma n})} e^{-p_n t} \sin \varphi +$$

$$+ \frac{\mu_0 i_0}{2\pi a} \left[\frac{r}{a} + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_1(r V_{\gamma m})}{a V_{\gamma m} J_0(a V_{\gamma m})} e^{-p_m t} \right], \quad (7)$$

где J_0 , J_1 — функции Бесселя нулевого и первого порядка; γ_m , γ_n — корни уравнений $J_1(a V_{\gamma m}) = 0$, $J_0(a V_{\gamma n}) = 0$, протабулированных в [Л. 6]; $p_m = \frac{\gamma_m}{\sigma \mu_0}$, $p_n = \frac{\gamma_n}{\sigma \mu_0}$.

Определим допустимую из условий нагрева среднюю плотность тока: $j_0 = \frac{i_0}{\pi a^2}$. Считая процесс адиабатическим, воспользуемся для оценки степени нагрева интегралом квадрата плотности тока $J = \int_0^t j^2 dt$, предельные значения которого (J_1) для различных металлов приведены в [Л. 2].

Введем базисные величины плотности тока j_1 и времени t_1 , определяемые соотношениями

$$j_1 = \sqrt{\frac{J_1}{a^2 \sigma \mu_0}}; \quad t_1 = a^2 \sigma \mu_0.$$

Тогда допустимая по условиям нагрева средняя плотность тока в относительных единицах

$$j_0^* = \frac{-4\beta\alpha_2 + \sqrt{16\beta^2\alpha_2^2 - \alpha_1(16\beta^2\alpha_3 - 1)}}{\alpha_1}, \quad (8)$$

где

$$j_0^* = \frac{j_0}{j_1}; \quad \tau = \frac{t}{t_1}; \quad \beta = B_0 \sqrt{\frac{\sigma}{J_1 \mu_0}}; \quad \xi_m = a \sqrt{\gamma_m};$$

$$\xi_n = a \sqrt{\gamma_n};$$

$$\alpha_1 = \int_0^{\tau_1} \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(\varepsilon \xi_m)}{J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \right]^2 d\tau; \quad \varepsilon = \frac{r}{a};$$

$$\alpha_2 = \int_0^{\tau_1} \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(\varepsilon \xi_m)}{J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \right] \times$$

$$\times \left[- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_n)}{J_1(\xi_n)} e^{-\xi_n^2 \tau} \sin \varphi \right] d\tau;$$

$$\alpha_3 = \int_0^{\tau_1} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_n)}{J_1(\xi_n)} e^{-\xi_n^2 \tau} \sin \varphi \right]^2 d\tau;$$

τ — время взаимодействия электромагнитного поля с проводником.

В качестве расчетной выберем точку с координатами $r=a$ ($\varepsilon=1$), $\varphi=-90^\circ$, где плотность тока в соответствии с (5), а, следовательно, и нагрев будут наибольшими.

Анализ зависимости $j_0^*(\tau_1)$, приведенной на рис. 2, показывает, что учет переходных процессов приводит к существенному уменьшению допустимой по условиям нагрева плотности тока. Более того, из соотношения (8) следует, что при значении параметра $\beta > 0,25 \sqrt{a}$ электрический взрыв (расплавление) поверхностного слоя ($r=a$, $\varphi=-90^\circ$) происходит только за счет тока, индуцированного внешним магнитным полем. Если допустить расплавление (испарение) части проводника, то плотность тока может быть увеличена. Этому режиму соответствует значение $\varepsilon < 1$ ($r < a$) в формулах (5) и (8).

Рассмотрим механические напряжения, возникающие в цилиндрическом проводнике при свободном ускорении под действием электромагнитных сил. Используя принцип Даламбера и считая цилиндр твердым телом, запишем для механических напряжений по координате y :

$$P_y = - \int_a^y (j_z B_x - j_0 B_0) dy,$$

где $j_0 B_0$ — объемная плотность даламберовой силы инерции.

Рассмотрим механические напряжения в точках на оси y ($\varphi=\pm 90^\circ$), где в соответствии с (5) — (7) они наибольшие. В этом случае после преобразований:

$$P^*_y = \frac{P_y}{P_1} = -\lambda_1 + 4\lambda_2 + 2\delta\lambda_3 + \frac{\lambda_4}{\delta} - 2\lambda_5, \quad (9)$$

где

$$\lambda_1 = \int_1^{\varepsilon_1} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_m)}{J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \sin \varphi d\varepsilon;$$

$$\lambda_2 = \int_1^{\varepsilon_1} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_0(\varepsilon \xi_n)}{\xi_n J_1(\xi_n)} d^{-\xi_n^2 \tau} \right] \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(\varepsilon \xi_m)}{J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \right] \times$$

$$\times \sin \varphi d\varepsilon;$$

$$\lambda_3 = \int_1^{\varepsilon_1} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_n)}{J_1(\xi_n)} e^{-\xi_n^2 \tau} \right] \left[1 - 4 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_n)}{\xi_n J_1(\xi_n)} e^{-\xi_n^2 \tau} \right] d\varepsilon,$$

$$\lambda_4 = \int_1^{\varepsilon_1} \left[\varepsilon + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_m)}{\xi_m J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \right] \times$$

$$\times \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(\varepsilon \xi_m)}{J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \right] d\varepsilon;$$

$$\lambda_5 = \int_1^{\varepsilon_1} \left[\varepsilon + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_m)}{\xi_m J_0(\xi_m)} e^{-\xi_m^2 \tau} \right] \times$$

$$\times \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_1(\varepsilon \xi_n)}{J_1(\xi_n)} e^{-\xi_n^2 \tau} \right] \sin \varphi d\varepsilon;$$

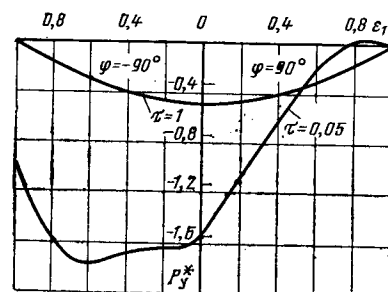


Рис. 3. Распределение механических напряжений ($\delta=1$, $r \leq a$).

$P_1 = j_0 B_0 a$; $\delta = \frac{2B_0}{j_0 \mu_0 a}$ — параметр, равный отношению величин индукции внешнего и собственного магнитных полей на поверхности цилиндра, $\epsilon = \frac{r}{a}$, $\tau = \frac{t}{t_1}$.

Результаты расчетов по (9) приведены на рис. 3. При расчетах взяты значения параметров, характерные для процесса ускорения проводников до гиперзвуковых скоростей [Л. 3]. Анализ зависимости $P^*_{\nu}(\epsilon)$ показывает, что в переходном режиме в материале проводника возникают значительные напряжения, за счет которых возможно разрушение проводника в процессе ускорения.

Используя формулы (5)–(7), с помощью интеграла Дюамеля [Л. 5] может быть рассчитан процесс при произвольном изменении во времени внешнего магнитного поля и тока в проводнике.

Выводы. 1. Получены расчетные соотношения для рас-
пределения нестационарного электромагнитного поля в цилиндрическом проводнике.

2. В переходном режиме неравномерное распределение плотности тока приводит к появлению местного перегрева и

механических напряжений, больших чем в квазистационарном случае.

3. При ускорении проводников в импульсном магнитном поле допустимые плотность тока и индукция ускоряющего магнитного поля должны выбираться исходя из нестационарного процесса взаимодействия электромагнитного поля с проводником.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. Под ред. В. С. Комелькова. — М.: Атомиздат, 1970.
2. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972.
3. Ускорение проводников до гиперзвуковых скоростей в импульсном магнитном поле/ В. Ф. Агарков, В. Н. Бондалетов, С. А. Калинин, Ю. П. Пичугин. Журнал прикладной механики и технической физики, 1974, № 3.
4. Кошляков Н. С., Глинер Э. Б., Смирнов М. М. Уравнения в частных производных математической физики. — М.: Высшая школа, 1970.
5. Левинштейн М. Л. Операционное исчисление в задачах электротехники. — Л.: Энергия, 1972.
6. Янке Е., Эмде Ф. Таблицы функций с формулами и кривыми. Пер. с нем. — М.: ГИФМЛ, 1959.

[25.06.81]

УДК 621.33-83.018.728.3.001.57

Математическое моделирование электромагнитных процессов в асинхронном тяговом приводе локомотива

РОТАНОВ Н. А., доктор техн. наук, ЛИТОВЧЕНКО В. В., НАЗАРОВ О. С.,
кандидаты техн. наук, ШАРОВ В. А., инж.

Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Частотно-регулируемый асинхронный привод локомотивов представляет собой сложную электромеханическую систему, включающую электрическую, механическую и управляющую части. Процессы в ней описываются в общем случае нелинейными дифференциальными уравнениями, что исключает возможность использования аналитических методов исследования. Поэтому достаточно достоверные результаты могут быть получены только путем математического моделирования процессов на ЭВМ.

Математическое моделирование асинхронного тягового привода (АТП) обладает рядом особенностей, обусловленных спецификой тягового привода, в частности: соизмеримостью мощностей источника питания контактной сети и потребителя; широким диапазоном регулирования частоты вращения тягового двигателя; сложным характером взаимодействия электрической и механической частей привода.

Вместе с тем разработка и внедрение асинхронных тяговых двигателей на локомотивах требует все более полного учета указанных выше факторов при анализе процессов в АТП. Это существенно усложняет математическое моделирование привода и приводит к необходимости решения системы дифференциальных уравнений высокого порядка при использовании универсальных математических моделей вентиляльных преобразователей. Для моделирования подобных систем целесообразно применять структурный подход, используя способ разбиения всей системы на ряд относительно самостоятельных частей. Для каждой из частей составляются свои уравнения, которые при помощи уравнений связи объединяются в полную систему дифференциальных уравнений. Желательно максимально упрощение описания каждой из частей при одновременном учете всех основных факторов, влияющих на характер процессов.

В статье рассматриваются вопросы, связанные с моделированием электрической части АТП, содержащей (рис. 1,а) однофазный управляемый выпрямитель V_1 — V_4 , сглаживающий LC — фильтр, автономный инвертор напряжения (АИН) V_5 — V_6 и асинхронный тяговый двигатель (АТД).

В [Л. 1, 2] приводятся принципиальная схема и математическая модель подобной электрической части асинхронного привода. При этом АИН моделируется в виде преобразователя, имеющего полностью управляемые вентили с учетом или без учета их реальных вольт-амперных характери-

стик. В [Л. 2], например, предлагается приближенный учет потерь в АИН путем вынесения активного сопротивления потерь на вход инвертора. Однако в такой схеме потери оказываются не зависящими от тока преобразователя, что не соответствует реальным физическим процессам, и требуется подбор значения сопротивления потерь для каждого режима работы привода. Во многих работах предлагается вообще не учитывать потери в преобразователе, что может быть оправдано только при достаточно высоком уровне входного напряжения инвертора.

Для АТП в зоне низких скоростей движения локомотива, когда напряжение на выходе выпрямителя мало, пренебрежение потерями в АИН приводит к большим погрешностям при анализе электромагнитных процессов. Кроме того, допущение о том, что вентили АИН являются полностью управляемыми ключами, исключает из рассмотрения некоторые состояния электрической схемы, которые имеют место в действительности.

Если применять кусочно-линейную аппроксимацию вольт-амперной характеристики вентилей, т. е. считать

$$u_v = U_0 + R_d i_v,$$

где u_v , i_v — напряжение и ток вентилей; U_0 , R_d — пороговое напряжение и динамическое сопротивление вентилей, а также учесть, что каждый тиристор в АИН шунтируется в обратном направлении диодом, то это позволяет при рассмотрении процессов в электрической части привода выделить три возможных мгновенные схемы замещения, каждая из которых образуется при различных комбинациях проводящих и непроводящих вентилях (рис. 1,а).

При этом переход от одной схемы к другой сопровождается изменением ее конфигурации и параметров. Так как возможные схемы и последовательность их образования зависят от состояния вентилях, то это позволяет для исследования процессов использовать коммутационные функции, представляющие двузначные логические переменные и принимающие значения «1» или «0», если вентиль пропускает ток или закрыт.

На рис. 1,б приведена общая схема замещения электрической части АТП, из которой могут быть получены три возможные мгновенные схемы.

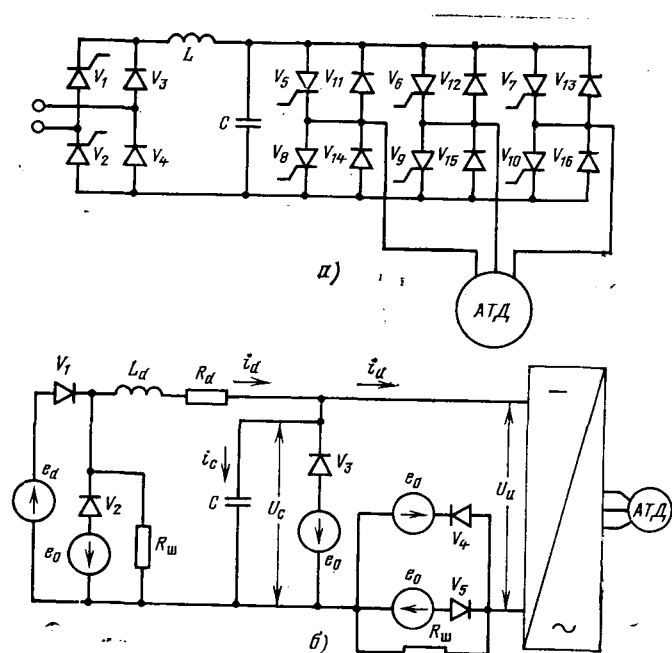


Рис. 1.

Первая мгновенная схема образуется при включенных вентилях $V_1(V_2)$ и $V_4(V_5)$. При этом комбинацией: источник напряжения $e_d = E_{2m} |\sin \omega t|$ и вентили V_1, V_2 моделируется работа реальной схемы однофазного управляемого выпрямителя, к выходу которого через LC-фильтр (L_d и R_d — индуктивность и активное сопротивление реактора; C — емкость конденсатора) подключены АИН и АТД. Динамическое сопротивление вентилей инвертора учитывается соответствующим увеличением активного сопротивления обмотки статора АТД, а пороговое напряжение — вынесением на вход инвертора источника напряжения e_0 , равного по значению сумме

пороговых напряжений вентилей $e_0 = \sum_{i=1}^n U_{0n}$, где n — число

соединенных последовательно вентилей, обтекаемых током инвертора i_n . Для правильного учета потерь в вентилях независимо от направления тока i_n , источник e_0 включен через вентили V_4, V_5 с идеальными характеристиками.

Учет характеристик вентилей выпрямителя осуществляется соответствующим изменением сопротивления R_d и напряжения источника e_d . При этом коммутационные потери в вентилях выпрямителя не учитываются, так как коммутация тока считается мгновенной.

Вторая схема образуется при работе выпрямителя с большими углами регулирования в режиме прерывистых токов i_d . При этом вентили V_1, V_2 выключены.

Третья схема обусловлена спецификой вентильных плеч инвертора напряжения, а именно: шунтированием тиристорных диодами в обратном направлении. Такое включение диодов не позволяет рассматривать вентильную группу тиристор — диод в качестве идеального ключа для некоторых режимов. Идеализация ключей АИН предполагает возможность появления на входе инвертора обратного напряжения произвольного значения из-за колебательного характера переходного процесса разряда конденсатора фильтра на нагрузку в последующий коммутационный период. В реальных схемах обратное напряжение на входе инвертора не может превышать падения напряжения на обратных диодах, что учтено введением дополнительного источника напряжения e_0 и вентиля V_3 с идеальной характеристикой. В этом режиме ток, потребляемый нагрузкой, содержит две составляющие: i_n — ток, потребляемый от звена постоянного тока, и ток, замыкающийся через обратные диоды V_3 .

Введение указанных допущений, а также схемы замещения электрической части АТП позволяют рассматривать идеализированный АИН с полностью управляемыми вентильными ключами. При этом результаты моделирования электри-

ческих процессов наиболее полно будут соответствовать реальным физическим процессам в преобразователе.

Как было указано выше, целесообразно независимо рассмотреть уравнения нагрузки (АТД) и входной цепи АИН с последующим их дополнением двумя уравнениями, связывающими входные и выходные токи и напряжения при помощи коммутационной функции инвертора [Л. 3].

Уравнения асинхронного двигателя можно представить в удобном для численного интегрирования виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} &= -\frac{R_1}{\sigma L_1} \psi_{1\alpha} + \frac{k_2 R_1}{\sigma L_1} \psi_{2\alpha} + u_{1\alpha}; \\ \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} &= -\frac{R_1}{\sigma L_1} \psi_{1\beta} + \frac{k_2 R_1}{\sigma L_1} \psi_{2\beta} + u_{1\beta}; \\ \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} &= \frac{k_1 R_2}{\sigma L_2} \psi_{1\alpha} - \frac{R_2}{\sigma L_2} \psi_{2\alpha} - \omega_{вр} \psi_{2\beta}; \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} &= \frac{k_1 R_2}{\sigma L_2} \psi_{1\beta} - \frac{R_2}{\sigma L_2} \psi_{2\beta} + \omega_{вр} \psi_{2\alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\psi_{1\alpha}, \psi_{1\beta}, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ — проекции результирующих векторов потокоцеплений статора и ротора и напряжения статора на оси α и β ; R_1, R_2, L_1, L_2, L_m — параметры схемы замещения асинхронного двигателя; $\omega_{вр}$ — электрическая угловая частота вращения ротора двигателя; $k_1 = \frac{L_m}{L_1}, k_2 = \frac{L_m}{L_2}$ —

коэффициенты связи; $\sigma = 1 - k_1 k_2$ — коэффициент рассеяния.

Проекция результирующего вектора тока статора

$$i_{1\alpha} = \frac{1}{\sigma L_1} (\psi_{1\alpha} - k_2 \psi_{2\alpha}); \quad i_{1\beta} = \frac{1}{\sigma L_1} (\psi_{1\beta} - k_2 \psi_{2\beta}). \quad (2)$$

Вводя для каждого вентиля двузначные логические переменные V_1, V_2, V_3, V_4 и V_5 , принимающие значения «1» или «0» в зависимости от состояния вентилей, уравнения для входной цепи запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} (-R_d i_d - u_C \bar{V}_3 + e_0 V_3 - i_d R_{ш} \bar{V}_1 V_2 - e_0 V_2 + e_d V_1); \\ \frac{du_C}{dt} &= \frac{1}{C} (i_d - i_n) \bar{V}_3, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $R_{ш}$ — сопротивление, учитывающее начальный участок вольт-амперной характеристики и шунтирующее сопротивление (около 1 кОм).

При известном напряжении на конденсаторе фильтра напряжение на входе инвертора

$$u_n = u_C \bar{V}_3 - e_0 V_3 - e_0 V_4 + e_0 V_5 - i_n R_{ш} \bar{V}_4 \bar{V}_5. \quad (4)$$

Выражения, устанавливающие связь между входными и выходными токами и напряжениями инвертора, в проекциях на оси α и β имеют вид [Л. 4]:

для напряжений

$$u_{1\alpha} = u_n f_{1\alpha}; \quad u_{1\beta} = u_n f_{1\beta}; \quad (5)$$

для токов

$$i_n = \frac{3}{2} (f_{1\alpha} i_{1\alpha} + f_{1\beta} i_{1\beta}). \quad (6)$$

Коммутационная функция инвертора является периодической функцией с периодом $T = 1/f_1$, где f_1 — частота напряжения на выходе инвертора по основной гармонике.

Для практической реализации математической модели электрической части АТП, уравнения (1)–(6) должны быть дополнены уравнениями, позволяющими определять логические переменные. Последние легко могут быть получены, если при численном интегрировании уравнений принять логическую модель вентиля, учитывающую его состояние на предыдущем шаге счета, наличие на нем напряжения и управляющего импульса [Л. 3]. В этом случае для тиристора V_1

$$V_1 = [V_1' \eta(i_{V1}) + \eta(u_{V1}) \eta(t - \gamma)] \eta(\pi - t); \quad (7)$$

для любого диода

$$V_i = V_i' \eta(i_{Vi}) + \eta(u_{Vi}), \quad (8)$$

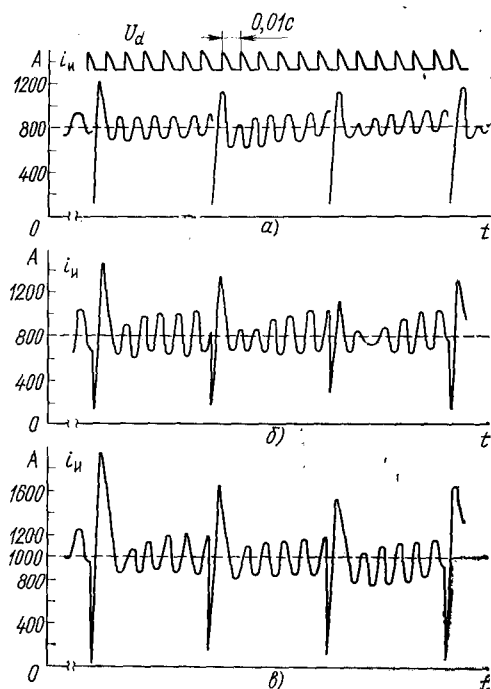


Рис. 2.

где $V'_1, V'_2, \dots$ — значения логической переменной на предыдущем шаге счета; $\eta(i_{Vi}), \eta(u_{Vi}), \eta(t-\gamma), \eta(\pi-t)$ — единичные функции, характеризующие ток вентиля, напряжение на нем, наличие управляющего сигнала, подаваемого в момент времени γ , а также длительность периода входного напряжения e_d .

Токи через вентили и напряжения на них определяются из схемы рис. 1,б соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_{V1} &= i_d V'_1; & u_{V1} &= -e_d V'_1 + e_0 V'_2 + i_d R_{ш} \bar{V}'_1 \bar{V}'_2 + e_d; \\ i_{V2} &= i_d V'_2; & u_{V2} &= -e_d V'_1 + e_0 V'_2 + i_d R_{ш} \bar{V}'_1 \bar{V}'_2 - e_0; \\ i_{V3} &= (i_n - i_d) V'_3; & u_{V3} &= -u_C - e_0; \\ i_{V4} &= i_n V'_4; & u_{V4} &= i_n R_{ш} \bar{V}'_4 \bar{V}'_5 + e_0 V'_4 - e_0 V'_5 - e_0; \\ i_{V5} &= i_n V'_5; & u_{V5} &= -i_n R_{ш} \bar{V}'_4 \bar{V}'_5 - e_0 V'_4 + e_0 V'_5 - e_0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Полученная таким образом система дифференциальных уравнений (1) и (3) с учетом (2) и (4) — (9) полностью описывает электромагнитные процессы в приводе. Анализ процессов удобно выполнять численным интегрированием дифференциальных уравнений на ЦВМ с использованием стандартных программ. При этом на каждом шаге счета по уравнениям (7) — (9) определяются значения логических переменных, которые используются для вычисления коэффициентов правых частей уравнений (1) и (3). В этом случае процесс формирования правых частей дифференциальных уравнений полностью формализован и обеспечивает автоматический переход от одной мгновенной схемы замещения к другой.

Предлагаемая математическая модель электрической части АТП была использована для расчета квазиустановившихся режимов работы привода электровоза переменного тока с АТД. При этом была получена хорошая сходимость расчетных и экспериментальных значений токов и напряжений на элементах схемы.

В качестве примера на рис. 2 приведена осциллограмма тока инвертора, полученная на опытном электровозе ВЛ80А-751 (рис. 2,а), и расчетные зависимости тока инвертора с учетом потерь в АИН по предлагаемой методике (рис. 2,б) и без учета (рис. 2,в) при следующих параметрах схемы замещения: напряжение источников $e_0=12,8$ В; суммарное динамическое сопротивление вентиля, приведенное к фазе двигателя 0,005 Ом; $L_d=6$ мГн, $C=3300$ мкФ, АТД типа НБ-602 [Л. 1], частота тока статора 2,65 Гц, частота тока ро-

тора 0,9 Гц. Выпрямленное напряжение U_d (рис. 2,а) соответствует работе выпрямителя на первой зоне с углом регулирования $\gamma=90^\circ$.

Сопоставление расчетных (рис. 2,б) и экспериментальных (рис. 2,а) зависимостей показывает их хорошее совпадение как по характеру, так и по значению. Расчетные значения тока инвертора, полученные без учета потерь в АИН (рис. 2,в), имеют значительные отклонения от экспериментальных данных.

При приближенном учете потерь в АИН вынесением активного сопротивления на вход инвертора [Л. 2] существенно изменяется характер процессов из-за относительной малости сопротивления потерь (единицы ома), что характерно для работы асинхронного тягового привода в режиме пуска.

Как указывалось выше, наряду с основной, первой схемой замещения электрической части АТП, возможно появление второй и третьей мгновенных схем. При этом образование третьей схемы связано как с особенностями самого инвертора, так и с режимом работы привода и соотношением параметров элементов звена постоянного тока и двигателя. Так, например, при $L_d=4$ мГн, $C=1000$ мкФ и частоте тока статора АТД, приблизительно равной 35 Гц, наблюдается ударное возбуждение контура конденсатор — двигатель из-за совпадения собственной частоты этого контура и частоты возмущения, равной шестикратной частоте тока статора. При этом амплитуда пульсирующей составляющей напряжения инвертора возрастает и достигает своего максимального значения, равного среднему значению напряжения на входе инвертора. Обратные диоды АИН выполняют при этом стабилизирующую роль, шунтируя его вход при увеличении пульсаций напряжения u_C .

На рис. 3,а приведены осциллограммы токов i_d, i_n и напряжения u_C при работе АТД типа НБ-602 с частотой 35 Гц, где отмечены моменты времени t_1 и t_2 , когда образуется третья мгновенная схема. На рис. 3,б приведены те же зависимости, полученные при расчете на математической модели. Образованию третьей схемы соответствуют интервалы времени, при которых $u_n=-12,8$ В. Сопоставление экспериментальных и расчетных зависимостей показывает их хорошее совпадение.

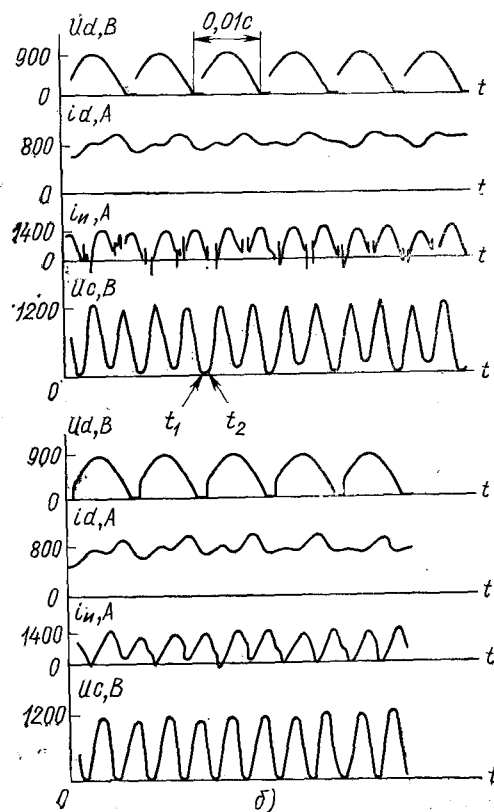


Рис. 3.

Изложенная методика математического моделирования позволяет исследовать переходные и установившиеся процессы в асинхронном тяговом приводе с учетом реальных параметров и характеристик элементов силовой цепи преобразователя. Использование при этом коммутационных функций инвертора и логических переменных, характеризующих состояние вентилей, упрощает описание модели привода и формализует процесс формирования дифференциальных уравнений на ЦВМ. Учет потерь в преобразователях следует осуществлять увеличением активного сопротивления нагрузки и включением дополнительного источника напряжения, определяемых из вольт-амперных характеристик вентильных групп.



УДК 62-83-523.001.24

Динамическая модель для малых отклонений систем с двусторонней широтно-импульсной модуляцией

ПОЗДЕЕВ А. Д., доктор техн. наук, НИКИТИН В. М., канд. техн. наук,
ПИМЕНОВ В. М., инж.

ВНИИР

Системы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) относятся к классу нелинейных импульсных систем автоматического управления (САУ) [Л. 1]. Однако при малых отклонениях от установившегося положения их удается описать линейной дискретной динамической моделью, если выходной сигнал звена ШИМ представить в виде суммы стационарной и переходной импульсных составляющих. Стационарная составляющая в этом случае рассматривается как сигнал помехи, пульсации которого, попадая на вход устройства импульсно-фазового управления по цепям обратной связи, изменяют коэффициент усиления ШИМ-преобразователя, поэтому ее влияние учитывается в модели поправочным коэффициентом F (фактором пульсаций). Переходная составляющая представляется импульсами бесконечно малой длительности с вольт-секундной площадью, пропорциональной приращению входного сигнала (δ -импульсами). Такая замена ШИМ на амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ) является математически строгой, если отклонения от установившегося положения (глубина модуляции) являются бесконечно малыми.

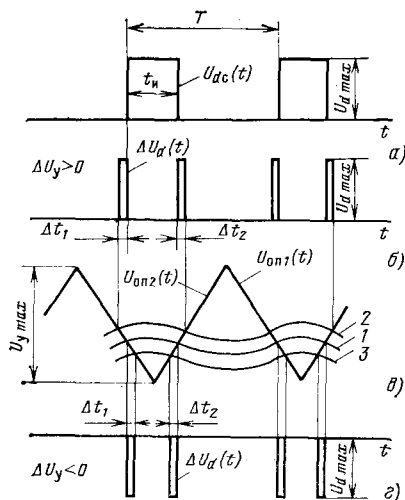


Рис. 1. Разложение выходного напряжения преобразователя с двусторонней ШИМ на стационарную и переходную импульсные составляющие.

а — стационарная составляющая $U_{dc}(t)$; б и в — переходные импульсные составляющие $\Delta U_d(t)$ при $\Delta U_y > 0$ и $\Delta U_y < 0$ соответственно; г — принцип работы устройства импульсно-фазового управления: 1 — кривая напряжения управления в установившемся режиме при наличии стационарной периодической помехи $U_{yc}(t)$ на входе; 2, 3 — напряжения управления при $\Delta U > 0$ (2) и $\Delta U < 0$ (3).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основные результаты испытаний частотно-регулируемого тягового привода электровоза ВЛ80А с асинхронными двигателями/ Ю. Г. Быков, М. И. Гингольд, О. Е. Карелов и др. Сб. Современные задачи преобразовательной техники. Киев, 1975, ч. 6.
2. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974.
3. Конев Ф. Б. Моделирование вентильных преобразователей на вычислительных машинах. — Итоги науки и техники. Силовая преобразовательная техника. — М.: ВИНТИ, 1976.
4. Кривичкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1970.

[10.02.80]

Для преобразователей с односторонней ШИМ, в которых управление шириной импульса производится только со стороны фронта или спада, модель получается только со стороны спада. Сюда же могут быть отнесены системы с управляемыми выпрямителями (УВ) с искусственной коммутацией, обеспечивающей принудительное запертие вентилей [Л. 3].

На рис. 1 представлено разложение выходного напряжения такого ШИМ преобразователя на стационарную $U_d(t)$ и переходную импульсную $\Delta U_d(t)$ составляющие при изменении напряжения управления $U_y(t)$, когда формирование фронта и спада импульсов производится в моменты пересечения кривой напряжения управления с линиями опорных напряжений $U_{0n1}(t)$ и $U_{0n2}(t)$. В результате $\Delta U_d(t)$ представляет собой последовательность импульсов (рис. 1, б), в которой содержится по два импульса на каждом периоде квантования, сдвинутых на время t_n , равное длительности стационарного импульса. Полярность импульсов $\Delta U_d(t)$ зависит от знака приращения сигнала управления ΔU_y , а их ширина $\Delta \tau = \Delta t / T$ от значения ΔU_y (T — период дискретности).

Введем систему относительных единиц, приняв в качестве базисного выходного сигнала величину U_{dmax} , а базисного входного — U_{ymax} (рис. 1, в), и примем за начало отсчета времени на интервале дискретности момент формирования фронта импульса. Коэффициенты передачи δ -импульсных ключей при замене ШИМ на АИМ характеризуются отношением вольт-секундных площадей импульсов к приращению сигнала управления ΔU_y :

$$\left. \begin{aligned} K_{n1} &= \frac{\Delta S_1}{\Delta U_y(nT) -} = \frac{U_{dmax} \Delta t}{\Delta \bar{U}_y(nT) - U_{ymax}} = K_M \frac{T \Delta \tau}{\Delta \bar{U}_y(nT) -} = \\ &= K_M K_{n11} |K_{c01}| F_1; \\ K_{n2} &= \frac{\Delta S_2}{\Delta U_y(nT + t_n) -} = K_M \frac{T \Delta \tau}{\Delta \bar{U}_y(nT + t_n) -} = \\ &= K_M K_{n12} |K_{c02}| F_2. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь: $\Delta U_y(nT) -$ и $\Delta U_y(nT + t_n) -$ — значения приращений напряжения управления в моменты формирования фронта и спада импульса выходного напряжения слева от этих моментов, а $\Delta \bar{U}_y(nT) -$ и $\Delta \bar{U}_y(nT + t_n) -$ — их относительные значения; $K_M = U_{dmax} / U_{ymax}$ — масштабный коэффициент, равный отношению базовых напряжений на выходе и входе преобразователя (его можно отнести к линейной части САУ); K_{n11} , K_{n12} — коэффициенты передачи импульсных ключей, для ШИМ преобразователя $K_{n11} = K_{n12} = T$, а в общем случае эти коэффициенты могут отличаться от T , например, в УВ [Л. 4];

$K_{с0}$ — динамический коэффициент передачи устройства фазового управления при отсутствии стационарной помехи на его входе;

$$K_{с0} = d\sigma / dU_{оп}, \quad \sigma = t/T; \quad (2)$$

F_1, F_2 — факторы пульсаций [Л. 4];

$$F^{-1} = 1 - \frac{dU_{y.c}}{d\sigma} : \frac{dU_{оп}}{d\sigma}, \quad (3)$$

где $dU_{y.c}/d\sigma$ — значения производной стационарной составляющей сигнала управления слева от моментов формирования δ -импульсов, т. е. в моменты $t = nT - 0$.

В выражениях (1) учитывается только абсолютная величина (модуль) динамических коэффициентов устройства фазового управления $K_{с01}$ и $K_{с02}$, так как по определению структуры динамической модели полярность импульсов $\Delta U_a(t)$ должна зависеть только от знака приращения входного сигнала ΔU_y .

На рис. 2 представлена динамическая модель в малом замкнутой САУ с рассматриваемым ШИМ-преобразователем. В ней ключи 1 и 2 соединены параллельно и реагируют на левые значения приращений напряжения управления соответственно в моменты $t = nT - 0$ и $t = nT + t_n - 0$ [в z -преобразованном виде значения $\Delta U^*_y(z, 0)$ и $\Delta U^*_y(z, \lambda_0)$, где $\lambda_0 = t_n/T$ — относительное запаздывание замыкания второго ключа на интервале дискретности].

Известно [Л. 1], что передаточная функция системы с АИМ и передаточной функцией непрерывной части $W_n(p) = K_n W_0(p) W_{с.с.}(p) W_p(p)$ при наличии ключа, замыкающегося с запаздыванием, описывается в z -преобразованном виде соотношениями

$$K^*_{nl}(\sigma, z) = \begin{cases} z^{-1} W^*_{nl}(z, \sigma + 1 - \lambda_0), & 0 \leq \sigma \leq \lambda_0; \\ W^*_{nl}(z, \sigma - \lambda_0), & \lambda_0 \leq \sigma \leq 1. \end{cases} \quad (4)$$

Для первого ключа $\lambda_0 = 0$. Тогда сигнал на входе непрерывной части разомкнутой в точке N_1 САУ

$$\Delta U^*(z, \sigma) = K_{ин1} | K_{с01} | F_1 K^*_{nl}(z, \sigma)_{\lambda_0=0} \Delta U^*_y(z, 0) + K_{ин2} | K_{с02} | F_2 K^*_{nl}(z, \sigma)_{\lambda_0} \Delta U^*_y(z, \lambda_0). \quad (5)$$

Принимая во внимание внешнее воздействие $x(t)$ и отрицательный характер обратной связи, из уравнения (5) с учетом (4) для значений сигнала управления в моменты

$$t = nT - 0 \quad (\sigma = 0) \text{ и } t = nT + t_n - 0 \quad (\sigma = \lambda_0),$$

получаем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \bar{U}^*_y(z, 0) &= -\Delta \theta^*(z, 0) + x W^*_{rp}(z, 0) = \\ &= K_{ин1} | K_{с01} | F_1 z^{-1} W^*_{nl}(z, 1) \Delta \bar{U}^*_y(z, 0) - \\ &- K_{ин2} | K_{с02} | F_2 z^{-1} W^*_{nl}(z, 1 - \lambda_0) \Delta \bar{U}^*_y(z, \lambda_0) + \\ &+ x W^*_{rp}(z, 0); \\ \Delta \bar{U}^*_y(z, \lambda_0) &= -\Delta \theta^*(z, \lambda_0) + x W^*_{rp}(z, \lambda_0) = \\ &= -K_{ин1} | K_{с01} | F_1 z^{-1} W^*_{nl}(z, \lambda_0) \Delta \bar{U}^*_y(z, 0) - \\ &- K_{ин2} | K_{с02} | F_2 z^{-1} W^*_{nl}(z, 1) \Delta \bar{U}^*_y(z, \lambda_0) + \\ &+ x W^*_{rp}(z, \lambda_0), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $x W^*_{rp}(z, 0)$ и $x W^*_{rp}(z, \lambda_0)$ z -преобразованные значения сигнала на входах ключей (на выходе регулятора) в моменты $t = nT$ и $t = nT + t_n$, обусловленные влиянием задающего сигнала $x(t)$.

Из системы (6) находим:

$$\Delta \bar{U}_y(z, 0) = \frac{D_1}{D}; \quad \Delta \bar{U}_y(z, \lambda_0) = \frac{D_2}{D};$$

где главный определитель

$$D = \begin{vmatrix} 1 + K_{ин1} | K_{с01} | F_1 z^{-1} W^*_{nl}(z, 1) & K_{ин2} | K_{с02} | F_2 \times \\ \times z^{-1} W^*_{nl}(z, 1 - \lambda_0) & 1 + K_{ин1} | K_{с01} | F_1 W^*_{nl}(z, \lambda_0) \\ K_{ин1} | K_{с01} | F_1 W^*_{nl}(z, \lambda_0) & 1 + K_{ин2} | K_{с02} | F_2 z^{-1} W^*_{nl}(z, 1) \end{vmatrix}, \quad (7)$$

а определители D_1 и D_2 находятся заменой соответствующих столбцов определителя D , членами $x W^*_{rp}(z, 0)$ и $x W^*_{rp}(z, \lambda_0)$.

Раскрытием главного определителя D можно получить характеристическое уравнение САУ, и по его виду, используя алгебраические критерии [Л. 1], судить об устойчивости

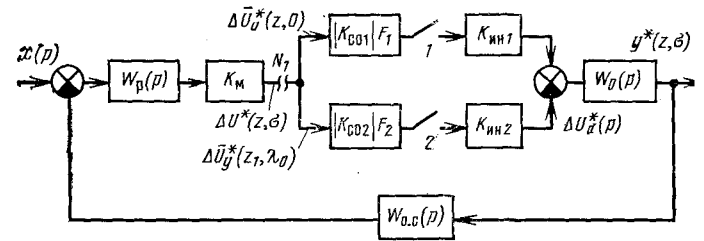


Рис. 2. Динамическая модель замкнутой САУ с преобразователем при двухсторонней ШИМ для малых отклонений.

$W_0(p)$, $W_{0.c}(p)$, $W_p(p)$ — передаточные функции объекта обратной связи и регулятора.

в малом (устойчивости положения равновесия, асимптотической устойчивости). Аналогичным образом можно найти z -преобразование выходной величины $y^*(z, \sigma)$ и использовать его для расчета переходных процессов при малых возмущениях.

При определении факторов пульсаций F_1 и F_2 для расчета квазиустановившихся процессов или их производных на входе преобразователя можно воспользоваться методикой с использованием z -преобразования, изложенной в [Л. 5]. В таблице приведены значения переменной составляющей выходного квазиустановившегося сигнала $U_{y.c}(\sigma)$ с ШИМ для ряда простейших звеньев, на сумму которых можно разложить передаточную функцию непрерывной части разомкнутой САУ $W_n(p)$. При определении производных $dU_{y.c}/d\sigma$ в качестве этой передаточной функции нужно принять величину $p W_n(p)$, а полученное значение переменной составляющей умножить на T . Возможно также определение сигнала $U_{y.c}(\sigma)$ и его производной с использованием рядов Фурье. Значения коэффициентов ряда Фурье для напряжения на выходе преобразователя с ШИМ следующие:

$$a_k = \frac{1}{k\pi} \sin 2k\lambda_0\pi;$$

$$b_k = \frac{1}{k\pi} (1 - \cos 2k\lambda_0\pi).$$

Вид линейной части	Переменная составляющая квазиустановившегося сигнала в САУ с ШИМ-преобразователем
1	$1 - \lambda_0$ при $0 \leq \sigma \leq \lambda_0$ $-\lambda_0$ при $\lambda_0 \leq \sigma \leq 1$
$\frac{1}{T_v p + 1}$	$1 - \lambda_0 - d^{\sigma} \frac{1 - d^{1-\lambda_0}}{1 - d}$ при $0 \leq \sigma \leq \lambda_0$ $d^{\sigma - \lambda_0} \frac{1 - d^{\lambda_0}}{1 - d} - \lambda_0$ при $\lambda_0 \leq \sigma \leq 1$
$\frac{1}{T_v p}$	$(1 - \lambda_0) \frac{T}{T_v} \left(\sigma - \frac{\lambda_0}{2} \right)$ при $0 \leq \sigma \leq \lambda_0$ $\frac{T}{T_v} \lambda_0 \left(\frac{1 + \lambda_0}{2} - \sigma \right)$ при $\lambda_0 \leq \sigma \leq 1$

Пример. Рассчитать области устойчивости в замкнутой системе с ШИМ преобразователем (рис. 2) и линейной частью вида

$$W_n(p) = \frac{1}{T_1 p (T_2 p + 1)} = \frac{1}{T_1 p} - \frac{1}{T_1} \frac{1}{p + 1/T_2}. \quad (8)$$

С помощью таблиц модифицированного z -преобразования записываем характеристическое уравнение (7) в виде:

$$\left(\frac{T_1}{T} \frac{2}{F_1} + \frac{1}{z-1} - \frac{d}{z-d} \right) \left(\frac{T_1}{T} \frac{2}{F_2} + \frac{1}{z-d} - \frac{d}{z-d} \right) - \left(\frac{1}{z-1} - \frac{d^{\lambda_0}}{z-d} \right) \left(\frac{1}{z-1} - \frac{d^{1-\lambda_0}}{z-d} \right) z = 0 \quad (d = e^{-\frac{T}{T_R}}). \quad (9)$$

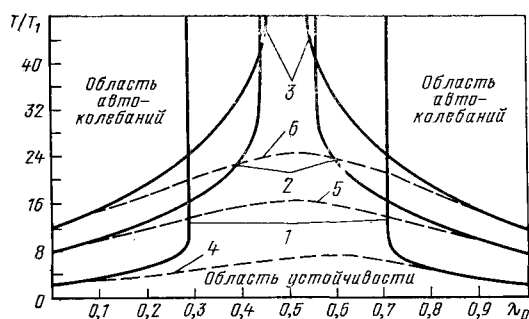


Рис. 3. Области устойчивости замкнутой системы с ШИМ-преобразователем и линейной частью

$$\left[W_{\text{л}}(p) = \frac{1}{T_1 p (T_2 p + 1)} \right].$$

1, 2, 3 — границы устойчивости системы с двухсторонней ШИМ соответственно при отношении T_2/T , равном 0,5, 2 и 3; 4, 5, 6 — то же в системе с односторонней ШИМ.

Далее, учитывая, что $pW_{\text{л}}(p) = \frac{1/T_1}{T_2 p + 1}$, по таблице с учетом отрицательного характера обратной связи находим значения производных стационарной составляющей сигнала и соответствующие им значения факторов пульсаций:

$$\left. \begin{aligned} F_1^{-1} &= 1 + \frac{T}{2T_1} \left(\lambda_0 - \frac{d^{1-\lambda_0}-d}{1-d} \right); \\ F_2^{-1} &= 1 - \frac{T}{2T_1} \left(\lambda_0 - \frac{1-d^{\lambda_0}}{1-d} \right). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставив (10) в (9), после преобразований получим характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$a_2 z^2 + a_1 z + a_0 = 0,$$

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \left(2 \frac{T_1}{T} + \lambda_0 - \frac{d^{1-\lambda_0}-d}{1-d} \right) \left(2 \frac{T_1}{T} - \lambda_0 + \frac{1-d^{\lambda_0}}{1-d} \right); \\ a_1 &= -a_2 (1+d) + 4(1-d) T_1 / T; \\ a_0 &= a_2 d. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Условия устойчивости для системы второго порядка [Л. 1]

$$\left. \begin{aligned} a_2 - a_1 + a_0 &> 0; \\ a_2 - a_0 &> 0; \\ a_2 + a_1 + a_0 &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Из трех неравенств (12) наиболее жестким для рассматриваемого примера является первое, определяющее границу устойчивости к автоколебаниям на основной субгармонике $f=1/2T$, которое после подстановки в него из (11) значений a_2 , a_1 и a_0 приобретает вид:

$$\left(2 \frac{T_1}{T} + \lambda_0 - \frac{d^{1-\lambda_0}-d}{1-d} \right) \left(2 \frac{T_1}{T} - \lambda_0 + \frac{1-d^{\lambda_0}}{1-d} \right) > 2 \frac{1-d}{1+d} \frac{T_1}{T}. \quad (13)$$

По (23) на рис. 3 построены границы областей устойчивости $\frac{T}{T_2} = f(\lambda_0)$ (сплошные линии 1—3) для отношений T_2/T , равных 0,5, 2 и 3 ($d=0,135$; $d=0,6$; $d=0,716$). Линии границ, симметричные относительно $\lambda_0=0,5$, имеют разрыв в средней части, где устойчивость сохраняется для любых значений T/T_1 . Чем меньше T_2/T , тем эта область шире и при $T_2=0$ ($d=0$) она становится равной полному диапазону изменения λ_0 , т. е.

получаем абсолютно устойчивую систему с линейной частью $W_{\text{л}}(p)=1/T_1 p$. В этом легко убедиться, если в (13) принять $d=0$, тогда после преобразований получаем условие

$$4 \frac{T^2}{T_1^2} + \lambda_0 (1 - \lambda_0) > 0, \quad (14)$$

которое выполняется всегда. К неравенству (14) можно прийти и прямым исследованием устойчивости системы с $W_{\text{л}}(p) = \frac{1}{T_1 p}$, в чем можно убедиться, если воспользоваться изложенной методикой.

Наихудший случай с точки зрения устойчивости имеет место при $\lambda_0=0$ и $\lambda_0=1$, когда считывание информации в замкнутой системе происходит в 2 раза реже, чем при $\lambda_0=0,5$. В связи с этим достаточным условием устойчивости исследуемой системы следует считать неравенство

$$\frac{T}{T_1} < 2 \frac{1+d}{1-d}, \quad (15)$$

вытекающее из (13) при $\lambda_0=0$ или $\lambda_0=1$.

Расширение границ устойчивости с увеличением T_2/T согласно рис. 3 и (15) объясняется уменьшением влияния дискретности, так как увеличение T_2/T (увеличение d) равносильно уменьшению периода дискретности T . При $T \rightarrow 0$ система приближается по своим свойствам к непрерывной, в которой устойчивость сохраняется при любых значениях T_1 и T_2 .

В заключение следует заметить, что рассмотренная система с двухсторонней модуляцией в ШИМ-преобразователе существенно отличается от аналогичной системы с односторонней модуляцией. Покажем это. Пусть ШИМ-преобразователь выполнен с опорным напряжением в виде линейной пилы с отрицательным наклоном на всем интервале дискретности T .

Тогда $K_{c0}=1$; $F^{-1} = 1 + \frac{T}{T_1} \left(\lambda_0 - \frac{d^{1-\lambda_0}-d}{1-d} \right)$ и характеристическое уравнение принимает вид:

$$z^2 + [F(1-d)T/T_1 - (1-d)]z + d = 0,$$

для которого условие устойчивости будет $\frac{2}{F} \frac{1+d}{1-d}$ или с учетом выражения для F

$$2 \frac{1+d}{1-d} > \frac{T}{T_1} \left[1 - 2 \frac{1+d}{1-d} \left(\lambda_0 - \frac{d^{1-\lambda_0}-d}{1-d} \right) \right]. \quad (16)$$

Этот результат ранее был получен в [Л. 2].

На рис. 3 по условию (16) построены границы областей устойчивости для тех же трех значений T_2/T (прерывистые кривые 4, 5 и 6), сравнение которых с линиями соответственно 1, 2 и 3 показывает, что система с односторонней ШИМ обладает меньшей областью устойчивости, чем система с двухсторонней ШИМ.

Аналогичная картина имеет место и в системе первого порядка, когда $W_{\text{л}}(p)=1/T_1(p)$. Устойчивость для этого случая будет определяться неравенством

$$2 > \frac{T}{T_1} (1 - 2\lambda_0), \quad (17)$$

вытекающим из (16) при $d=0$. Это неравенство в отличие от (14) дает ограниченные допустимые значения T/T_1 , при $\lambda_0 < 0,5$, т. е. существенно меньшую область устойчивости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цыпкин Я. З., Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963.
2. Шипило В. П., Чикотило И. И. Устойчивость замкнутой системы с широко-импульсным преобразователем. — Электричество, 1978, № 1.
3. Зайцев А. И., Мишин В. Н., Кузьмин В. Л. Преобразовательные устройства с коэффициентом сдвига, равным единице. — Изв. Томского политехнич. ин-та, т. 262, 1973.
4. Шипило В. П. Исследование процессов в замкнутых вентилях системах методом z-преобразования. — Электричество, 1969, № 11.
5. Поздеев А. Д., Иванов А. Г., Кириллов А. А. Применение дискретных методов анализа к расчету установившихся процессов и фактора пульсаций в системах с управляемыми выпрямителями. — Электричество, 1979, № 1.

[27.01.81]

Поверхностный эффект в стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учетом распределения в них температуры

БОГУСЛАВСКИЙ И. З., канд. техн. наук

Ленинград

Роторные стержни мощных асинхронных короткозамкнутых двигателей (момент $M_0 \geq 5 \cdot 10^3$ Н·м) часто выполняются прямоугольными либо трапециевидными. Практика показывает, что характеристика $M_0 = f(n)$ мощного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, полученная на стенде при работе после длительного останова, отличается от характеристики $M_0 = f(n)$, снятой сразу после его работы в номинальном режиме (n — частота вращения). В особенности это относится к глубокопазным двигателям и объясняется различным влиянием поверхностного эффекта в стержнях в указанных условиях. При пуске двигателя температура в стержнях в значительной степени зависит от предшествовавшего режима; отношение превышения температуры в основаниях при пуске из холодного состояния может превосходить 400—500%. Распределение температуры по высоте стержня влияет на распределение в нем вихревых токов и, следовательно, на значение его активного и индуктивного сопротивлений, а эти сопротивления определяют зависимость $M_0 = f(n)$. Учитывая, что пусковой момент обычно нормируется в технических условиях, в практике оказывается необходимым уточнить параметры двигателя.

Метод решения. Для вывода уравнения, характеризующего распределение тока по высоте стержня с учетом зависимости $\rho(y)$ удобно применить численный метод, основанный на использовании уравнений Максвелла в интегральной форме (y — координата: $0 \leq y \leq h$; h — высота стержня). Используем допущения, принимаемые обычно при расчете поверхностного эффекта в пазах [Л. 1, 3]. Примем, в частности, что магнитная проницаемость стали $\mu_0 = \infty$, а силовые линии — прямые, параллельные основанию паза; с учетом этого допущения плотность тока изменится только по высоте h .

Рассмотрим сначала прямоугольный паз. Разделим прямоугольный стержень по высоте на N равных элементов. Число их определяется точностью вычисления активного и индуктивного сопротивлений стержня и для практических задач достигает обычно $N=200-300$ и более. Ток S_M в пределах каждого M -го элемента считаем расположенным в его нижнем основании в виде бесконечно тонкого слоя. Запишем первое уравнение Максвелла для соседних элементов в основании паза:

$$H_1 = \frac{\dot{S}_1}{a}; \quad H_2 = \frac{\dot{S}_1 + \dot{S}_2}{a}, \quad (1)$$

(a — ширина паза).

Соответственно для M -го элемента ($1 \leq M \leq N$), считая от дна паза:

$$H_M = \frac{\dot{S}_1 + \dot{S}_2 + \dots + \dot{S}_M}{a}. \quad (1')$$

Запишем в интегральной форме второе уравнение Максвелла для соседних элементов в основании паза:

$$\dot{S}_1 R_1 - \dot{S}_2 R_2 = -j\omega\mu_0 H_1 h_M l; \quad (2)$$

$$\dot{S}_2 R_2 - \dot{S}_3 R_3 = -j\omega\mu_0 H_2 h_M l, \quad (2')$$

где h_M — высота M -го элемента стержня; l — длина активной стали ротора; ω — круговая частота; μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

Вычтем из уравнения (2) почленно уравнение (2'):

$$\dot{S}_3 R_3 - 2\dot{S}_2 R_2 + \dot{S}_1 R_1 = j\omega\mu_0 \dot{S}_2 l \frac{h_M}{a}. \quad (3)$$

Соответственно для элементов $(M+2)$, $(M+1)$ и $(M+0)$ после преобразования имеем:

$$\dot{S} [M+2] - \dot{S} [M+1] \left(2R_{(M+1)} + j\omega\mu_0 \frac{lh_M}{a} \right) \frac{1}{R_{(M+2)}} + \dot{S} [M+0] \frac{R_{(M+0)}}{R_{(M+2)}} = 0; \quad (M=1, 2, \dots, N-2). \quad (4)$$

Отметим, что уравнения (4) при $R_{(M+2)} = R_{(M+1)} = R_{(M+0)}$ полностью соответствует дифференциальному уравнению Гельмгольца [Л. 1—3], характеризующему распространение плоской волны в проводящей среде, если напряженности электрического и магнитного полей изменяются синусоидально. Его разностная аппроксимация по трем узлам приведена в приложении.

Отметим также, что уравнение (4) может быть получено из системы уравнений для магнитно-связанных контуров [Л. 4]; в эти уравнения входят коэффициенты само- и взаимной индукции, расчетные выражения для которых указаны в [Л. 1]. При вычислении этих коэффициентов следует принять, что ток S_M расположен в виде бесконечно тонкого слоя в нижнем основании каждого из N элементов. Это допущение справедливо, так как при практических расчетах высота M -го элемента, как отмечалось, составляет менее 1% высоты стержня.

Запишем граничные условия для решения (4). В соответствии с порядком разностного уравнения их должно быть два. В качестве первого из них используем (2):

$$\dot{S}_2 = \dot{S}_1 \left(\frac{R_1}{R_2} + j\omega\mu_0 \frac{h_M l}{a R_2} \right). \quad (5)$$

Отметим, что сумма токов в N элементах, на которые подразделен проводник, должна быть равна рабочему току стержня I_p

$$\sum_{M=1}^N \dot{S}_M = I_p. \quad (6)$$

Это соотношение используем в качестве второго граничного условия.

Для решения разностного уравнения (4) удобно применить одну из модификаций метода прогонки. При этом результат получается уже после второй итерации ($k=2$), так как коэффициенты системы (2) не зависят от S_M . В качестве начального приближения для $\dot{S}_1$ можно задать

$$\dot{S}_1^{(k=1)} = \frac{I_p}{2N}. \quad (5')$$

Расчет значений токов S в элементах целесообразно представить в виде следующей последовательности вычислений.

1. Задаем $\dot{S}_1 = \dot{S}_1^{(k=1)}$.

2. Вычисляем $\dot{S}_2$ по (5); $\dot{S}_3, \dot{S}_4, \dots, \dot{S}_N$ по (4);

$$I_p^{(k)} = \sum_M \dot{S}_M.$$

3. Если

$$\left| \frac{I_p^{(k)}}{I_p} - 1 \right| > \varepsilon,$$

то следует вычислить новое приближение для S_1 :

$$\dot{S}_1^{(k=2)} = \dot{S}_1^{(k=1)} \frac{I_p}{I_p^{(k)}}$$

и перейти к п. 2.

В противном случае расчет токов в элементах закончен и можно определить коэффициенты активного и индуктивного сопротивлений. Для практических расчетов $\varepsilon \approx 1 \cdot 10^{-5}$.

Коэффициенты активного и индуктивного сопротивлений стержня при $\rho = \text{var}$ определяются соотношениями [Л. 1, 2, 4]:

$$k_R = \frac{|\dot{S}_1|^2 R_1 + |\dot{S}_2|^2 R_2 + \dots + |\dot{S}_N|^2 R_N}{|I_p|^2} \frac{1}{R_3},$$

где R_3 — омическое сопротивление стержня;

$$\frac{1}{R_3} = \sum \frac{1}{R_M}; \quad (7)$$

$$k_x = \frac{L_{\sim}}{L_-} = 3 \frac{|\dot{S}_1|^2 + |\dot{S}_1 + \dot{S}_2|^2 + \dots + |\dot{I}_p|^2}{N |I_p|^2}. \quad (7')$$

Здесь $L_{\sim}$, L_- — индуктивность стержня соответственно с учетом поверхностного эффекта и при равномерном распределении тока по высоте стержня.

Отметим, что для решения разностного уравнения (4) методом прогонки требуется лишь две итерации.

Оценка максимальной погрешности. Погрешность решения (4) численным методом, связанную с подразделением стержня на N элементов, удобно оценить при

$$R_M = \text{const} = \frac{\rho l}{b_M h_M},$$

(b_M — ширина M -го элемента стержня).

В этом случае она максимальная, так как распределение токов по высоте проводника при $R_M = \text{const}$ характеризуется более резким проявлением поверхностного эффекта, чем при $R_{(M+2)} > R_{(M+1)} > R_{(M+0)}$. Решение разностного уравнения (4) при $R_M = \text{const}$:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{(M)} = & \frac{(1 - \alpha_2) \alpha_2^{N-1} \Delta_1 I_p}{(\Delta_1 + \alpha_2^{N-1}) (1 - \alpha_2^N)} \alpha_1^{M-1} + \frac{(1 - \alpha_2) \alpha_2^{N-1} I_p}{(\Delta_1 + \alpha_2^{N-1}) (1 - \alpha_2^N)} \alpha_2^{M-1}, \\ & (8) \end{aligned}$$

где $\alpha_{1,2} = 0,5 [2 + j\sigma \pm \sqrt{4 - \sigma^2}]$;

$$\sigma = \frac{b_M}{a} \frac{\omega \mu_0 l}{\rho} h_M^2; \quad \Delta_1 = \frac{\alpha_2 - A_1}{A_1 - \alpha_1};$$

$$A_1 = 1 + j\sigma; \quad M = 1, 2, \dots, N.$$

Аналитическое решение для $S(y)$ при $\rho = \text{const}$ приведено, например, в [Л. 1, 3]. Сопоставление его с (8) позволяет определить число N , соответствующее заданной погрешности.

С выбором числа элементов (N) тесно связано значение относительной погрешности при определении коэффициентов k_R и k_x . Практика вычислений распределения токов $S(M)$ показала, что если допустить относительную погрешность в вычислении k_R порядка 5%, что достаточно для инженерных расчетов, то минимальное число элементов N можно найти из

соотношения

$$N \geq 20h \sqrt{\frac{\omega \mu_0 b_M}{2\rho_1 a}}.$$

Здесь ρ_1 соответствует $M=1$.

Это число N является начальным приближением при определении числа элементов.

Обобщение результатов расчета. Для практических расчетов целесообразно обобщить результаты вычисления коэффициентов k_R и k_x , проведенного однократно, и представить их в виде номограмм, которые охватывают диапазон параметров, представляющих практический интерес.

Аппроксимируем зависимость $R_{(M)}$ в виде:

$$R_{(M)} = A + By + Cy^2, \quad (9)$$

где $y = h_M M$; A, B, C — коэффициенты полинома.

Тогда коэффициенты k_R и k_x для двух прямоугольных пазов одинаковы, если выполняются условия:

$$k_1 = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 b_M}{2\rho_1 a}} h = \text{idem};$$

$$k_{(N/2)} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 b_M}{2\rho_{(N/2)} a}} h = \text{idem};$$

$$k_{(N)} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 b_M}{2\rho_{(N)} a}} h = \text{idem},$$

где $\rho_1, \rho_{(N/2)}, \rho_{(N)}$ — соответствуют элементам проводника с номерами $M=1, M=N/2, M=N$.

При построении номограмм для определения k_R и k_x удобно воспользоваться тем, что стержни мощных асинхронных двигателей удовлетворяют обычно соотношениям:

$$k_1 \gg 1, \quad k_{(N/2)} \gg 1, \quad k_{(N)} \gg 1.$$

Особенности расчета для трапецидального стержня. Рассмотрим особенности расчета поверхностного эффекта в трапецидальном стержне при $\rho = \text{var}$. Используем для расчета поверхностного эффекта в таком стержне при $\rho = \text{var}$ обычные допущения [Л. 1, 3]. При вычислении распределения тока в таком стержне при $\rho = \text{const}$ система уравнений вида (2) также может быть приведена к разностному аналогу (4).

Рассмотрим сначала соседние элементы в основании паза. Согласно уравнениям Максвелла имеем аналогично (1), (2), (2'):

$$\dot{S}_2 R_2 - \dot{S}_1 R_1 = +j\omega \mu_0 \dot{S}_1 l \frac{h_1}{a_1};$$

$$\dot{S}_3 R_3 - \dot{S}_2 R_2 = +j\omega \mu_0 (\dot{S}_2 + \dot{S}_1) l \frac{h_2}{a_2}.$$

Значения a_1, a_2 вычисляются по средней линии элементарной трапеции.

Вычтем почленно второе уравнение из первого:

$$\dot{S}_3 R_3 - 2\dot{S}_2 R_2 + \dot{S}_1 R_1 = +j\omega \mu_0 \left[(\dot{S}_2 + \dot{S}_1) \frac{h_2}{a_2} - \dot{S}_1 \frac{h_1}{a_1} \right] l. \quad (10)$$

Уравнение (10) существенно упрощается, если ввести дополнительные условия:

$$\frac{h_2}{a_2} = \frac{h_1}{a_1} = \text{const}.$$

В этом случае уравнение (10) приводится к виду (3). Следовательно, для того, чтобы в общем случае при $1 \leq M \leq N$ получить расчетное уравнение в виде (4), необходимо подразделить стержень по высоте так, чтобы высота его отдельных

элементов была различной ($a_M = b_M$):

$$\left. \begin{aligned} \frac{h_1}{b_1} = \dots = \frac{h_M}{b_M} = \dots = \frac{h_N}{b_N} = p; \\ \frac{h_2}{h_1} = \dots = \frac{b_M}{b_{M-1}} = \dots = \frac{b_N}{b_{(N-1)}} = \delta. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Значения $b_1, b_2, \dots, b_M, \dots, b_N$ вычисляются по средней линии элементарной трапеции.

Величины δ и p вычисляются из соотношений:

$$\delta = \sqrt[N]{1 - \frac{2h}{b_N} \operatorname{tg} \varphi}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{b_N - b_a}{2h};$$

$$p = \frac{1 - \delta}{1 + \delta} \operatorname{ctg} \varphi,$$

где b_n, b_a — ширина нижнего и верхнего оснований трапецидального стержня (считая от основания паза).

В таблице сопоставлены значения коэффициентов k_R, k_x , вычисленные с учетом зависимости $\rho = f(y)$ со значениями k_R, k_x при $\rho = 0,1925 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м} = \text{const}$. Для расчета приняты следующие данные: $h = 5,6 \text{ см}$; $\omega = 100\pi$; размеры паза в основаниях: $b_a = 10 \text{ мм}$; $b_n = 8 \text{ мм}$; значения удельного сопротивления в элементах нижнего и верхнего оснований приняты равными соответственно $0,1925 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ и $0,462 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$, а в среднем элементе $0,2695 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Изменение $\rho(y)$ по высоте принято согласно (9).

Удельное сопротивление ρ	Значение коэффициента	
	k_R	k_x
$\rho = \text{const}$	4,646	0,2694
$\rho = \text{var}$	5,123 (110,3%)	0,3519 (130,6%)

Отметим, что значения k_R, k_x для трапецидальных пазов, приведенные в [Л. 6] для случая $\rho \neq f(y)$, полностью совпадают с результатами вычислений по (7) и (7') с учетом (11) для этого же случая.

Приложение. Уравнение Гельмгольца для плоской волны [Л. 1—3] при синусоидальном изменении во времени напряженности электрического и магнитного полей:

$$\frac{d^2 \vec{E}}{dy^2} = k \vec{E},$$

где

$$k = j \frac{\omega \mu_0}{\rho} \frac{b_M}{a}.$$

Его разностная аппроксимация [Л. 5] по трем равноотстоящим узлам:

$$\frac{\vec{E}[M+2] - 2\vec{E}[M+1] + \vec{E}[M+0]}{h^2_M} = j \frac{\omega \mu_0}{\rho} \frac{b_M}{a} \vec{E}[M+1].$$

После преобразования имеем:

$$\vec{E}[M+2] - \vec{E}[M+1] \left(2 + j \omega \mu_0 \frac{h^2_M b_M}{\rho a} \right) + \vec{E}[M+0] = 0.$$

Это уравнение соответствует (4) при $R_{(M+2)} = R_{(M+1)} = R_{(M+0)}$.

Выводы. Расчет поверхностного эффекта в прямоугольных и трапецидальных стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учетом распределения температуры ($\rho = \text{var}$) сводится к решению методом прогонки разностного уравнения второго порядка. Число итераций для его решения не превышает двух. Расчет трапецидального стержня имеет особенности.

2. Для оценки погрешности дискретизации удобно использовать аналитическое решение (8) разностного уравнения, полученное при $\rho = \text{const}$.

3. Для инженерных расчетов параметров ротора двигателя при $\rho = \text{var}$ могут быть использованы номограммы, из которых определяются коэффициенты увеличения омического и уменьшения индуктивного сопротивлений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рихтер Р. Электрические машины. — М.: ОНТИ, 1936, т. 1.
2. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергия, 1967.
3. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. — М.: Энергия, 1938.
4. Богуславский И. З., Дьяченко Г. И., Шлендов В. Д. Расчет на ЭЦВМ дополнительных потерь на вихревые токи в обмотке, собранной из полых и сплошных проводников. — Электротехническая промышленность. 1966, № 271.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. — М.: Наука, 1968.
6. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горянов Ф. А. Проектирование электрических машин. Энергия, 1968.

[26.05.80]



Основные положения расчета надежности электроэнергетических систем

(Статья Синьчугова Ф. И. — «Электричество», 1980, № 4, с. 12)

ЛОСЕВ Э. А., канд. техн. наук

Ленинград

Большой интерес к статье Ф. И. Синьчугова [Л. 1] определяется тем, что предпринятая в ней попытка сформулировать основные положения расчета надежности электроэнергетических систем (ЭЭС) сделана исследователем, занимающимся этой проблемой с начала широких исследований по настоящему времени. Многое хотелось бы положить в основу расчета надежности систем электроснабжения (СЭС) промышленных предприятий. Однако целый ряд предлагаемых автором обсуждаемой статьи положений дискуссионен не только с точки зрения использования для СЭС промышленных предприятий, но и для ЭЭС. Цель настоящей статьи и заключается в анализе этих положений.

При изучении представленных в [Л. 1] основных положений расчета надежности ЭЭС возникают следующие вопросы:

1. Нужно ли учитывать все указанные факторы и к чему приведет неучет некоторых из них?

2. Можно ли на современном этапе развития вообще учесть все перечисленные факторы?

3. Почему факторы надо учитывать именно так, как это указано в [Л. 1]?

Первый вопрос возникает потому, что предлагаемая модель системы представляется слишком уж точной, много точнее используемых в настоящее время при исследовании надежности.

Для подтверждения целесообразности выбранной степени точности модели необходимы исследования погрешностей результатов, получаемых в случае менее точной модели.

Второй вопрос возникает потому, что имеются сомнения в наличии исходных данных, соответствующих модели (в нашем случае это и показатели надежности элементов системы, и вероятностные характеристики состояний, и экономические характеристики последствий нарушения электроснабжения), в соответствии их достоверности выбранной точности модели, в теоретической и практической возможности учета всех выбранных факторов при исследовании надежности.

Третий вопрос вызван тем, что при расчете надежности технических систем считается допустимым использование различных методов: логико-вероятностных, аналитических, топологических, статистического моделирования и др. В то же время в [Л. 1] без какого-либо основания рекомендуются методы, до настоящего времени крайне редко применяемые из-за их сложности и громоздкости.

При технико-экономической оценке надежности как ЭЭС, так и СЭС находится ущерб от ненадежности¹ большого количества различных отказов работоспособности (по [Л. 3] — расчетных аварий, по [Л. 1 и 4] — расчетных точек). В ряде случаев каждый из таких отказов дифференцируется еще по интервалам продолжительности, т. е. общее число отказов работоспособности утрачивается. При нахождении показателей надежности учитывается, что система может находиться в большом количестве различных расчетных режимов, например в [Л. 4] их выбрано 13.

Однако легко убедиться, что в рассмотренных случаях по отношению к среднему недоотпуску электроэнергии значимыми являются три—четыре отказа работоспособности конкретного интервала продолжительности (суммарный недоотпуск 77—84% общего), и три расчетных режима (83% зна-

чения параметра потока отказов и 88% значения вероятности событий). При учете только неточность исходных данных оценка надежности в одном случае по ограниченному числу отказов работоспособности, а в другом — по ограниченному числу расчетных режимов безусловно была бы достаточной. Весь вопрос упирается в возможность нахождения значимых отказов и режимов не после, а до выполнения всех расчетов. Этот вопрос встал перед сотрудниками ВНИИПЭМ в середине семидесятых годов, когда выяснилось, что для достаточно крупной СЭС промышленного предприятия число отказов работоспособности может измеряться трехзначной цифрой и более.

Если учесть, что расчет надежности ответственных электроприемников (третьей и части второй категории) намного сложнее, чем расчет надежности ответственных (первой и части второй категории), так как приходится учитывать приоритет в электроснабжении, и что ответственных потребителей гораздо больше, то оценка надежности подобной СЭС становится практически невыполнимой даже с учетом использования ЦВМ.

Упростить оценку надежности СЭС удастся путем нахождения интервалов изменений показателей надежности для отказов работоспособности, возникающих из-за различной кратности отказа элементов; введения вспомогательного этапа, на котором по кратности отказа элементов для отказов работоспособности находятся приближенные значения ущербов от надежности; их сопоставление позволяет выделить значимые отказы работоспособности.

Если рассматривать ущерб от ненадежности из-за возникновения различных отказов работоспособности СЭС как фактор, характеризующий надежность СЭС, то становится понятно, почему значимых отказов относительно мало. При минимальном уровне значимости фактора, который следует учесть при инженерных расчетах, равном 15%, и допустимой неточности этих расчетов в 10%, общее число значимых факторов (в нашем случае — значимых отказов системы) не превышает шести, что и имеет место на практике.

Эта идея может быть использована и при исследовании надежности ЭЭС. При этом следует ожидать, что интервал изменения показателей надежности ЭЭС для различной кратности отказов элементов окажется иным, чем для СЭС.

Возможно и целесообразно упрощение и при оценке ущерба. Проведенный ВНИИПЭМ анализ функций среднего ущерба на один отказ от времени нарушения электроснабжения для электроприемников более двадцати отраслей показал, что они меняют свой характер не более чем в двух точках. Была выявлена также взаимосвязь между числом перегибов функции ущерба и дифференцированностью отказов работоспособности по продолжительности нарушения электроснабжения. В частности, для СЭС промышленных предприятий нецелесообразно дифференцировать отказ системы более чем на три вида, причем в наиболее распространенном случае это — кратковременные отказы (на время автоматических переключений), отказы средней продолжительности (на время ручных переключений) и продолжительные отказы (на время ремонтов). Такие рекомендации полезны и при анализе надежности ЭЭС, в которой учитываются промышленные потребители.

Исходя из накопленного объема информации об ущербе от ненадежности, степень внезапности и глубину отказа работоспособности целесообразно учитывать только при оценке среднего ущерба на один отказ. Первый фактор достаточно

¹ Здесь и далее используются термины, рекомендуемые [Л. 2].

дифференцировать только на внезапный и с предупреждением, а второй учитывать дополнительным коэффициентом для величины последствий полного погашения.

Из возможных состояний элементов и системы во ВНИИПЭМ обоснованы и оценены значимости для СЭС: учета состояния планово-предупредительного ремонта, состояния отказа типа «короткое замыкание» (сопоставлялось с типом «обрыв»), наложения отказов одних элементов на планово-предупредительный и аварийный ремонты других и некоторых других факторов. Неучет первых двух завышает показатели надежности в 2 раза, неучет последнего — до 1,5 раз. Что касается остальных факторов, то наиболее сложным в настоящее время следует считать корректный учет графиков нагрузок потребителей. Соответствующий математический аппарат — теория импульсных потоков — доведен до инженерных выражений. Однако анализ результатов решения подобной задачи для более простых случаев [Л. 5] приводит к сомнениям в практической возможности подтверждения правильности любых инженерных моделей учета этого фактора.

Модель СЭС, разработанная во ВНИИПЭМ, является едва ли не самой простой из всех, используемых в настоящее время. В ней учитываются только такие факторы, необходимость и корректная возможность учета которых доказана. Осторожность ВНИИПЭМ в этом вопросе определяется уже накопленным опытом, когда предложения по учету факторов (учет планово-предупредительных ремонтов, эквивалентирование элементов и т. п.), основанные на здравом смысле, общем представлении о вероятности взаимосвязи событий и использовании аналитических выражений, вполне корректных для бинарной модели элемента, оказались неточными.

В [Л. 6] все методы оценки надежности систем электроснабжения разделены на «... два противоположных направления: получение точных решений с последующим их упрощением и поиск сразу приближенных решений с последующей проверкой их более мощными средствами...». Несмотря на предпочтительность первого направления, при оценке надежности электроснабжения в основном применяется второе, но без проверки предлагаемых решений.

Сразу не определить, к какому направлению принадлежит предлагаемый в [Л. 1] метод. То, что он основан на составлении графа состояний, позволяет отнести метод к первому направлению. Это существенный шаг вперед по сравнению с предлагаемым в [Л. 4] методом. Однако, судя по способу нахождения показателей надежности, его нельзя отнести ни к одному из перечисленных выше математических методов расчета надежности. Скорее всего он относится к методам второго направления. Оригинальным в предлагаемом методе является принцип уменьшения пространства состояний, сущность и математическую точность которого, к сожалению, не удалось понять по [Л. 1] и найти в [Л. 4].

В настоящее время известны два принципа уменьшения пространства состояний. Первый основан на укрупнении графа состояний [Л. 7]. Однако практический интерес к принципу ослаб, так как в ряде исследований было выявлено, что наработка системы целиком определяется временем ее нахождения в начальном наиболее устойчивом состоянии.

Второй принцип основан или на явном исключении менее вероятных состояний, или на пренебрежении ими в вычислении показателей надежности по критическим работоспособным состояниям системы. Он нашел достаточно широкое применение при исследовании надежности технических систем. Нахождение условий возникновения отказов работоспособности в системах электроэнергетики является одной из разновидностей применения этого принципа. При определении показателей надежности по графу состояний наиболее эффективным является топологический метод, основанный на применении ряда формализованных решающих правил [Л. 8]. В настоящее время

опыт применения этого метода накоплен в электроэнергетике только при исследовании корректности учета отдельных факторов, например, планово-предупредительных ремонтов или для локальных систем с числом анализируемых состояний не более одного — двух десятков. Тем не менее, он будет полезен для использования в методах как первого, так и второго направлений.

Менее принципиальным является выбор между аналитическим методом и методом статистического моделирования. Практически каждый из них представляет группу методов, прямое сопоставление которых вряд ли целесообразно. Выбор во многом определяется приверженностью и возможностями как исследователя, так и пользователя, а с учетом современного состояния теории надежности электроснабжения полезно использование обоих методов, хорошо дополняющих друг друга.

Независимо от выбранного метода расчета надежности общими считаются следующие этапы:

упрощение системы, когда очерчиваются ее границы, исключаются незначимые или считающиеся абсолютно надежными элементы, уменьшается ее размерность (эквивалентирование нескольких элементов в один) и т. п.;

формулировка отказов работоспособности и составление режимов работы;

нахождение условий возникновения отказов работоспособности;

вычисление показателей надежности системы по найденным условиям и показателям надежности элементов.

Процесс существования каждого из этапов в различных методах имеет свои особенности, хотя и не очень существенные. Так, в методике ВНИИПЭМ границу исследуемой системы устанавливают зачастую по опорным (более надежным по числу питающих линий) подстанциям, процесс эквивалентирования связывают с ремонтными зонами при проведении планово-предупредительных ремонтов, значимые отказы работоспособности системы выявляют на вспомогательном этапе расчета надежности и т. п. При этом, если учесть использование достаточного числа несомоопределяющих терминов («расчетная точка», разновидности «расчетных групп» и др.), методика [Л. 1] выглядит даже сложнее представленной. Аналитические выражения методов сопоставлять не будем, так как выше уже отмечалась необходимость их подтверждения в большинстве методов.

Выводы. Необходимость и реальные возможности позволяют в настоящее время рекомендовать для учета при разработке методов и программ расчета надежности электроснабжения более ограниченные факторы и более простые положения. Следует признать целесообразным исследования, связанные с уточнением, дополнением или ограничением этих факторов и положений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синьчугов Ф. И. Основные положения расчета надежности электроэнергетических систем. — Электричество, 1980, № 4.
2. Надежность систем энергетики. Терминология. Сборник рекомендуемых терминов — М.: Наука, 1980, вып. 95.
3. Гук Ю. Б. Основы надежности электроустановок. — Л.: Изд. ЛГУ, 1976.
4. Синьчугов Ф. И. Расчет надежности схем электрических соединений. — М.: Энергия, 1971.
5. Падерно И. П., Усачев В. А., Худяков Л. Ю. Надежность сложных судовых систем. — Л.: Судостроение, 1977.
6. Рябинин И. А. Основы теории и расчета надежности судовых электроэнергетических систем. — Л.: Судостроение, 1971.
7. Кемени Д. Д., Снелл Д. Л. Конечные цепи Маркова. — М.: Наука, 1970.
8. Лосев Э. А., Лесницкая Л. Я. Графо-аналитический метод исследования надежности сложных систем. — В кн.: Электрификация металлургических предприятий Сибири, вып. 4. Томск: Изд. Томского ун-та, 1978.

УДК 621.313(049.3)

ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А. В. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ. М.: Энергия, 1980.

Книга предназначена для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей вузов в качестве учебника и может быть использована инженерами электротехнических специальностей. В ней рассматриваются принципы устройства и основные вопросы теории и конструкции электрических машин, дается анализ установившихся и переходных процессов. Значительно более полно, чем в ранее изданных учебниках, отражены успехи в развитии теоретической электромеханики, показано современное состояние интенсивно развивающейся в наши дни «обобщенной теории реальной электрической машины», основанной на теории электромеханического преобразования энергии и являющейся дальнейшим развитием «обобщенной теории идеализированной электрической машины».

Подобно теории идеализированной машины «обобщенная теория реальной электрической машины» распространяется на все известные типы электрических машин, но в ней более полно учитываются дискретность структуры обмоток, реальная конфигурация магнитных сердечников и их насыщение.

Электромагнитные процессы в электрических машинах рассмотрены с позиций электромеханического преобразования энергии в разделе «Общие вопросы теории электрических машин». Это дало возможность распространить полученное описание не только на обычные, но и на любые другие принципиально возможные исполнения электрических машин, выявить условия, необходимые для получения однонаправленного преобразования энергии, и дать классификацию электрических машин по конфигурации магнитопроводов и расположению обмоток.

В отличие от других учебников, в которых анализировались почти исключительно электромагнитные процессы преобразования энергии, автором рецензируемой книги уделено необходимое внимание сопутствующим процессам, связанным с конструктивным обеспечением преобразования энергии (тепловым, гидравлическим и механическим процессам).

Ввиду важности перечисленных сопутствующих процессов, особенно для современных высокоиспользуемых машин, в книге введен раздел «Общие вопросы конструкции электрических машин». Введение такого раздела вполне оправдано, так как электромеханический преобразовательный процесс не может протекать, если не обеспечены условия для подведения к машине преобразуемой энергии, использования преобразованной и отвода соответствующих потерь. Особенно важен этот раздел для тех электромеханических и энергетических специальностей, в учебных планах которых нет специального курса «Проектирование электрических машин».

Очевидно, изучение электромагнитных процессов вне их связи с тепловыми, гидравлическими, аэродинамическими и механическими явлениями и процессами будет неполным; в таком случае обедняются знания студентов, сужается их кругозор, упрощаются представления об электрической машине с точки зрения многообразия преобразовательных процессов в ней. Поэтому несомненным достоинством учебника является не только то, что он содержит действительно необходимый раздел, рассматривающий названные процессы в их взаимосвязи, но также и то, что он образует связующее звено между теорией электромеханических преобразовательных процессов и проектированием электрических машин.

В книге более полно и современно изложен подход к расчету магнитного поля с учетом зубчатости магнитных сердечников. Чтобы исключить неправильное понимание процессов индуктирования э. д. с. и образования электромагнитных сил в машине с зубчатыми сердечниками, э. д. с. в отличие от других учебников определяются по изменению потокоцеплений, а электромагнитные силы выражаются через изменение энергии магнитного поля. Математическое описание электромагнитных процессов обычных машин переменного тока составлено с использованием современного математического аппарата через результирующие комплексные функции величин

электрических цепей или через их проекции на оси пространственной комплексной плоскости.

При описании процессов в электрических и магнитных цепях многополюсных машин введено понятие «однопериодной модели», изображающей один период поля такой машины. Величины электрических цепей многополюсной машины (токи, напряжения, потокоцепления фаз) и величины, характеризующие ее магнитное поле (основные гармонические м. д. с. и индукции в зазоре) представляются соответственно в виде результирующих временных или пространственно временных векторов на комплексной плоскости, совмещенной с поперечным разрезом однопериодной модели.

В разделе «Переходные процессы» понятие результирующих временных векторов обобщается и используется при выводе дифференциальных уравнений в осях α , β , 0 и d , q , 0, описывающих переходные процессы в асинхронных и синхронных машинах.

Записи уравнений и объяснение физических явлений в двух основных разновидностях машин переменного тока (асинхронных и синхронных) по возможности обобщены. Это касается выражений для электромагнитного момента, активной и реактивной мощности, напряжений, подхода к расчетам индуктивных параметров и магнитной цепи. В связи с появлением новых исследований более строго учтено влияние зубчатости сердечников на высшие гармонические магнитной индукции поля в зазоре. Внесены элементы методической новизны в изложение таких вопросов, как вывод формул для м. д. с., э. д. с., электромагнитного момента, электромагнитных сил в области паза с током; расчет характеристик синхронных машин и машин постоянного тока; анализ переходных процессов короткого замыкания синхронного генератора и включения асинхронного двигателя, анализ явлений в однофазных асинхронных двигателях и др.

Большее внимание, чем в других учебниках, уделено вентильным электрическим машинам, получающим все более широкое применение. Коллекторные машины переменного тока в связи с их ограниченным распространением рассмотрены более кратко.

Каждая из частей и глав учебника, взятая в отдельности, характеризуется логической и методической проработанностью, четким и ясным стилем изложения. Этому в немалой степени способствует редкая в учебной литературе гармония между текстом и иллюстрациями к нему. Физический смысл и содержание всех важнейших формул, уравнений, утверждений наглядно прослеживается в массе хорошо продуманных, четко выполненных и в большинстве своем оригинальных рисунков, энергетических, векторных диаграмм и схем. Таким образом, иллюстрации учебника несут большую познавательную нагрузку и облегчают усвоение материала. Подобные иллюстрации — несомненное достоинство учебника и большой успех его автора.

Учебник содержит хорошо подобранный и организованный справочный библиографический материал — список литературы, предметный указатель, ГОСТы и технические данные современных отечественных машин и трансформаторов. Если рекомендуемая литература и указатель призваны облегчить пользование учебником, то ГОСТы и технические данные связывают теорию с ее конечным количественным выражением и делают учебник ценным вспомогательным пособием при проектировании электрических машин.

Все сказанное выше позволяет утверждать, что рецензируемый учебник — новое явление среди учебной литературы по электрическим машинам, отличающееся качественно более высоким уровнем, что, следовательно, предъявляет более высокие требования к организации учебного процесса в вузе.

Замечания и пожелания к следующему изданию.

1. Логика изложения теории электромеханического преобразования энергии следует дедуктивному методу — от общего к частному, соответственно этому построен и учебник в той

его части, где рассматриваются только электрические машины (ч. 2—7).

Однако теория трансформаторов (ч. 1) выглядит искусственно выделенной частью учебника, логически никак не связанной с последующим его содержанием. Между тем нетрудно показать, что преобразовательные процессы в трансформаторе являются частным случаем энергопреобразовательных процессов в электрических машинах. Поэтому для придания учебнику логической стройности и последовательности целесообразно при переиздании принять следующую структуру:

Введение.

Часть I. Общие вопросы теории электромагнитного и электромеханического преобразования энергии.

Часть II. Конструкция электрических машин и трансформаторов.

Часть III. Трансформаторы.

Часть IV. Асинхронные машины.

Далее без изменения.

При этом, естественно, следует включить в первую и соответственно вторую часть учебника вопросы теории и конструкции трансформаторов.

В тех же целях логической завершенности каждую из семи частей учебника целесообразно завершить кратким обобщением, например, рассмотрением состояния проблем и перспектив применения, а также дальнейшего развития теории того или иного типа машин, обсуждением достигнутого технического уровня этих машин, выпускаемых в СССР и за рубежом.

Кроме того, было бы желательным в разделе «Общие вопросы теории...» рассмотреть особенности расчета индуктивных параметров в машинах индуктивного типа без обмоток на зубцовом сердечнике ротора.

2. В таблице В-1 приведены структурные схемы индуктивных преобразователей, классифицированные по функциональным признакам. Однако ни в таблице, ни в § В-4 не расшифрованы условные графические обозначения элементов, образующих эти схемы. Поэтому таблица носит чисто абстрактный характер, что сильно снижает ее познавательную ценность и, понятно, не укрепляет ее связи с содержанием введения и последующих глав учебника. Кроме того, § В-4 следовало бы несколько расширить с тем, чтобы обосновать необходимость ПЧ в составе электрических машин при всех возможных преобразованиях постоянного и переменного тока, а также пояснить принцип работы ПЧ.

3. В разделе «Трансформаторы» следовало бы дать более современные сведения о ряде явлений в трансформаторах, которые прежде всего считались второстепенными. Это относится к взаимному влиянию полей рассеяния и взаимной индукции за счет насыщения магнитопровода; уточнению подхода к расчету полей рассеяния и электромагнитных сил при различном конструктивном исполнении обмоток; уточнению описания переходных процессов в трансформаторах с учетом насыщения и др.

4. Метод проводимости зубцовых контуров используется в книге только при анализе влияния зубчатости сердечника

на высшие гармонические индукции магнитного поля в зазоре, в то время как в настоящее время имеется возможность построить на основе этого метода все изложение общих вопросов теории электрических машин, что сделало бы его более строгим и позволило бы более правильно подойти к расчету отдельных составляющих поля и соответствующих индуктивных сопротивлений.

5. При анализе полей рассеяния и определения активных сопротивлений обмоток с учетом вытеснения тока было бы целесообразным наряду с качественным описанием, которое дается в книге, ввести понятие векторного потенциала, использовать его при записи уравнений поля и, опустив промежуточные выводы, привести результаты решения этих уравнений для паза прямоугольной формы.

6. Ничем не оправдано применение разнотипного графического изображения якорных обмоток в машинах постоянного и переменного тока. Очевидно, лучше применять не кольцевые, а развернутые схемы, которые менее трудоемки при выполнении и легче воспринимаются.

7. Следовало бы дать больше примеров использования ЦВМ и АВМ для расчета переходных процессов в электрических машинах. При описании магнитного поля в общих вопросах теории было бы полезно привести картины характерных магнитных полей, рассчитанных с помощью ЭВМ, и дать хотя бы самое общее представление о численных методах расчета магнитных полей с помощью ЦВМ.

8. В книге встречаются стилистические неточности, методические погрешности и опечатки. Их нет смысла перечислять. Они легко устранимы. Есть методические погрешности, носящие дискуссионный характер, например, по нашему мнению, познавательная ценность табл. 20—1 могла бы существенно возрасти, если ее поместить не в начале, а в конце гл. 20 и сопроводить ее кратким поясняющим текстом, обобщающим содержанием главы.

Вполне ясно, что в одном учебнике невозможно охватить все вопросы современного электромашиностроения. Это достижимо лишь в случае издания энциклопедии, посвященной электрическим машинам. Однако при переиздании книги для обеспечения целеустремленного и эффективного изучения теории электрических машин желательным в соответствующих разделах учебника уделить большее внимание освещению следующих важных вопросов:

как и чем оцениваются эксплуатационные свойства электрических машин; в чем достоинства и недостатки электрических машин тех или иных исполнений, модификаций, какой закон изменения взаимной индуктивности между обмотками наиболее предпочтителен при работе машины и почему?

Книга апробирована в текущем учебном году как основной учебник по общему курсу электрических машин и стала настольной книгой не только студентов и преподавателей, читающих этот курс, но и для всех специалистов, занимающихся разработкой, созданием, исследованием и применением электрических машин.

СИПАЙЛОВ Г. А., доктор техн. наук



УДК [621.314.222.6 + 621.316.935]001.24(049.3)

ЛЕЙТЕС Л. В. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РАСЧЕТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ И РЕАКТОРОВ. — М.: Энергия, 1981. 392 с.

Издательство «Энергия» выпустило полезную и интересную монографию, предназначенную для научных работников и инженеров, связанных с трансформаторостроением, а также для специалистов, занимающихся теорией и практикой расчета других электромагнитных устройств. Книга обобщает двадцатипятилетний опыт работы автора в промышленности. Она восполняет существенный пробел в литературе по трансформаторам и реакторам.

Подобной по содержанию и построению книги не было. Значительная часть имеющихся в ней материалов публикуется впервые. Эта часть излагается относительно подробно. Более сжато, но все же сравнительно полно приведен материал, ра-

нее опубликованный в ряде статей и докладов автора и его коллег, относящийся к классификациям и простым методам расчета. Кратко описаны или лишь упомянуты (со ссылками на соответствующие книги и статьи) громоздкие методы расчета и частные вопросы специальных трансформаторов и реакторов, например, регулировочных трансформаторов с передвижной обмоткой. Ряд вопросов, например, параллельная и несимметричная работа трансформаторов, полностью опущены, и соответствующие ссылки даны лишь в предисловии книги. Методы расчета обычных силовых трансформаторов, имеющиеся в известных книгах Г. Н. Петрова, П. М. Тихомирова, С. Б. Васютинского, в данной книге почти не рассматриваются.

Лишь в случаях, когда общеизвестные методы и формулы необходимы в качестве базы для описания пути разработки способа решения новых задач, дано очень сжатое их изложение либо приведены допущения, конечный результат и ссылка на существующую литературу. Следует подчеркнуть, что подавляющее большинство задач, решения которых приведены в книге, возникло непосредственно из практики разработки трансформаторов и реакторов.

Главное внимание в монографии обращено на пути создания простых и наглядных способов приближенного решения сложных задач электромагнитного расчета без постановки специальных опытов и разработки программ для ЦВМ. Базой для этого является глубокое понимание основных законов электротехники, существующих методов расчета электромагнитных устройств и возможностей экспериментального исследования. Чтобы помочь читателю в этой части, в книге сначала кратко рассмотрены основные понятия, законы и методы расчета электромагнитного поля, физическое моделирование и «законы роста», схемы замещения, свойства стали. Лишь затем автор переходит к частным расчетам магнитопроводов, магнитного поля, индуктивностей, потерь от вихревых и циркулирующих токов. Во всех случаях обращается внимание на систематизацию рассматриваемых вопросов и на возможности, специфические методы и другие особенности измерений.

Новые упрощенные методы расчета нужны для понимания процессов, проверки осваиваемых сложных расчетов, и, главное, для решения нестандартных новых практических задач. Особенно часто такие задачи возникают при несинусоидальных токах и напряжениях, когда затруднено полное экспериментальное исследование. Соответственно таким вопросам уделено особое внимание — процессы при несинусоидальных токах и напряжениях и повышенной частоте рассматриваются более чем в 11 параграфах шести глав. В большинстве случаев автору удалось свести задачу к расчету при синусоидальной напряженности или индукции магнитного поля некоторой «эквивалентной» частоты, что резко облегчает расчет и эксперимент, особенно — измерение характеристик стали. Эквивалентная частота подсчитывается по формулам, основанным на понятных, наглядных, а иногда очевидных допущениях.

Аналогично процессы в конструкционной стали рекомендуется рассчитывать исходя из магнитной проницаемости, соответствующей среднеквадратичной напряженности у поверхности детали. При этом погрешности в разных частях рассматриваемой области или периода имеют разные знаки, и уже не кажется странным, что простые методы расчета часто оказываются точнее сложных, основанных на меньшем числе допущений.

Основными приемами, успешно применяемыми автором, кроме указанных выше, являются: разделение сложной задачи на ряд простых, решаемых поочередно при различных допущениях, либо на простую задачу, имеющую решающее значение, и сложную задачу, дающую малый вклад в искомый параметр и решаемую очень приближенно; использование простейшей кусочно-линейной кривой намагничивания стали, характеризующейся двумя числами или даже одним числом; применение принципа наложения, в том числе для устройств со сталью; введение кусочно-линейной аппроксимации формул поверхностного эффекта; сильная идеализация картины магнитного поля на отдельных стадиях расчета вплоть до замены поля магнитной или электрической цепью.

Примерами новых практических и теоретических задач,

решенных автором и приведенных или упомянутых в книге, являются:

- оценка параметров (массы провода, стали, потерь) реакторов ряда видов по их номинальным данным, свойствам материалов и коэффициентам заполнения;

- классификация реакторов по виду их магнитных систем;
- систематизация и развитие практически применимых способов физического моделирования трансформаторов и реакторов;

- вывод «законов роста» для ряда видов реакторов и для некоторых параметров трансформаторов;

- устранение распространенного в литературе ошибочного представления о картине потоков мощности (вектора Пойнтинга) в трансформаторах и введение правильного;

- установление связи параметров ветвей схемы замещения трансформатора, имеющего концентрические обмотки, с размерами обмоток и участков магнитопровода и свойствами материалов; рекомендация П- или Г-образной схемы взамен распространенной Т-образной;

- описание процесса и вывод удобных формул для ряда случаев перемагничивания при прямоугольной аппроксимации кривой намагничивания стали;

- расчет токов и магнитных потоков при различных схемах магнитной цепи и обмоток с соединением в треугольник и звезду, с учетом «полувитков», перевозбуждения и т. п.;

- упрощенный расчет магнитного поля вне стали;

- расчет индуктивности реакторов ряда видов;

- расчет сопротивления короткого замыкания трансформаторов при сложных схемах соединения, в частности, при несимметричном «зигзаге»;

- расчет потерь от вихревых токов в обмотках из прямоугольного провода с учетом поверхностного эффекта, а также осевых и радиальных промежутков между проводами;

- оценка потерь в обмотках из фольги и широкой ленты;

- расчет распределения тока по параллельным проводам обмоток в ряде случаев; методика поиска причин неожиданного неравномерного распределения тока;

- расчет потерь в стенке бака и в стальной оболочке трехфазного токопровода; способ существенного снижения потерь в стенке бака стержневого реактора.

Материал книги подан в компактной и наглядной форме. Сделан ряд удобных таблиц и графиков. Например, таблицы основных понятий и уравнений электромагнитного поля и цепей (с. 32—35) помогают уяснить связь поля с цепью. Удобен график для расчета индуктивности круглой катушки (с. 278). Здесь на одном рисунке, кроме самого графика, даны расчетная формула, эскиз с обозначением размеров, и, главное, наиболее употребительная часть графика в увеличенном масштабе. Пользуясь только этим рисунком и заглядывая в текст, можно быстро рассчитать индуктивность катушки без стали.

Основным недостатком монографии является чрезмерная сжатость изложения, особенно в разделах, относящихся к схемам замещения, тороидальным реакторам, циркулирующим токам и потерям в массивных ферромагнитных частях конструкции. В условиях жестко заданного объема можно было опустить раздел о векторе Пойнтинга и полный вывод формул процесса быстрого перемагничивания стали ради более подробного изложения вопросов, необходимых на практике.

ХУБЛАРОВ Н. Н., канд. техн. наук



К сведению читателей

С 1 января 1982 года цена за экземпляр нашего журнала устанавливается в размере 1 руб.

Это связано с увеличением стоимости бумаги для печати, затрат на полиграфическое исполнение и доставку журнала подписчикам.

Стоимость годовой подписки 12 руб.

МИХАИЛ МОИСЕЕВИЧ БОТВИННИК

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения и 45 лет инженерной, научной и педагогической деятельности крупного советского инженера-энергетика, доктора технических наук, профессора Михаила Моисеевича Ботвинника.

Сразу же после окончания Ленинградского политехнического института М. М. Ботвинник активно занялся научной работой и в 1937 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную сложным вопросам статической устойчивости синхронных генераторов. Исследования продолжались до 1941 г. Военное время потребовало напряженной практической работы по обеспечению надежного электроснабжения страны, и М. М. Ботвинник с 1941 по 1944 г. трудился на инженерных должностях в системах Уралэнерго и Пермьэнерго. С 1944 по 1954 г. он работал в Техуправлении Министерства электростанций, имея уже большой теоретический и практический опыт в вопросах энергетики. В этот период возобновляется его научная деятельность: во ВНИИЭ М. М. Ботвинник создает новое научное направление — теорию сильного регулирования возбуждения — и в 1951 г. по этой теме защищает докторскую диссертацию. Идеи сильного регулирования успешно реализуются на практике — на Волжской ГЭС им. В. И. Ленина и на ряде других электростанций.

Однако проблема устойчивости остается решенной не полностью, и М. М. Ботвинник выдвигает новую идею продольно-поперечного регулирования возбуждения. С 1957 г. им самим и под его руководством эта идея интенсивно развивается и приводит к созданию еще одного нового направления — теории асинхронизированных синхронных машин. В дальнейшем эта теория М. М. Ботвинником обобщается и перерастает



в общую теорию управляемых машин переменного тока. На этой теории базируются в настоящее время все работы по асинхронизированным синхронным генераторам, двигателям, компенсаторам и другим машинам этого класса. Теория приносит свои плоды — созданы и успешно работают асинхронизированные генераторы мощностью 50 МВ·А, экономичные асинхронизированные двигатели с широким диапазоном регулирования частоты вращения, в частности, для привода механизмов собственных нужд тепловых электростанций. Разрабатывается асинхронизированный турбогенератор мощностью 200 МВт и агрегат для гибкой связи энергосистем такой же мощности.

Работы М. М. Ботвинника установили неоспоримый приоритет Советского Союза в области сильного регулирования возбуждения и асинхронизированных машин. В плодотворной научной и инженерной дея-

тельности М. М. Ботвинника отличается настойчивое стремление донести все новое в теории до практического воплощения, глубокое понимание значения этого нового для будущего энергетики.

М. М. Ботвинник — автор многих изобретений, шесть из которых запатентованы в Англии, США, Франции и Швеции; его научные идеи отражены в ряде статей и трех книгах. Параллельно научной деятельности М. М. Ботвинник ведет большую педагогическую работу. За сравнительно короткий срок им создана школа специалистов по асинхронизированным машинам, среди его учеников — кандидаты и доктора наук.

Талант М. М. Ботвинника многогранен. Еще одна сторона его творчества — шахматы. С 1948 г. в течение 16 лет он удерживал звание чемпиона мира. Но работает он не только над теорией игры, в шахматах он делает то, чего не удавалось никому — создает уникальную систему подготовки шахматиста-гроссмейстера. В последние годы М. М. Ботвинник акцентирует внимание на научной стороне шахматной игры. Им создана оригинальная программа «Пионер», позволяющая ЦВМ играть в шахматы. Обучение машины шахматной игре — не забава. Алгоритм «Пионер» — инструмент для решения сложных экономических задач.

Важна и почетна общественная деятельность М. М. Ботвинника. В течение 20 лет он является председателем общества дружбы «СССР — Нидерланды».

Плодотворная деятельность М. М. Ботвинника высоко оценена Советским государством — он награжден орденами Ленина, Октябрьской Революции, Трудового Красного Знамени, двумя орденами «Знак Почета» и медалями.

Группа товарищей и учеников



ДМИТРИЙ ИВАНОВИЧ АЗАРЬЕВ

(К 75-летию со дня рождения)

Исполнилось 75 лет со дня рождения и 50 лет инженерной, научной и педагогической деятельности крупного советского инженера-энергетика, лауреата Ленинской и Государственной премий, доктора технических наук, профессора Азарьева Дмитрия Ивановича.

Свой трудовой путь Д. И. Азарьев начал в 1930 г., когда после окончания Московского энергетического института приступил к работе дежурным инженером Шатурской ГРЭС им. В. И. Ленина. Незаурядные способности Д. И. Азарьева как инженера и ученого раскрылись на проектной и научно-исследовательской работе, сначала в институте «Теплоэлектропроект», а затем в институте «Энергосетьпроект», где он в настоящее время возглавляет коллектив научно-исследовательской лаборатории релейной защиты, автоматики и устойчивости.

Разносторонность научных интересов позволила Д. И. Азарьеву внести большой вклад в целый ряд разделов энергетики. Еще в 40-х годах им были разработаны общепринятые до настоящего времени методы учета комплексных нагрузок энергосистем в статических и динамических режимах. Под его руководством было создано несколько поколений расчетных моделей энергосистем, обеспечивших эффективное решение новых задач, возникавших перед совет-



ской энергетикой в области проектирования и эксплуатации энергосистем. За работы в этой области Д. И. Азарьев был удостоен звания лауреата Государственной премии. При его непосредственном участии были проведены разработки дальних электропередач 400—500 кВ.

В 1962 г. за участие в работе по

созданию линии электропередачи 500 кВ Д. И. Азарьеву присуждена Ленинская премия.

В настоящее время, будучи руководителем большого научного коллектива, Дмитрий Иванович много сил и энергии отдает созданию средств, обеспечивающих повышение пропускной способности дальних электропередач, — управляемым реакторам и статическим управляемым источникам реактивной мощности.

Д. И. Азарьев является автором широко известных научных работ и свыше 40 изобретений. С 1931 г. с некоторыми перерывами он ведет преподавательскую работу в Московском энергетическом институте, внося свой вклад в подготовку инженеров и научных работников для энергетики.

В течение многих лет Д. И. Азарьев — член Совета по присуждению ученых степеней электроэнергетического факультета МЭИ и Научного и технического советов института «Энергосетьпроект».

Плодотворная деятельность Д. И. Азарьева отмечена правительственными наградами — орденами Октябрьской Революции, Трудового Красного Знамени, «Знак Почета» и медалями.

Горячо поздравляя Дмитрия Ивановича с юбилеем, желаем ему крепкого здоровья и новых научных достижений.

Группа товарищей и учеников

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макашкин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.07.81
Гираж 7515

Подписано в печать 04.09.81
Зак. 1217

T-25013

Формат 60×90¹/₈

Печать высокая Усл. печ. л. 10

Уч.-изд. л. 11,92

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

СОДЕРЖАНИЕ

Дорохин А. П. — Организация информационных потоков в диспетчерской системе энергообъединения	1
Зеленохат Н. И. — Синтез системы управления электромеханическими процессами в сложной энергосистеме	8
Литкенс И. В., Пуго В. И., Станчев С. Д., Гусейнов А. М. — Исследование параметров асинхронного режима межсистемной связи	13
Астахов Ю. Н., Веников В. А., Пистолатий В. М. — Конструкции линий электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности	20
Ковалев И. Н., Сидельников В. И. — Структура компенсации реактивных нагрузок в проектируемой промышленной электросети	24
Першин Ю. С., Першина Л. М. — Расчет оптимального режима работы синхронного двигателя	30
Рассудов Л. Н., Мядзель В. Н. — О динамике САР скорости следящего электропривода с упругим звеном с распределенными параметрами	34
Шулаков В. А., Трефилов В. А. — Расчет переходных и установившихся процессов двухмашинного агрегата с каскадным пуском главного двигателя	37
Петленко Б. И. — Линейный электропривод и тенденции его развития (обзор публикаций)	43
Пролыгин А. П., Брисман Я. А., Ковлер Д. Б., Миледин В. К. — Релейный способ управления трехфазным мостовым выпрямителем в цепи возбуждения тягового синхронного генератора электромобилей и тепловозов	48

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Колечицкий Е. С., Филиппов А. А., Шульгин В. Н. — Оптимизация конструкции вводов с газовой изоляцией	54
Никифоров М. Г., Чернов Е. Н. — К оценке долговечности коммутающего разрядника с элегазом	55

СООБЩЕНИЯ

Заславская Т. Б., Железко Ю. С., Нейман В. В. — О допустимых значениях токов и напряжений обратной последовательности при случайном характере их изменения	58
Калихман С. А. — Переходные электромагнитные процессы при взаимодействии импульсного магнитного поля с цилиндрическим проводником	60
Ротанов Н. А., Литовченко В. В., Назаров О. С., Шаров В. А. — Математическое моделирование электромагнитных процессов в асинхронном тяговом приводе локомотива	63
Поздеев А. Д., Никитин В. М., Пименов В. М. — Динамическая модель для малых отклонений систем с двусторонней широтно-импульсной модуляцией	66
Богуславский И. З. — Поверхностный эффект в стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учетом распределения в них температуры	69
ДИСКУССИИ	77
БИБЛИОГРАФИЯ	74
ХРОНИКА	27

CONTENTS

Organization of Information Flow in the Dispatch System of a Power Pool — A. P. Dorokhin	1
Synthesis of the System for Controlling Electromechanical Transients in a Complex Power System — N. I. Zelenokhat	8
Investigation of Asynchronous Operation Parameters for an Intersystem Link — I. V. Litkens, V. I. Pugo, S. D. Stantchev, A. M. Guseinov	13
Design of A. C. Transmission Lines of Extra-High Transfer Capacity — U. N. Astakhov, V. A. Venikov, V. M. Pustolati	20
The Structure for Reactive Load Compensation in an Industrial Network Under Design — I. N. Kovalyev, V. I. Sidelnikov	24
Calculation of Optimum Operating Conditions for a Synchronous Motor — U. S. Pershin, L. M. Pershina	30
On the Dynamics of the Speed Control System for a Servo Drive Having an Elastic Element With Distributed Constants — L. N. Rassudov, V. N. Miazdel	34
Computation of Transients and the Steady State of a Two-Machine Unit With Sequential Starting of the Main Motor — N. V. Shulakov, V. A. Trefilov	37
Prospects of Linear Electric Drive Development — B. I. Petlenko	43
A Relay Technique for Controlling a Three-Phase Bridge-Type Rectifier in the Excitation Circuit of a Traction Synchronous Generator for Electromobiles and Diesel Locomotives — A. P. Prologin, J. A. Briskman, D. B. Kovler, V. K. Miledin	48

FROM OPERATING EXPERIENCE

Optimizing the Design of a Bushing With Gas Insulation — E. S. Kolechitski, A. A. Philippov, V. N. Shulgin	54
On Evaluating the Longevity of an Arrester With SF ₆ Insulation — M. G. Nikoforov, E. N. Chernov	55

REPORTS

On Allowable Negative Sequence Currents and Voltages That Vary Stochastically — T. B. Zaslavskaya, U. S. Djelzko, V. V. Neiman	58
Electromagnetic Transients From Interaction of a Pulse Magnetic Field With a Cylindrical Conductor — S. A. Kalikhman	60
Mathematical Modelling of Electromagnetic Transients in an Asynchronous Traction Drive for a Locomotive — N. A. Rotanov, V. V. Litovchenko, O. S. Nazarov, V. A. Sharov	63
A Dynamic Model for Small Deviations in Systems Having Two-Way Pulse-Width Modulation — A. D. Pozdeyev, V. M. Nikitin, V. M. Pimenov	66
The Skin Effect in the Rotor Bars of a Large Induction Motor With Account Taken of the Temperature Distribution in Them — I. Z. Boguslavski	69
DISCUSSION	72
BIBLIOGRAPHY	74
CHRONICLE	77

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311—519

Организация информационных потоков в диспетчерской системе энергообъединения. Дорохин А. П. — «Электричество», 1981, № 9.

Приведены методика и результаты исследований статистических информационных потоков в оперативно-информационной диспетчерской системе энергообъединения, на основании которых предложены пути рациональной организации информационных потоков и разработаны принципы построения адаптивного блока сжатия данных, обеспечивающего значительное снижение интенсивности этих потоков при обеспечении оптимальной в среднем оценки значений контролируемых параметров. Библ. 7.

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Синтез системы управления электромеханическими процессами в сложной энергосистеме. Зеленохат Н. И. — «Электричество», 1981, № 9.

Предложен энергетический подход к синтезу устройств автоматического управления переходными процессами в энергосистеме, обеспечивающих демпфирование этих процессов. Библ. 9.

УДК 621.311.016.352.001.57.001.4

Исследование параметров асинхронного режима межсистемной связи. Литкенс И. В., Пуго В. И., Станчев С. Д., Гусейнов А. М. — «Электричество», 1981, № 9.

Рассмотрены параметры квазиустановившегося режима при асинхронном ходе по межсистемной связи. Предложена методика, по которой возможно предельно точно по параметрам схемы и исходного режима системы оценить средние значения параметров квазиустановившегося режима.

УДК 621.315.052.001.2

Конструкция линий электропередач переменного тока повышенной пропускной способности. Астахов Ю. Н., Веников В. А., Постолатий В. М. — «Электричество», 1981, № 9.

Рассмотрены варианты новых конструктивных решений многоцепных линий электропередач переменного тока со сближенными фазами. Приведены результаты расчетов индуктивностей и проведен анализ влияния конструкции расщепленной фазы на диапазон регулирования параметров при изменении фазового сдвига систем напряжений цепей. Библ. 7.

УДК [621.316.1:621.316.761.2].001.24

Структура компенсации реактивных нагрузок в проектируемой промышленной электросети. Ковалев И. Н., Сидельников В. И. — «Электричество», 1981, № 9.

Обоснован метод построения обобщенных характеристик компенсации реактивных нагрузок в распределительных электросетях: изменение оптимальной структуры компенсации с ростом балансовой величины; соответствующее изменение приведенных затрат. Рассмотрены методологические, математические и алгоритмические стороны проблемы, относящиеся к вопросу эквивалентирования отдельных участков сети, применению эффективных вычислительных методов, экономическому сопоставлению источников реактивной мощности с кусочно-непрерывными характеристиками. Библ. 13.

УДК 621.313.323.013.8.001.24

Расчет режима работы синхронного двигателя для осуществления оптимальной его работы. Першин Ю. С., Першина Л. М. — «Электричество», 1981, № 9.

Предлагается метод расчета режима работы синхронного двигателя для осуществления оптимальной его работы. Возможность такого расчета обусловлена получением математических зависимостей между величинами: напряжением сети, током возбуждения и нагрузкой двигателя по активной и реактивной мощностям.

Предлагаемый метод пригоден для явно- и неявнополюсных машин и учитывает насыщение их магнитной цепи. Библ. 1.

УДК 62—83:531.3

О динамике САР скорости следящего электропривода при наличии упругого звена с распределенными параметрами. Рассудов Л. Н., Мядзель В. Н. — «Электричество», 1981, № 9.

Определяются условия применимости настроек регуляторов двухмассовых систем с упругими связями в электроприводах с распределенными параметрами с целью обеспечения идентичности переходных процессов рассматриваемых систем. Предлагаются рекомендации по выбору параметров системы автоматического регулирования скорости следящего тиристорного электропривода с распределенными параметрами, определяются возможности аппроксимации подобных систем двухмассовыми. Библ. 7.

УДК 62-83:621.313.323.018.782.001.24

Расчет переходных и установившихся процессов двухмашинного агрегата с каскадным пуском главного двигателя. Шулаков Н. В., Трефилов В. А. — «Электричество», 1981, № 9.

Разработаны методы математического исследования и расчета на ЦВМ процессов в электромеханическом каскаде и при работе двигателей на общий вал.

Приведены результаты исследования процессов синхронизации, перераспределения напряжений на двигателях, статических характеристик электромеханического каскада, а также динамической устойчивости и рабочих характеристик двухмашинного агрегата электропривода доменного турбокомпрессора. Библ. 7.

УДК 62-83:621.313.322.013.8.07

Релейный способ управления трехфазным мостовым выпрямителем в цепи возбуждения тягового синхронного генератора электромобилей и тепловозов. — Пролыгин А. П., Брисман Я. А., Ковлер Д. Б., Миледин В. К. — «Электричество», 1981, № 9.

При ограниченной мощности и переменной частоте вращения тягового синхронного генератора реализация фазо-импульсного способа управления выпрямителем—регулятором тока возбуждения генератора встречает серьезные трудности. На примере полупроводникового выпрямителя рассмотрены особенности релейного управления, исключающего связь с питающей сетью и обеспечивающего работу регулятора в ключевом режиме. Получены аналитические выражения для регулировочных характеристик выпрямителя при релейном управлении. Показано, что оптимизация параметров системы релейного управления возможна путем воздействия на порог чувствительности узла сравнения заданного и истинного значений тока возбуждения. Приведена принципиальная схема, реализующая релейный способ управления.

УДК 621.316.933.6:621.315.618.9

К оценке долговечности коммутаторного разрядника с элегазом. Никифоров М. Г., Чернов Е. Н. — «Электричество», 1981, № 9.

Приводятся результаты исследования влияния на долговечность и стабильность работы разрядника с элегазовым наполнением параметров разрядной цепи, частоты срабатывания разрядника, объема разрядной камеры. Получена формула для приближенной оценки допустимого числа коммутаций разрядника. Показано, что при большой частоте срабатывания разрядника (2 Гц) пробивное напряжение последнего может снижаться более чем на 20%. Причина снижения напряжения — повышение температуры электродов и их загрязнение продуктами разложения элегаза. Библ. 3.

УДК 621.3.016.3.014.015.001.24

О допустимых значениях токов и напряжений обратной последовательности при случайном характере их изменения. Заславская Т. Б., Железко Ю. С., Нейман В. В. — «Электричество», 1981, № 9.

Установлена зависимость между характеристиками случайных процессов токов и напряжений обратной последовательности и уровнем интегральной вероятности, соответствующим одинаковому тепловому воздействию процесса и длительно допустимой величине. На основе анализа тепловых режимов электрических машин при комплексном воздействии различных факторов показана целесообразность нормирования показателей качества электроэнергии на зажимах машин. Предлагается заменить указанные нормы нормами, относящимися к границам раздела балансовой принадлежности сетей. Библ. 7.

УДК 621.3.044.538.323

Переходные электромагнитные процессы при взаимодействии импульсного магнитного поля с цилиндрическим проводником. Калыхан С. А. — «Электричество», 1981, № 9.

Рассмотрена диффузия электромагнитного поля в цилиндрический проводник с током. Получены соотношения для расчета распределения индукции магнитного поля, плотности тока по сечению проводника. Показано, что в переходном режиме неравномерное распределение плотности тока приводит к появлению местного перегрева и механических напряжений больших, чем в квазистационарном случае. Библ. 6.

УДК 621.33-83.018.728.3.001.57

Динамическая модель систем с двусторонней широтно-импульсной модуляцией при малых отклонениях. Роганов Н. А., Литовченко В. В., Назаров О. С., Шаров В. А. — «Электричество», 1981, № 9.

Представлена математическая модель для расчета на ЦВМ электромагнитных переходных процессов в тяговом приводе локомотива, учитывающая параметры источника питания, потери в преобразователе и в асинхронном двигателе, а также несинусоидальность напряжения питания двигателя. Отмечены три возможные мгновенные схемы замещения, переход к которым в математической модели осуществляется с помощью логических переменных, зависящих от состояния вентильных плеч преобразователя. Расчетные зависимости электрических величин при сопоставлении с экспериментальными показали достаточную сходимость. Библ. 4.

УДК [62—83]—623.001.24

Динамическая модель для малых отклонений систем с двусторонней широтно-импульсной модуляцией. Поздеев А. Д., Никитин В. М., Пименов В. М. — «Электричество», 1981, № 9. Приведено математическое обоснование импульсной динамической модели САУ с двусторонней широтно-импульсной модуляцией для случая малых отклонений координат от установившегося положения. С использованием этой модели выполнен анализ устойчивости в малом ряде простейших САУ. Библ. 5.

УДК 621.313.333.012.7.001.24

Поверхностный эффект в стержнях ротора мощного асинхронного двигателя с учетом распределения в них температуры. Богуславский И. З. — «Электричество», 1981, № 9.

Изложен метод расчета активного и индуктивного сопротивлений стержней ротора мощного короткозамкнутого асинхронного двигателя с учетом распределения в них температуры. Он своден к решению методом прогонки разностного уравнения второго порядка. Оценка максимальной погрешности дискретизации производится по аналитическому решению этого разностного уравнения, полученного при равномерном распределении температуры. Библ. 6.