

ISSN 0013-5380



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1986

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

3

Характеристики чувствительности энергообъединения к управлению активной мощностью

ЗАБОРОВСКИЙ В. С., КОЗЛОВ В. Н., СЕГУРА Х.

Одним из путей повышения качества вырабатываемой электроэнергии является создание оптимальных систем управления процессами производства и распределения внеплановой активной мощности. В крупных энергообъединениях (ЭО) для этой цели используются системы автоматического регулирования частоты и активной мощности (АРЧМ). Сложность создания оптимальных систем АРЧМ связана с неопределенностью задания параметров математических моделей ЭО вследствие изменения характеристик объекта под воздействием различных возмущающих факторов [1—3].

В настоящее время для систем АРЧМ разработан ряд итеративных [4, 5] и неитеративных [4, 6] алгоритмов оптимального управления, основанных на решении задач математического программирования. Во всех указанных алгоритмах используются модели ЭО типа «вход — выход» в форме характеристик чувствительности регулируемых координат состояния для квазистатических режимов [7]. Такие модели характеризуют ЭО как единый объект управления по частоте и активной мощности. Однако из-за изменения характеристик ЭО эти алгоритмы должны обладать адаптивными свойствами, позволяющими компенсировать в темпе процессов отсутствие информации о текущих значениях параметров объекта и соответствующих характеристиках чувствительности.

Существующие методы экспериментального определения параметров ЭО относятся к процедурам активной идентификации или основаны на статистической обработке результатов измерений при разомкнутом контуре АРЧМ [8—10]. Вопросы идентификации параметров моделей чувствительности непосредственно по данным измерений в режиме нормального функционирования ЭО разработаны недостаточно. Сложность решения данной задачи связана с наличием контура вторичного регулирования и необходимостью разделения реакций объекта

на неконтролируемые возмущения и управляющие воздействия.

В работе рассматривается построение алгоритмов идентификации характеристик чувствительности «переток — управление» в нормальных режимах работы ЭО. Синтез алгоритмов основан на разделении параметров модели объекта и выделении стационарных алгебраических связей между измеряемыми группами координат состояния ЭО [11]. Разделение параметров позволяет использовать для идентификации рекуррентные процедуры и получать оценки параметров в реальном времени.

Постановка задачи. Пусть имеется объединение отдельных энергосистем (ЭС), связанных сетью линий электропередач. Сеть задается направленным графом, структура которого определяется матрицей инцидентности I размерности $n \times m$, где m — количество линий; n — количество узлов (рис. 1). Объединение рассматривается в квазистатическом режиме, который характеризуется ненулевым отклонением частоты. Предполагается, что для измерений доступны следующие три координаты состояния ЭО.

1. ω — отклонение частоты от номинального значения;

2. $S = (S_1, S_2, \dots, S_i, \dots, S_m)^T$ — $m \times 1$ -вектор отклонений перетоков активной мощности, где $S_i = \rho_i(\varphi_j - \varphi_g)$; $\rho_i = V^2/x_i$ — удельная синхронизирующая мощность i -й линии; V^2 — приведенное к номинальному значению напряжение сети; x_i — реактивное сопротивление i -й линии; φ_j, φ_g — угол эквивалентных агрегатов (ЭА), соответствующих j -й и g -й ЭС;

3. $P_0 = (P_{01}, P_{02}, \dots, P_{0i}, \dots, P_{0n})^T$ — вектор обменных мощностей ЭС, где $P_{0i} = \sum_{j=L_i} P_j$; L_i — множество номеров

линий, непосредственно связанных с i -й ЭС.

Требуется на основе имеющейся при управлении по

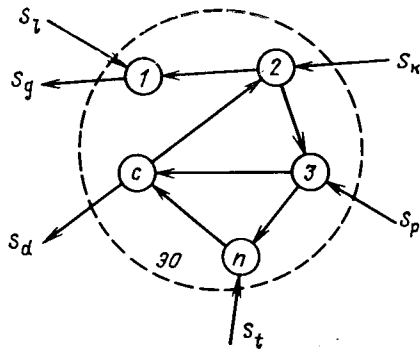


Рис. 1

частоте и активной мощности информации о состоянии ЭО получить оперативные оценки $m \times n$ -матрицы коэффициентов чувствительности

$$\alpha = \partial S / \partial U,$$

где U — $n \times 1$ -вектор управлений.

Разделение параметров модели ЭО. Для синтеза алгоритмов идентификации α необходимо определить класс моделей ЭО, использование которых позволяет достичь сформулированных целей в условиях замкнутого контура АРЧМ. Для этого рассмотрим уравнения квазистатического режима ЭО, в которых учитывается нелинейность первичных регуляторов скорости ЭА [12, 4]. Тогда матричное уравнение баланса мощностей в ЭО имеет вид

$$GZ + \Psi(\omega) = U - N, \quad (1)$$

где $Z = (\omega, \varphi)^T = (\omega, \varphi_{1\delta}, \dots, \varphi_{i\delta}, \dots, \varphi_{\delta-1, \delta}, \varphi_{\delta+1, \delta}, \dots, \varphi_{n\delta})^T$ — $n \times 1$ -вектор состояния; φ — $(n-1) \times$ -вектор отклонения относительных углов ЭА, причем $\varphi_{i\delta} = \varphi_i - \varphi_\delta$, а φ_δ — угол ЭА, принятого за базисный; $N = (N_1, \dots, N_i, \dots, N_n)^T$ — $n \times 1$ -вектор внеплановых нагрузок.

Нелинейности регуляторов скорости ЭА типа «зона нечувствительности» учитываются вектором $\Psi(\omega) = (\Psi_1(\omega), \dots, \Psi_i(\omega), \dots, \Psi_n(\omega))^T$. Так как отдельными узлами сети ЭО изображаются объединения многих энергоагрегатов, то для описания результирующей нелинейности в (1) используется кусочно-линейная аппроксимация с помощью алгебраических операторов. Как показано ниже, использование операторов позволяет разделить параметры модели ЭО и получить приближенное описание результирующей нелинейности ЭА во всем диапазоне изменения ω . В результате компоненты вектора $\Psi(\omega)$ могут быть представлены в виде $\Psi_i(\omega) = k_i \omega + \Psi_{з.н}(\omega)$, где $\Psi_{з.н}(\omega) = \left[\omega - \frac{1}{2}(|\omega + b| - |\omega - b|) \right] k_{\omega i}$ — оператор типа «зона чувствительности» (рис. 2). Параметры оператора k_i и $k_{\omega i}$ соответствуют эквивалентным значениям коэффициентов усиления регуляторов скорости вращения ЭА при малых $|\omega| \leq b$ и больших $|\omega| > b$ отклонениях частоты, полученным при линеаризации результирующей нелинейности статической характеристики i -й ЭС [7]. Параметр b равен половине ширины симметричной относительно нуля «зоны чувствительности» первичного регулятора скорости ЭА. В уравнении (1) матрица G размерности $n \times n$ равна

$$G = [K_n; IRI^T] = [K_n; P],$$

где $K_n = (k_{n1}, \dots, k_{ni}, \dots, k_{nn})^T$ — $n \times 1$ -вектор коэффициентов крутизны статических характеристик нагрузок

ЭА; I^*T — транспонированная матрица инцидентий, из которой исключена строка с номером δ ; $R = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_i, \dots, \rho_m)$ — диагональная матрица удельных синхронизирующих мощностей линий. Если матрицу $P = IRI^*T$ представить совокупностью строк $P = [P_1, \dots, P_i, \dots, P_n]$, то (1) можно записать в виде скалярных уравнений баланса мощностей для каждого ЭА:

$$k_{ni}\omega + \Psi_i(\omega) + \langle P_i, \varphi \rangle = U_i - N_i, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

В уравнениях (2) $\langle, \rangle$ — символ скалярного произведения векторов. Величина $\sum_{i=1}^n \langle P_i, \varphi \rangle$ равна отклонению обменных мощностей в ЭО, поэтому $\sum_{i=1}^n \langle P_i, \varphi \rangle =$

$$= \sum_{i=1}^n P_{0i} = 0. \text{ Просуммировав уравнения (2), можно по-}$$

$$лучить \quad k_{n\Sigma}\omega + \Psi_\Sigma(\omega) = \langle e, (U - N) \rangle. \quad (3)$$

В последнем равенстве $k_{n\Sigma} = \sum_{i=1}^n k_{ni}$, $\Psi(\omega) = \sum_{i=1}^n \Psi_i(\omega)$, а e — $(n \times 1)$ -единичный вектор. С учетом того, что рассматриваемые режимы работы ЭО характеризуются ненулевыми отклонениями частоты, из (3) следует

$$\omega = \langle e, (U - N) \rangle / [k_{n\Sigma} + \Psi_\Sigma(\omega)/\omega], \quad \omega \neq 0. \quad (4)$$

Подставляя значение ω , определяемое равенством (4), в каждое из уравнений (2), можно получить

$$[k_{ni} + \Psi_i(\omega)/\omega] \langle e, (U - N) \rangle / [k_{n\Sigma} + \Psi_\Sigma(\omega)/\omega] + \langle P_i, \varphi \rangle = U_i - N_i. \quad (5)$$

Если ввести вектор $\gamma_i(\omega) = (\gamma_{i1}, \dots, \gamma_{i, \delta-1}, \gamma_{i\delta}, \gamma_{i, \delta+1}, \dots, \gamma_{in})^T$ размерности $n \times 1$ с компонентами $\gamma_{i1} = \gamma_{i2} = \dots = \gamma_{i, \delta-1} = \gamma_{i, \delta+1} = \dots = \gamma_{in} = -\gamma_{экр i} / \gamma_{экр \Sigma}$; $\gamma_{i\delta} = 1 - \gamma_{экр i} / \gamma_{экр \Sigma}$; $\gamma_{экр i} = k_{ni} + \Psi_i(\omega)/\omega$; $\gamma_{экр \Sigma} = k_{n\Sigma} + \Psi_\Sigma(\omega)/\omega$, определяющими значения статизма i -й ЭС по отношению к суммарному статизму ЭО, то выражение для P_{0i} может быть записано в виде

$$P_{0i} = \langle P_i, \varphi \rangle = \langle \gamma_i(\omega), (U - N) \rangle. \quad (6)$$

Как было отмечено выше, отклонения перетоков по линиям ЭО равны $S_i = \rho_i (\varphi_{j\delta} - \varphi_{g\delta})$. Поэтому вектор $S = (S_1, \dots, S_i, \dots, S_m)^T$ можно определить с помощью соотношения

$$S = RI^*T\varphi. \quad (7)$$

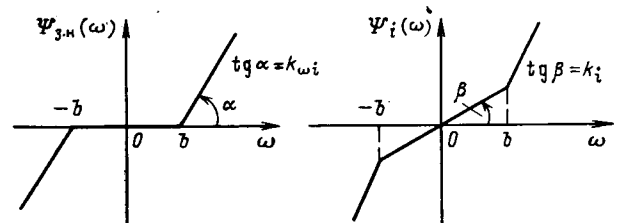


Рис. 2

Если ввести обозначение $\bar{P}_0 = (P_{01}, \dots, P_{0, \delta-1}, P_{0, \delta+1}, \dots, P_{0n})^T$, то

$$\bar{P}_0 = I^* R I^{*T} \varphi,$$

или с учетом (6)

$$\bar{P}_0 = \gamma(\omega) (U - N), \quad (8)$$

где

$$\gamma(\omega) = [\gamma_1(\omega) | \dots | \gamma_{\delta-1}(\omega) | \gamma_{\delta+1}(\omega) | \dots | \gamma_n(\omega)]^T \quad (9)$$

— матрица относительных значений статизмов размерности $(n-1) \times n$, элементы которой определены в (6).

В результате выражение для вектора S примет вид

$$S = R I^{*T} (I^* R I^{*T})^{-1} \bar{P}_0.$$

или

$$S = R I^{*T} (I^* R I^{*T})^{-1} \gamma(\omega) (U - N). \quad (10)$$

Тогда выражение для оценки матрицы $\alpha = \partial S / \partial U$ может быть записано в виде

$$\hat{\alpha} = \hat{\beta} \hat{\gamma}(\omega), \quad (11)$$

где $\hat{\beta} = R I^{*T} (I^* R I^{*T})^{-1}$ — оценка матрицы коэффициентов распределения; $\hat{\gamma}(\omega)$ — оценка матрицы относительных значений статизмов.

Рассмотрение алгоритмов оценивания матриц, входящих в (11), начнем с матрицы $\gamma(\omega)$. Согласно [2, 7, 10] коэффициенты крутизны статических характеристик нагрузки k_{ni} в широком диапазоне изменения режимов работы ЭО остаются практически постоянными. Экспериментальному определению коэффициентов усиления ЭА при различных отклонениях частоты в ЭО уделялось много внимания [8—10], поэтому коэффициенты k_i и $k_{\omega i}$ в операторах $\Psi_i(\omega)$ можно считать известными с достаточной для расчетов точностью. Установленная нелинейная зависимость элементов матрицы $\gamma(\omega)$ от ω (9) позволяет осуществлять оперативную коррекцию матрицы относительных статизмов на основе соотношения $\hat{\gamma}(\omega) = \gamma(\hat{\omega})$, где $\hat{\omega}$ — измеренное значение отклонения частоты в ЭО. Из анализа выражения (9) следует, что с увеличением суммарной мощности ЭО за счет увеличения количества входящих в него ЭС относительное влияние погрешностей определения статизмов отдельных ЭС на параметры матрицы α уменьшается.

Для построения алгоритма оценивания текущих значений матрицы β перепишем (10) в виде

$$S = \beta \bar{P}_0. \quad (12)$$

Последнее выражение справедливо как в установившихся, так и в переходных режимах работы ЭО, что позволяет использовать его для идентификации β в наиболее напряженных режимах работы ЭО, когда знание параметров модели α имеет наиболее существенное значение.

В результате возможность непосредственной идентификации β без предварительного определения проводимостей линий связана с наличием измеряемых координат состояния ЭО, относительно которых могут быть сформулированы алгебраические уравнения, непосредственно зависящие от неизвестных элементов матрицы β .

Статистический алгоритм оценивания β . Для выбора статистически оптимального алгоритма идентификации β перепишем (12) в эквивалентной форме с учетом погрешностей измерений и принятой вероятностной мо-

дели измерений [8]. В результате можно сформулировать уравнения, справедливые для k -го момента времени

$$S_k^i = \langle \beta^i, \bar{P}_{0k} \rangle + \xi_k^i, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (13)$$

где β^i — $1 \times (n-1)$ -вектор строки матрицы β ; ξ_k^i — ошибка измерений, относительно которой предполагается $M\{\xi_k^i\} = 0$; $M\{(\xi_k^i)^2\} = \sigma^2$; $M\{\cdot\}$ — символ математического ожидания.

Для идентификации β^i в (13) можно использовать различные алгоритмы, основанные на методе наименьших квадратов, алгоритмы типа Качмажа или стохастической аппроксимации. Следует отметить, что в случае использования алгоритмов идентификации в адаптивных системах управления кроме требований к качеству оценок в смысле их сходимости к истинным значениям не менее важными являются требования к возможности их получения в реальном времени. Эти условия в конечном итоге определяют допустимую сложность используемых алгоритмов, связанную с количеством производимых на каждом шаге вычислений. Из упомянутых выше алгоритмов наименьшее количество вычислений требуется для реализации алгоритмов стохастической аппроксимации, однако при этом гарантируются лишь асимптотические свойства оценок, а их поведение на конечной выборке неизвестно. При реализации алгоритмов типа Качмажа количество вычислений существенно меньше, чем при использовании метода наименьших квадратов, и можно получить оценки с оптимальными статистическими свойствами (приложение).

Следует заметить, что эффективность использования оптимальных алгоритмов идентификации в значительной мере связана с выполнением априорных предположений о свойствах помех измерений. На практике в результате воздействия неучтенных возмущающих факторов, в частности, грубых ошибок в канале телеизмерений, принятые предположения о статистических характеристиках ξ_k^i могут нарушаться. Последнее приводит к увеличению ошибок идентификации, что необходимо учитывать при использовании оценок $\hat{\beta}$ для вычисления управлений. Оперативный контроль адекватности идентифицируемых моделей возможен при учете априорной информации о диапазонах изменения параметров. В рассматриваемом случае для этого можно использовать особенности матрицы β , заключающиеся в ограниченности абсолютных значений ее параметров: $|\beta_{ij}| \leq 1$, $i = 1, 2, \dots, m$; $j = 1, 2, \dots, n-1$. Данное свойство следует из (11) и связано с характеристиками синтезированной модели ЭО, которая рассматривает объединение как единый объект управления. Физическая интерпретация данного факта может быть дана, если учесть, что отклонения перетоков могут быть представлены линейной комбинацией вектора отклонения обменных мощностей $\bar{P}_0$. При этом передаваемая от ЭС электроэнергия распределяется между примыкающими к ним линиями согласно их характеристикам проводимостей. Доля передаваемой электроэнергии, приходящаяся на каждую из линий, определяется соответствующими компонентами матрицы β . Так как внеплановая активная мощность ЭС передается в сеть ЭО через примыкающие к ЭС линии, то вне зависимости от абсолютных значений проводимостей линий справедливо условие

$$\sum_{i \in L_j} |B_{ij}| = 1, \quad j \neq \delta, \quad (14)$$

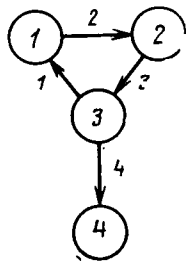


Рис. 3

где L_j — множество номеров линий, связанных с j -й ЭС.

Учитывая ограничения на абсолютные значения параметров матрицы β , алгоритм идентификации представим в виде

$$\beta_{k+1}^i = \Phi \left(\beta_k^i + \frac{S_k^i - \langle \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle}{\kappa_{ki}^* + \langle \bar{P}_{0k}^T, \bar{P}_{0k} \rangle} \bar{P}_{0k} \right), \quad (15)$$

где векторная функция Φ имеет компоненты

$$\Phi_i(\beta_{k+1}^{ij}) = \frac{\bar{\beta}^{ij} + \beta^{ij}}{2} + \frac{1}{2} (|\beta_{k+1}^{ij} - \beta^{ij}| - |\beta_{k+1}^{ij} - \bar{\beta}^{ij}|),$$

представляющие собой кусочно-линейные операторы преобразования значения оценок β_{k+1}^{ij} в замкнутый интервал $[\beta^{ij}, \bar{\beta}^{ij}]$ с априорно известными границами, а κ_{ki} — параметр (приложение). В случае нарушения допустимых границ изменения текущих оценок значения β_{k+1}^{ij} вычисляются с помощью проекции на допустимую область в виде многомерного гиперпараллелепипеда.

Эффективность применения разработанного алгоритма идентификации рассмотрим на примере ЭО, схема которого показана на рис. 3. Ниже приведены значения параметров узлов и линий.

Номер узла сети i	Значение $k_{\omega i}$, с/рад	Номер линии j	Коэффициент ρ_j , 1/рад
1	0,03	1	0,1
2	0,06	2	0,1
3	0,03	3	0,3
4	0,03	4	0,1

Следует заметить, что в соответствии со структурой матрицы β ее параметры зависят от выбора базисного узла сети ЭО. Как следует из данных, приведенных в таблице, выбор базисного узла может использоваться для уменьшения общего числа оцениваемых параметров модели. Так, при выборе $\delta=1$ число отличных от 0 и ± 1 параметров матрицы β равно девяти, а в случае $\delta=3$ это число уменьшается до шести. Поэтому в качестве базисного следует выбирать узел, непосредственно связанный с наибольшим количеством линий электропередачи.

Как показали результаты идентификации матрицы чувствительности, значения параметров α_{ij} существенно зависят от проводимостей линий, входящих в замкнутые контуры сети ЭО. На рис. 4 приведены результаты идентификации матрицы α при изменении проводимости третьей линии и изменении коэффициента ρ_3 . Идентификация проводилась при значении $\omega=2b$. Как следует из полученных зависимостей, значения коэффициентов α_{12} и α_{23} существенно зависят от взаимного соотношения проводимостей линий с номерами 1 и 3, входящих в замкнутый контур передачи активной мощности. При этом, например, равенство нулю коэффициента α_{23} означает, что изменение мощности в третьем узле приводит

Номер базисного узла сети δ	Значение матрицы β			
1	$\beta_{12} = 0,429$	$\beta_{13} = 0,571$	$\beta_{14} = 0,571$	
	$\beta_{22} = -0,571$	$\beta_{23} = -0,429$	$\beta_{24} = -0,429$	
	$\beta_{32} = 0,429$	$\beta_{33} = -0,429$	$\beta_{34} = -0,429$	
	$\beta_{42} = 0,0$	$\beta_{43} = 0,0$	$\beta_{44} = -1,0$	
2	$\beta_{11} = 0,571$	$\beta_{12} = -0,143$	$\beta_{14} = 0,0$	
	$\beta_{21} = 0,429$	$\beta_{22} = -0,143$	$\beta_{24} = 0,0$	
	$\beta_{31} = 0,429$	$\beta_{32} = 0,857$	$\beta_{34} = 0,0$	
	$\beta_{41} = 0,0$	$\beta_{42} = 0,0$	$\beta_{44} = -1,0$	

к одинаковому изменению перетоков на обоих концах линии с номером два.

При идентификации ЭО с известной структурой для повышения эффективности функционирования алгоритма (15) может быть использована априорная информация о параметрах матрицы β в виде условия (14). Согласно данным таблицы для рассматриваемого ЭО справедливы соотношения $\beta_{12} - \beta_{22} = 1$; $\beta_{13} + \beta_{43} - \beta_{33} = 1 - \beta_{44} = 1$, в которых первый индекс при элементах матрицы β означает номер линии, а второй — номер узла сети. Данные ограничения на изменения оценок идентифицируемых параметров могут быть учтены путем построения операторов проекции текущих оценок на линейное многообразие [4, 13]. Отмеченные свойства в полной мере характеризуют ЭО как объект управления и свидетельствуют о целесообразности применения контура параметрической идентификации α для адаптивных систем регулирования частоты и активной мощности.

Выводы. 1. Синтез алгоритмов параметрической идентификации характеристик чувствительности ЭО возможен на основе разделения параметров модели на две группы, зависящие от статизмов регулируемых станций в ЭС и проводимостей линий электропередач.

2. Построение модели ЭО на основе экспериментальных данных позволяет повысить адекватность описания объекта управления и способствует повышению качества функционирования оптимальных систем АРЧМ.

Приложение 1. Применение алгоритма Качмажа для идентификации β^i в (13) соответствует решению следующей экстремальной задачи:

$$\langle (\beta_{k+1}^i - \beta_k^i), (\beta_{k+1}^i - \beta_k^i) \rangle \rightarrow \min_{\beta_{k+1}^i} \quad (\text{П-1})$$

при ограничениях

$$S_k^i = \langle \beta_{k+1}^i, \bar{P}_{0k} \rangle. \quad (\text{П-2})$$

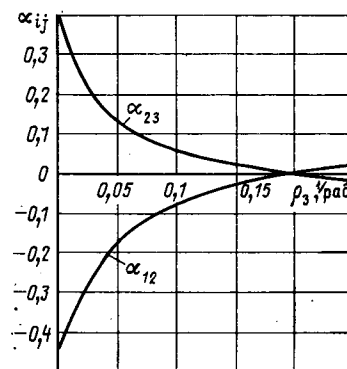


Рис. 4

В результате оценка β_{k+1}^i вычисляется с помощью проекции оценки β_k^i на гиперплоскость $\Pi_k = \{z: \langle z, P_{0k} \rangle = S_k^i\}$, построенную в пространстве идентифицируемых параметров [14]. Для учета ошибок измерений модифицируем ограничения (П.2), введя параметр κ_{ki} :

$$\hat{S}_k^i = \langle \beta_{k+1}^i, \bar{P}_{0k} \rangle, \quad (\text{П-3})$$

где

$$\hat{S}_k^i = \frac{\langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} S_k^i + \langle \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle \times \\ \times \left(1 - \frac{\langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \right).$$

Смысл данной модификации сводится к компенсации влияния ошибок ξ_k^i . За счет этого оценки β_{k+1}^i вычисляются путем проекции оценки β_k^i на $\Pi_k = \{z: \langle z, \bar{P}_{0k} \rangle = \hat{S}_k^i\}$, которая находится на таком расстоянии от Π_k , что обеспечивается минимум критерия $M \{ \langle (\beta^i - \beta_{k+1}^i), (\beta^i - \beta_{k+1}^i) \rangle \}$, где β^i — истинное значение параметров. Таким образом,

$$\kappa_{ki}^* = \operatorname{argmin}_{\kappa_{ki}} M \{ \langle (\beta^i - \beta_{k+1}^i), (\beta^i - \beta_{k+1}^i) \rangle \}. \quad (\text{П-4})$$

Следует отметить, что при $\kappa_{ki} = 0$ ограничения (П.2) и (П.3) совпадают и алгоритм идентификации соответствует случаю, когда ошибки измерений отсутствуют. При $\kappa_{ki} \rightarrow \infty$ ограничение (П.3) имеет вид

$$\langle \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle = \langle \beta_{k+1}^i, \bar{P}_{0k} \rangle,$$

то есть на $(k+1)$ -м шаге значение оценки не изменяется.

С учетом введенных ограничений для решения сформулированной экстремальной задачи (П.1), (П.3) составим функцию Лагранжа

$$L(\beta_{k+1}^i, l) = \langle (\beta_{k+1}^i - \beta_k^i), (\beta_{k+1}^i - \beta_k^i) \rangle + \\ + l (\hat{S}_k^i - \langle \beta_{k+1}^i, \bar{P}_{0k} \rangle),$$

где l — множитель Лагранжа.

Оценку β_{k+1}^i найдем из решения системы линейных уравнений:

$$\frac{\partial L(\beta_{k+1}^i, l)}{\partial \beta_{k+1}^i} = \beta_{k+1}^i - \beta_k^i - l \bar{P}_{0k} = 0;$$

$$\frac{\partial L(\beta_{k+1}^i, l)}{\partial l} = \hat{S}_k^i - \langle \beta_{k+1}^i, \bar{P}_{0k} \rangle = 0,$$

из которой следует

$$\beta_{k+1}^i = \beta_k^i + \frac{S_k^i - \langle \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle}{\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \bar{P}_{0k}.$$

Ошибку идентификации на $(k+1)$ -м шаге алгоритма можно представить в виде

$$\Delta \beta_{k+1}^i = \beta^i - \beta_{k+1}^i,$$

поэтому оптимальное значение параметра κ_{ki} равно

$$\kappa_{ki}^* = \operatorname{argmin}_{\kappa_{ki}} M \{ \langle \Delta \beta_{k+1}^i, \Delta \beta_{k+1}^i \rangle \}.$$

Учитывая, что

$$\langle \Delta \beta_{k+1}^i, \Delta \beta_{k+1}^i \rangle = \langle \Delta \beta_k^i, \Delta \beta_k^i \rangle - \Delta(\kappa_{ki}), \quad (\text{П-5})$$

где

$$\Delta(\kappa_{ki}) = \frac{\langle \Delta \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle + \xi_k^i}{\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \langle \bar{P}_{0k}, \Delta \beta_k^i \rangle - \\ - \frac{(\langle \Delta \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle + \xi_k^i)^2}{(\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle)^2} \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle,$$

а также то, что $M \{ \xi_k^i \} = 0$; $M \{ (\xi_k^i)^2 \} \neq \sigma_i^2$, получим

$$M \{ \langle \Delta \beta_{k+1}^i, \Delta \beta_{k+1}^i \rangle \} = M \{ \langle \Delta \beta_k^i, \Delta \beta_k^i \rangle \} - M \{ \Delta(\kappa_{ki}) \}.$$

Из последнего соотношения следует

$$M \{ \Delta(\kappa_{ki}) \} = \frac{2M \{ \langle \Delta \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle \}}{\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} - \\ - \frac{M \{ (\langle \Delta \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle)^2 \} + \sigma_i^2 \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{(\kappa_{ki} + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle)^2}.$$

Оптимальное значение κ_{ki}^* найдем из условия

$$\frac{\partial M \{ \Delta(\kappa_{ki}) \}}{\partial \kappa_{ki}} = 0.$$

В результате выполнения элементарных преобразований получим

$$\kappa_{ki}^* = \sigma_i^2 \frac{\langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{M \{ \langle \Delta \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle^2 \}},$$

или, вводя обозначения для оценки дисперсионной матрицы ошибок идентификации, можно записать

$$\kappa_{ki}^* = \sigma_i^2 \frac{\langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{P_{0k}^T B_k^i \bar{P}_{0k}}, \quad B_k^i = M \{ \Delta \beta_k^i, \Delta \beta_k^{iT} \}.$$

Принимая во внимание выражение (П.5), окончательно сформулируем алгоритм идентификации, оптимальный в смысле принятого статистического критерия качества

$$\beta_{k+1}^i = \beta_k^i - \frac{S_k^i - \langle \beta_k^i, \bar{P}_{0k} \rangle}{\kappa_{ki}^* + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \bar{P}_{0k}; \\ B_{k+1}^i = \left[E - \frac{\bar{P}_{0k} P_{0k}^T}{\kappa_{ki}^* + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \right] B_k^i \left[E - \frac{\bar{P}_{0k} P_{0k}^T}{\kappa_{ki}^* + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \right] + \\ + \sigma_i^2 \frac{\langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{\kappa_{ki}^* + \langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle} \bar{P}_{0k} \bar{P}_{0k}^T; \\ \kappa_{ki}^* = \sigma_i^2 \frac{\langle \bar{P}_{0k}, \bar{P}_{0k} \rangle}{P_{0k}^T B_k^i \bar{P}_{0k}}, \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

где E — единичная матрица.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Совалов С. А. Режимы единой энергосистемы. — М.: Энергоиздат, 1983.
2. Алексеев С. В., Федорова Т. Л. Идентификация характеристик энергосистемы как объекта управления по частоте и мощности. — Электричество, 1981, № 12.
3. Гамм А. З. Статистические методы оценивания состояния электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1976.
4. Козлов В. Н. Метод негладких операторов в автоматизированном проектировании динамических систем. — Л.: Изд-во ЛГУ им. А. А. Жданова, 1985.
5. Математическая модель системы совместного оптимального управления частотой и активной мощностью крупных энергообъединений/В. П. Васильев, В. Н. Козлов, Р. П. Строганов, В. Д. Ярмичук. — В кн.: Автоматизация проектирования и экспериментальных исследований. Л.: ЛПИ им. М. И. Калинина, 1980.

6. Об устойчивости систем алгоритмического управления с неитеративными операторами/В. Н. Козлов, В. С. Заборовский, Н. Н. Машевский, О. Д. Пузько. Л.: 1985.— Тр./ЛПИ им. М. И. Калинина.
7. Стернинсон Л. Д. Переходные процессы при регулировании частоты и мощности в энергосистемах.— М.: Энергия, 1975.
8. Тимченко В. Ф. Колебания нагрузки и обменной мощности энергосистем.— М.: Энергия, 1975.
9. Рабинович М. А., Совалов С. А. Вероятностная модель энергосистемы.— Электричество, 1984, № 2.
10. Левит Л. М. Определение зависимости коэффициентов крутизны статической характеристики энергосистемы по частоте от величины возмущения.— Л.: НИИПТ, 1971.— Тр./Науч. исслед. ин-т пост. тока, вып. 17.

11. Заборовский В. С. Синтез и исследование алгоритмов идентификации для адаптивного управления активной мощностью крупных энергообъединений: Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1984. В надзаг.: Мин-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, ЛПИ им. М. И. Калинина.
12. Заборовский В. С., Козлов В. Н., Строганов Р. П. Учет негладких нелинейностей при расчете потоков распределения активной мощности в энергообъединениях.— Изв. вузов СССР, Энергетика, 1984, № 3.
13. Захаров В. К., Заборовский В. С., Козлов В. Н. Нелинейные операторы в задаче идентификации сложных динамических систем.— В кн.: Сложные системы управления. Л.: Изд-во ЛГУ, 1985.
14. Райбман Н. С., Чалеев В. М. Адаптивные модели в системах управления.— М.: Сов. радио, 1966.

[24.07.85]

УДК 621.311.538.69.001.24

Методы расчета магнитного влияния между электрическими цепями с учетом конечной проводимости земли

ГЛУШКО В. И., канд. техн. наук

Постановка задачи. Решение практических задач расчета электромагнитного поля ВЛ, параметров высокочастотной связи по проводам ВЛ, влияния высоковольтных шин на информационные цепи релейных защит и средств автоматики электроустановок, влияния ВЛ на линии связи и другие протяженные металлические коммуникации основывается на учете магнитного влияния между первичными цепями (провода ВЛ, высоковольтные шины) и вторичными цепями (линии связи, информационные цепи, протяженные коммуникации). При этом основными параметрами магнитного влияния (ПМВ) являются: собственные и взаимные сопротивления проводов первичных цепей, индуцируемая первичными цепями во вторичных цепях э. д. с., взаимное сопротивление и коэффициент взаимоиндукции между первичными и вторичными цепями. Расчет ПМВ применительно к перечисленным задачам связан с исследованием поля в достаточно широком диапазоне частот; так, в нормальном режиме работы и в режиме к. з. первичных цепей возникает поле промышленной частоты, а в их коммутационном режиме и при организации высокочастотной связи по проводам ВЛ поле характеризуется частотой от десятков герц до мегагерц.

В силу близкого расположения первичных и вторичных цепей от поверхности земли ПМВ во многом зависят от ее электрической структуры. В абсолютном большинстве случаев реальная электрическая структура земли является неоднородной (слоистой), однако в настоящее время в проектной практике этот фактор редко учитывается, и расчет МПВ в основном производится в предположении, что земля однородная. Такое положение в общем случае может быть допустимо только при расчете низкочастотных ПМВ, так как в этом случае эффективная глубина проникновения поля в землю достаточно велика, и определяющее влияние на ПМВ оказывает ее подстилающий слой. Эффективная глубина проникновения в землю поля высокой частоты составляет только десятки метров, поэтому неучет реальной электрической структуры верхних слоев земли при расчете высокочастотных ПМВ может привести к существенным погрешностям.

Так как на данном этапе проектные организации накопили достаточно большой опыт в определении электрических параметров земли для расчета заземлений электроустановок и оценки коррозионной устойчивости прокладываемых в земле кабельных линий связи, и, кроме того, информация об электрической структуре земли может быть получена также и по данным геоэлектрических изысканий, проведенных для многих регионов нашей страны, то при необходимости могут быть получены достоверные данные о структуре земли в зоне расположения проектируемого объекта и на их основе повышена точность определения ПМВ.

К настоящему времени наиболее полно методы расчета ПМВ разработаны для однородной земли [1—4]; для многослойной земли получены формальные решения для ПМВ, а также разработаны некоторые рабочие алгоритмы для практических расчетов [4—9]. Формальные решения для ПМВ не во всех случаях применимы в практике проектирования, так как получены не в явном виде, а в форме несобственных интегралов с бесконечными пределами, подынтегральная функция которых в общем случае относится к классу резко осциллирующих функций. Практическая реализация таких решений возможна только на основе применения специальных методов численного интегрирования, что связано с определенными трудностями и большим объемом вычислений.

Численными методами ПМВ могут быть вычислены с любой степенью точности, однако при инженерных расчетах во многих случаях требуются более простые и оптимальные алгоритмы их определения. В данной работе рассматривается один из возможных подходов к построению таких алгоритмов на основе приближенного решения для поля первичных цепей с учетом конечной проводимости однородной и многослойной земли.

Основы методики расчета ПМВ. С целью упрощения оценки погрешности предлагаемого метода расчета ПМВ будем считать, что длина волны воздействия больше длины участка сближения первичных и вторичных цепей, что дает возможность рассматривать установившийся режим работы первичных цепей, характеризующийся отсутствием естественного затухания и изменения фазы

тока. Однако следует заметить, что предлагаемый подход к приближенному расчету поля первичных цепей может быть распространен и на более общий случай.

Рассматриваемые ПМВ в большинстве практических случаев обусловлены воздействием поля тока промышленной частоты и его гармоник, а также поля высокочастотных модулированных и импульсных токов. Первые два вида воздействий являются синусоидальными, поэтому для расчета ПМВ в этом случае указанные выше формальные решения могут быть использованы непосредственно. При импульсных воздействиях эти решения используются с помощью интеграла Фурье.

Из сказанного можно заключить, что в общем случае ключевой задачей расчета ПМВ является их расчет для заданной синусоидальной составляющей тока первичных цепей. Переход к реальным условиям можно осуществить путем суммирования полученного решения по всем составляющим тока. Учитывая это, в дальнейшем расчет ПМВ будем выполнять применительно к синусоидальной составляющей тока первичных цепей.

С физической точки зрения рассматриваемые ПМВ определяются продольной составляющей электрического поля первичных цепей E_x , которая в системе координат x, y, z (плоскость xy совмещена с поверхностью земли, ось z направлена в сторону первичной цепи) для каждого слоя земли с удельным сопротивлением ρ_i без учета токов смещения удовлетворяет дифференциальному уравнению [4]:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} - k_i^2 E_x = 0, \quad (1)$$

где $k_i = \sqrt{j \frac{\omega \mu_0}{\rho_i}}$ — волновое число слоя земли; $j = \sqrt{-1}$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$; ω — круговая частота.

В общем случае решение уравнения (1) связано с определенными трудностями; с целью упрощения можно пренебречь искажением поля первичных цепей вследствие конечного эффекта, наличия заземленного троса и коронирования проводов. В этом случае решение уравнения (1) относительно E_x с учетом [4—7] можно представить в следующем виде:

для воздуха

$$E_{xв} = -j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} I_{\pi} \left[\ln \frac{(h_{\pi} + z)^2 + y^2}{(h_{\pi} - z)^2 + y^2} + 4 \int_0^{\infty} \frac{R_v e^{-v(h_{\pi} + z)}}{v R_v + \eta_1} \cos v y dv \right]; \quad (2)$$

для земли (в первом слое)

$$E_{xз} = -j \frac{\omega \mu_0}{\pi} I_{\pi} \int_0^{\infty} \frac{e^{-v h_{\pi}}}{v R_v + \eta_1} (R_v \operatorname{ch} z \eta_1 + \operatorname{sh} z \eta_1) \cos v y dv, \quad (3)$$

где I_{π} — ток первичных цепей; h_{π} — высота подвеса первичных цепей над землей; z, y — координаты точки наблюдения; R_v — пространственная характеристика среды; $\eta_1 = \sqrt{v^2 + k_1^2}$.

Пространственная характеристика среды R_v определяется исходя из граничных условий на поверхности земли и на плоскостях раздела слоев с разными E_x и соответствии с [5] вычисляется по рекуррентной

формуле

$$R_{vi} = \frac{\operatorname{th} \left[h_i \eta_i + \frac{\operatorname{arth} \left(\frac{\eta_i}{\eta_{i+1}} R_{v(i+1)} \right)}{\operatorname{arcth} \left(\frac{\eta_i}{\eta_{i+1}} R_{v(i+1)} \right)} \right]}{\operatorname{cth} \left[h_i \eta_i + \frac{\eta_i}{\eta_{i+1}} R_{v(i+1)} \right]}, \quad (4)$$

где запись в виде двух строк означает, что если аргумент меньше единицы, нужно пользоваться верхней строкой, если больше — нижней; h_i — мощность i -го слоя земли; $\eta_i = \sqrt{v^2 + k_i^2}$.

Для R_{vi} можно получить более рациональное выражение вида

$$R_{vi} = \frac{1 + \operatorname{cth} h_i \eta_i \frac{\eta_i}{\eta_{i+1}} R_{v(i+1)}}{\operatorname{cth} h_i \eta_i + \frac{\eta_i}{\eta_{i+1}} R_{v(i+1)}}. \quad (5)$$

Далее принято $R_{v1} = R_v$.

Собственные и взаимные погонные сопротивления проводов первичных цепей определяются исходя из граничных условий для продольных электрических полей на поверхности проводов. В соответствии с [4] и (2) выражения для собственного сопротивления k -го провода и взаимных сопротивлений k -го и p -го проводов имеют вид

$$Z_{kk} = Z_{0k} + j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2h_k}{r_k} + 2 \int_0^{\infty} \frac{R_v e^{-2v h_k}}{v R_v + \eta_1} \cos v r_k dv \right); \quad (6)$$

$$Z_{kp} = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \left[\ln \frac{(h_k + h_p)^2 + y_{kp}^2}{(h_k - h_p)^2 + y_{kp}^2} + 4 \int_0^{\infty} \frac{R_v e^{-v(h_k + h_p)}}{v R_v + \eta_1} \cos v y_{kp} dv \right], \quad (7)$$

где Z_{0k} — внутреннее погонное сопротивление k -го провода; r_k — радиус провода; h_k, h_p — высота подвеса k -го и p -го проводов; y_{kp} — проекция расстояния между проводами k и p на горизонтальную плоскость.

Индуктируемая первичными цепями во вторичных цепях э. д. с. при их параллельном и косом сближении, а также взаимное сопротивление и коэффициент взаимной индукции между первичными и вторичными цепями определяются соответственно по выражениям

$$E_{\pi.в} = E_x l; \quad E_{\pi.в} = \operatorname{ctg} \alpha \int_{y_a}^{y_b} E_x dy; \quad Z_{\pi.в} = - \frac{E_{\pi.в}}{I_{\pi}}; \quad M_{\pi.в} = \frac{E_{\pi.в}}{j \omega I_{\pi}}, \quad (8)$$

где l — длина участка сближения первичных и вторичных цепей; α — угол между первичной и вторичной цепями; y_a, y_b — минимальное и максимальное расстояния между первичными и вторичными цепями на участке сближения.

Входящие в полученные общие выражения для ПМВ несобственные интегралы выражаются через интеграл Карсона для многослойной земли J_k и равны $-j J_k$. В общем случае интеграл Карсона в явном виде не берется, и решение его возможно лишь численными методами. В частном случае однородной земли в явном виде через функции Бесселя и Струве берется только интеграл вида (2) [4].

Вычисление интеграла Карсона для многослойной земли. В качестве исходного рассмотрим интеграл

$$J_k = j \int_0^{\infty} \frac{e^{-vh}}{vR_v + \eta_1} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dv, \quad (9)$$

к которому могут быть приведены интегралы в полученных общих выражениях для ПМВ. В (9) t — глубина в земле, с которой совпадает координата точки наблюдения ($z = -t$).

Упростить задачу вычисления интеграла (9) можно на основе выделения его главного значения. Для этого представим интеграл в виде

$$J_k = j \int_0^{\infty} \left(1 - \frac{\eta_1 - vR_v}{\eta_1 + vR_v}\right) \frac{e^{-vh}}{2vR_v} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dv = \\ = j \int_0^{\infty} (1 - e^{-w}) \frac{e^{-vh}}{2vR_v} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dv, \quad (10)$$

где $w = \ln \frac{\eta_1 + vR_v}{\eta_1 - vR_v}$.

Интеграл J_k в виде (10) имеет особенность в нуле; для ее учета выберем в окрестности нуля интервал $[v_0, v_1]$ и применительно к нему преобразуем (10):

$$J_k = \lim_{v_0 \rightarrow 0} j \int_{v_0}^{v_1} \frac{e^{-vh}}{2vR_v} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dv - \\ - \lim_{v_0 \rightarrow 0} j \int_{v_0}^{v_1} \frac{e^{-w-vh}}{2vR_v} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dv + \\ + j \int_{v_1}^{\infty} (1 - e^{-w}) \frac{e^{-vh}}{2vR_v} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dy. \quad (11)$$

В окрестности нуля имеем

$$w = \lim_{v \rightarrow 0} \ln \frac{\sqrt{v^2 + k_1^2} + vR_v}{\sqrt{v^2 + k_1^2} - vR_v} = 2v \frac{R_0}{k_1}; \\ \lim_{v \rightarrow 0} \sqrt{v^2 + k_1^2} = k_1. \quad (12)$$

где R_0 — значение R_v при $v = 0$.

Тогда для (11) получим

$$J_k = \frac{j}{4R_0} (R_0 \operatorname{ch} tk_1 - \operatorname{sh} tk_1) \lim_{v_0 \rightarrow 0} [E_i(-v_0 d_1) - E_i(-v_0 d_2) + \\ + E_i(-v_0 d_3) - E_i(-v_0 d_4)] - \frac{j}{4R_0} (R_0 \operatorname{ch} tk_1 - \operatorname{sh} tk_1) \times \\ \times [E_i(-v_1 d_1) - E_i(-v_1 d_2) + E_i(-v_1 d_3) - E_i(v_1 d_4)] + \\ + j \int_{v_1}^{\infty} (1 - e^{-w}) \frac{e^{-vh}}{2vR_v} (R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1) \cos vy dv, \quad (13)$$

где $E_i(-z)$ — интегральная показательная функция;

$$d_1 = h + jy + \frac{2R_0}{k_1}; \quad d_2 = h + jy; \quad d_3 = h - jy + \frac{2R_0}{k_1}; \\ d_4 = h - jy.$$

Предел v_1 в общем случае не имеет ограничений, поэтому в (13) может быть принято $v_1 = 0$. Тогда, учитывая для $E_i(-v_0 d_1)$, $E_i(-v_0 d_2)$, $E_i(-v_0 d_3)$, $E_i(-v_0 d_4)$, что $\lim_{v \rightarrow 0} E_i(-vz) = \ln Cvz$ (C — постоянная Эйлера) [10], и заменяя $E_i(-v_1 d_1)$, $E_i(-v_1 d_2)$, $E_i(-v_1 d_3)$, $E_i(-v_1 d_4)$

их интегральным представлением при $v_1 = 0$, для J_k будем иметь:

$$J_k = \frac{j}{4R_0} (R_0 \operatorname{ch} tk_1 - \operatorname{sh} tk_1) \ln \frac{\left(h + \frac{2R_0}{k_1}\right)^2 + y^2}{h^2 + y^2} - J'_k; \quad (14)$$

$$J'_k = j \int_0^{\infty} \left[\frac{R_0 \operatorname{ch} tk_1 - \operatorname{sh} tk_1}{R_0} \left(1 - e^{-2v \frac{R_0}{k_1}}\right) - \right. \\ \left. - \frac{R_v \operatorname{ch} t\eta_1 - \operatorname{sh} t\eta_1}{R_v} (1 - e^{-w}) \right] \frac{e^{-vh}}{2v} \cos vy dv. \quad (15)$$

Анализ показывает, что первый член в (14) является главным значением J_k . Так, для однородной земли ($R_0 = 1$) и вторичной цепи, расположенной в воздухе ($t = 0$), оно соответствует известному приближенному решению М. В. Костенко для интеграла Карсона [3], а в асимптотической области ($|k_i| \sqrt{h^2 + y^2} \gg 1$) точному решению для многослойной земли [9].

Представление интеграла J_k в форме (14) с выделением его главного значения в явном виде имеет принципиальное значение для разработки оптимальных алгоритмов вычисления J_k , и в первую очередь, приближенных алгоритмов. Последнее обусловлено тем, что вычисление J_k может быть выполнено с пониженной точностью, так как главное значение интеграла J_k вычисляется точно.

В результате проведенного анализа установлено, что интеграл (15) можно вычислить приближенно, если представить электрическую структуру земли эквивалентной однородной, волновое число которой равно $k_0 = k_1/R_N$, где R_N — значение функции R_v , вычисленное при $v = \gamma |k_N|$ (k_N — волновое число слоя земли с наименьшим удельным сопротивлением ρ_N ; γ — параметр, зависящий от электрической структуры земли, h и y).

Выражение для интеграла J'_k получим из приближенного решения для интеграла Карсона в эквивалентной однородной земле, которому с учетом (9) при $R_v = 1$ соответствует интеграл

$$J_{k0} = j \int_0^{\infty} \frac{e^{-vh-t\sqrt{v^2+k_0^2}}}{v + \sqrt{v^2+k_0^2}} \cos vy dv. \quad (16)$$

Используя форму преобразования J_k (10), интеграл J_{k0} можно представить в виде суммы двух интегралов

$$J_{k0} = j \int_0^{\infty} \left(1 - e^{-2\frac{v}{k_0}}\right) e^{-vh-t\sqrt{v^2+k_0^2}} \frac{\cos vy}{2v} dv + \\ + j \int_0^{\infty} \left(e^{-2\frac{v}{k_0}} - e^{-2\operatorname{arsh} \frac{v}{k_0}}\right) e^{-vh-t\sqrt{v^2+k_0^2}} \frac{\cos vy}{2v} dv. \quad (17)$$

Интегралы в (17) вычислим приближенно. Так как главное значение первого интеграла имеет место при $v \ll k_0$, для него можно принять $t\sqrt{v^2+k_0^2} \approx tk_0$. В качестве области определения второго интеграла примем такую, в которой наиболее просто может быть учтена особенность интеграла в нуле. Нетрудно показать, что такое условие выполняется при $v < k_0$. Для уменьшения погрешности вычисления интеграла в этом случае необходимо принять $t\sqrt{v^2+k_0^2} \approx vt$.

Тогда для J_{k3} получим

$$J_{k3} = j \frac{e^{-tk_3}}{4} \ln \frac{\left(h + \frac{2}{k_3}\right)^2 + y^2}{h^2 + y^2} - j \int_0^\infty \left(e^{-2 \operatorname{arsh} \frac{v}{k_3}} - e^{-2 \frac{v}{k_3}} \right) \frac{e^{-v(h+t)}}{2v} \cos vy dv. \quad (18)$$

Сопоставляя (14), (15) и (18), можно отметить, что первый член (18) является главным значением интеграла J_{k3} , а интеграл соответствует интегралу (15). Отсюда следует, что решение для J'_k с учетом $k_3 = k_1/R_N$ необходимо искать в виде

$$J'_k = j \int_0^\infty \left(e^{-2 \operatorname{arsh} v \frac{R_N}{k_1}} - e^{-2v \frac{R_N}{k_1}} \right) \frac{e^{-v(h+t)}}{2v} \cos vy dv. \quad (19)$$

Из принятого выше для второго интеграла в (17) условия $v < k_3$ следует $v \frac{R_N}{k_1} < 1$. Учитывая это, подынтегральную функцию в (19) можно упростить, заменяя:

$$\operatorname{arsh} v \frac{R_N}{k_1} = v \frac{R_N}{k_1} + \sum_{n=1}^\infty a_n \left(v \frac{R_N}{k_1} \right)^{2n+1}; \quad (20)$$

$$e^{-2 \operatorname{arsh} v \frac{R_N}{k_1}} = e^{-2v \frac{R_N}{k_1}} \exp \left[-2 \sum_{n=1}^\infty a_n \left(v \frac{R_N}{k_1} \right)^{2n+1} \right] \approx e^{-2v \frac{R_N}{k_1}} \left[1 - 2 \sum_{n=1}^\infty a_n \left(v \frac{R_N}{k_1} \right)^{2n+1} \right], \quad (21)$$

где a_n — коэффициенты разложения.

Первое приближение для J'_k получим, используя первый член ряда при $a_1 = -\frac{1}{6}$:

$$J'_k = \frac{1}{3} \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \frac{\left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^3 - 3 \left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right) y^2}{\left[\left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^2 + y^2 \right]^3}. \quad (22)$$

Более точное приближение для J'_k можно получить, используя первые два члена ряда при $a_1 = -\frac{1}{6}$, $a_2 = \frac{3}{20}$, особенно при их модификации по форме $a_1 = -\frac{1}{6} \exp(-0,35v \frac{R_N}{k_1})$, $a_2 = -\frac{1}{80}$:

$$J'_k = \frac{1}{3} \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \times \frac{\left(2,35 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^3 - 3 \left(2,35 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right) y^2}{\left[\left(2,35 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^2 + y^2 \right]^3} + \frac{3}{10} \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^5 \times \frac{\left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^5 + 5 \left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right) y^2 \left[2 \left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right) + y^2 \right]}{\left[\left(2 \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^2 + y^2 \right]^5}. \quad (23)$$

При практических расчетах проще пользоваться выражением для J'_k в виде (22). Точность решения (22)

можно повысить преобразованием подынтегральной функции в (19) по форме (21) с одновременным введением корректирующих коэффициентов. В этом случае решение для J'_k представляется в виде

$$J'_k = \beta \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \frac{\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^3 - 3 \left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h + t \right) y^2}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^2 + y^2 \right]^3}, \quad (24)$$

где β , ε — корректирующие коэффициенты.

Коэффициенты β , ε определим по результатам вычисления интеграла Карсона для однородной земли точным методом [11], рассматривая их как граничные условия: $\varepsilon = 2,666$, $\beta = 0,95863$.

Параметр γ определим на основании анализа интеграла (9) с учетом результатов его вычисления для многослойной земли численным интегрированием*. Установлено, что существует возможность выбора γ , обеспечивающего высокую точность вычисления интеграла Карсона приближенным методом. Для наиболее часто встречающихся в практике электрических структур земли γ может быть определен по выражениям

$$\gamma = |R_0|^{1,5} e^{-1,5r} \text{ при } |R_0| \leq 1; \quad \gamma = |R_0|^{-1,5} e^{-0,05r} \text{ при } |R_0| > 1. \quad (25)$$

С учетом полученных выражений для ε , β , γ и (14), (15), (24) приближенное решение для интеграла Карсона в многослойной земле принимает вид

$$J_k = \frac{j}{4R_0} (R_0 \operatorname{ch} tk_1 - \operatorname{sh} tk_1) \ln \frac{\left(h + \frac{2R_0}{k_1}\right)^2 + y^2}{h^2 + y^2} - j\beta \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \frac{\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^3 - 3 \left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h + t \right) y^2}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h + t \right)^2 + y^2 \right]^3}, \quad (26)$$

или через параметры $r = |k_1| \sqrt{h^2 + y^2}$, $\theta = \operatorname{arctg} \frac{y}{h}$ —

$$J_k = \frac{j}{4R_0} \left[R_0 \operatorname{ch} \left(\frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right) - \operatorname{sh} \left(\frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right) \right] \times \ln \frac{jr^2 + 4\sqrt{j}R_0r \cos \theta + 4R_0^2}{jr^2} - j\beta R_N^3 \frac{\left(\varepsilon R_N + \sqrt{j}r \cos \theta + \frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right)^3 - \left[\left(\varepsilon R_N + \sqrt{j}r \cos \theta + \frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right)^2 + - 3j \left(\varepsilon R_N + \sqrt{j}r \cos \theta + \frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right) r^2 \sin^2 \theta + jr^2 \sin^2 \theta \right]^3}{\left[\left(\varepsilon R_N + \sqrt{j}r \cos \theta + \frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right)^2 + - 3j \left(\varepsilon R_N + \sqrt{j}r \cos \theta + \frac{\sqrt{j}tr}{\sqrt{h^2 + y^2}} \right) r^2 \sin^2 \theta + jr^2 \sin^2 \theta \right]^3}. \quad (27)$$

Для случая однородной земли в формулах (26) и (27) следует принимать $R_0 = 1$, $R_N = 1$.

Учитывая, что (26), (27) в дальнейшем будут рассматриваться как основные расчетные соотношения для

* Расчеты для данной работы выполнены инж. О. Е. Ямным по специально разработанному оптимальному алгоритму вычисления интеграла Карсона в многослойной земле.

Таблица 1

r	Re J_k					Im J				
	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 45^\circ$	$\theta = 60^\circ$	$\theta = 85^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 45^\circ$	$\theta = 60^\circ$	$\theta = 85^\circ$	$\theta = 90^\circ$
0,01	0,09	0,06	0,05	0,01	0,01	0,49	0,50	0,50	0,51	0,51
0,02	0,18	0,13	0,10	0,04	0,02	0,55	0,56	0,57	0,58	0,58
0,04	0,31	0,27	0,22	0,11	0,08	0,61	0,64	0,65	0,68	0,69
0,06	0,45	0,39	0,34	0,19	0,13	0,64	0,68	0,70	0,75	0,77
0,08	0,55	0,50	0,44	0,31	0,25	0,66	0,70	0,74	0,81	0,83
0,10	0,63	0,61	0,56	0,41	0,37	0,67	0,72	0,76	0,85	0,88
0,20	0,96	1,04	1,09	1,08	1,06	0,62	0,70	0,77	0,96	1,02
0,40	1,13	1,46	1,72	2,40	2,55	0,43	0,43	0,47	0,69	0,77
0,60	1,06	1,43	1,81	3,14	3,55	0,22	0,06	0,06	0,28	0,27
0,80	0,89	1,12	1,42	2,93	3,52	0,05	0,26	0,63	1,83	2,18
1,00	0,70	0,71	0,78	1,64	2,16	0,07	0,52	1,08	3,64	4,65
1,50	0,29	0,24	0,92	4,23	5,54	0,21	0,68	1,28	5,37	7,89
2,00	0,05	0,68	1,59	6,60	9,15	0,23	0,46	0,53	1,53	4,05
2,50	0,09	0,72	1,34	2,77	2,61	0,22	0,19	0,23	9,54	21,94
3,00	0,16	0,58	0,86	1,30	3,80	0,18	0,03	0,60	10,02	22,64
3,50	0,18	0,46	0,45	2,55	4,78	0,16	0,13	0,72	5,70	9,62
4,00	0,20	0,34	0,19	2,22	3,27	0,15	0,15	0,65	2,18	5,83
4,50	0,17	0,24	0,00	1,64	1,82	0,10	0,22	0,57	0,80	17,65
5,00	0,19	0,16	0,06	1,32	1,38	0,07	0,19	0,46	1,34	0,00
5,50	0,20	0,11	0,13	1,35	1,57	0,04	0,16	0,43	1,60	25,00
6,00	0,16	0,06	0,21	1,45	2,26	0,04	0,18	0,32	1,37	17,65
6,50	0,17	0,00	0,16	1,68	2,70	0,00	0,13	0,35	1,01	7,14
7,00	0,12	0,00	0,26	1,74	3,18	0,05	0,14	0,28	0,00	10,00

интеграла Карсона в многослойной земле, приведем выражения для R_0 и R_N :

$$R_{0i} = \frac{1 + \operatorname{cth} h_i k_i \sqrt{\frac{\rho_{i+1}}{\rho_i}} R_{0(i+1)}}{\operatorname{cth} h_i k_i + \sqrt{\frac{\rho_{i+1}}{\rho_i}} R_{0(i+1)}}; \quad (28)$$

$$R_{Ni} = \frac{1 + \operatorname{cth}(h_i |k_h| \sqrt{\gamma^2 + j \frac{\rho_h}{\rho_i}}) \sqrt{\frac{\rho_{i+1}}{\rho_i} \frac{\gamma^2 \rho_i + j \rho_h}{\gamma^2 \rho_{i+1} + j \rho_h}} R_{N(i+1)}}{\operatorname{cth}(h_i |k_h| \sqrt{\gamma^2 + j \frac{\rho_h}{\rho_i}}) + \sqrt{\frac{\rho_{i+1}}{\rho_i} \frac{\gamma^2 \rho_i + j \rho_h}{\gamma^2 \rho_{i+1} + j \rho_h}} R_{N(i+1)}}. \quad (29)$$

Анализ показывает, что при граничных условиях $r \rightarrow 0$, $r \rightarrow \infty$ полученное приближенное решение для интеграла Карсона совпадает с точным решением.

Оценку полученного решения для промежуточных значений параметра r выполним для однородной земли точным методом, используя функции Бесселя и Струве [11], а для многослойной земли — точным методом численного интегрирования.

Установлено, что для однородной земли погрешность приближенного решения для J_k зависит от r и θ и имеет как положительный, так и отрицательный знак. Для заданных θ минимальная погрешность наблюдается при малых и больших значениях r . Для заданных r погрешность сильно возрастает при увеличении θ , достигая при этом максимальных значений: $\operatorname{Re} J_k + 9\%$, -5% ; $\operatorname{Im} J_k + 25\%$, -23% ; $|J_k| + 6,5\%$, $-10,5\%$. В качестве примера в табл. 1 приведены погрешности ($|\delta|$, %) вычисления J_k приближенным методом для однородной земли.

Оценка максимальной погрешности вычисления J_k приближенным методом в случае многослойной земли связана с многовариантными расчетами, обусловленными

многообразием параметров электрической структуры земли, но может быть упрощена, если учесть, что в общем случае любую многослойную структуру земли всегда можно представить в виде двух-трехслойной. С целью оценки максимально возможной в практическом отношении погрешности принята модель земли с параметрами $\rho_1 = 10, 100, 1000 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $\rho_2 = 10, 100, 1000 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $\rho_3 = 10, 100, 1000 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $h_1 = 2 \text{ м}$, $h_2 = 10, 20, 50, 100 \text{ м}$, которая по одновременному сочетанию минимального и максимального значений удельного сопротивления слоев в реальных условиях встречается крайне редко. При расчете учитывались все возможные комбинации удельных сопротивлений слоев земли. Высота подвеса первичных и вторичных цепей, удаленность вторичных цепей от первичных, а также частота выбирались исходя из конкретных задач расчета ПМВ. С учетом этого приняты: высота подвеса первичных цепей $h_{\text{п}} = 10, 15, 20 \text{ м}$; высота подвеса вторичных цепей $h_{\text{в}} = 5 \text{ м}$; глубина заложения вторичных цепей в земле $t_{\text{в}} = 0 \text{ м}$, $t_{\text{в}} = 1 \text{ м}$; удаленность вторичных цепей от первичных $y_{\text{п.в}} = 0, 10, 30, 50, 70, 100, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 700, 1000, 2000 \text{ м}$; частота — $50, 5000, 50\,000, 500\,000 \text{ Гц}$. При частотах более 500 кГц решение для J_k в практических случаях соответствует асимптотической области, в которой, как было указано выше, приближенное решение соответствует точному решению.

На основании анализа результатов расчета установлено следующее.

Наибольшая погрешность в вычислении J_k приближенным методом имеет место для структур земли с $\rho_1 < \rho_2 < \rho_3$ при условии $\rho_3 \gg \rho_1$ и $\rho_3 \gg \rho_2$ и обусловлена прежде всего тем, что в этих случаях при определенных значениях параметров r и θ $\operatorname{Im} J_k$ переходит в область отрицательных значений, в результате чего в зонах перемены знака $\operatorname{Im} J_k$ всегда создаются предпосылки для появления больших погрешностей.

Величина области отрицательных значений $\operatorname{Im} J_k$ в первую очередь зависит от параметра θ и частоты. В выполненных расчетах минимальная величина θ , при которой были зарегистрированы случаи перехода $\operatorname{Im} J_k$ в отрицательную область, составила 80° . Есть основание полагать, что для структур земли с еще более резкой неоднородностью величина θ будет близка указанной величине.

Для частоты 50 Гц переход $\operatorname{Im} J_k$ в область отрицательных значений не был выявлен. Поэтому максимальная погрешность $|\delta|$ в этом случае составила: для $|J_k|$ — $20,9\%$, для $\operatorname{Im} J_k$ — $48,6\%$, для $\operatorname{Re} J_k$ — $24,7\%$. Для более высоких частот отрицательные значения $\operatorname{Im} J_k$ имели место, что приводит к погрешности в вычислении $\operatorname{Im} J_k$, равной 100% и более. По мере роста частоты область отрицательных значений $\operatorname{Im} J_k$ уменьшается и при частоте 500 кГц не была выявлена.

Оценивая влияние отмеченных погрешностей на точность определения расчетных величин ПМВ, необходимо рассматривать два класса практических задач: первый — расчет собственных и взаимных сопротивлений проводов ВЛ; второй — расчет влияния первичных цепей на вторичные.

В первом случае используются величины $\operatorname{Re} J_k$ и $\operatorname{Im} J_k$, во втором случае, в соответствии с действующими указаниями, — величина $|J_k|$. При этом вычисление J_k в первом случае производится при $\theta < 60^\circ$, а во втором случае — вплоть до $\theta \approx 90^\circ$. В зависимости от этих условий максимальная погрешность ($|\delta|$, %) вычисления J_k

приближенным методом применительно к указанным задачам составляет:

частота	Re J_k	Im J_k	частота	J_k
50 Гц	5,3	5,0	50 Гц	22
5 кГц	18,5	9,8	50 кГц	50
50 кГц	12,3	8,4	50 кГц	33
500 кГц	7,3	5,8	500 кГц	12

Ниже приведены максимальные погрешности при расчете ПМВ приближенным методом для всех задач, входящих в указанные классы.

Расчетные соотношения для ПМВ. Выражения для расчета собственного сопротивления k -го провода и взаимного сопротивления k -го и p -го проводов получим из (6), (7) с учетом (26), принимая для формулы (6) $h=2h_k$, $t=0$, $y=r_k$, $h_k \gg r_k$; для формулы (7) $h=h_{kp}=h_k+h_p$, $t=0$, $y=y_{kp}$. Тогда будем иметь:

$$Z_{kk} = Z_{0k} + j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{2(h_k + \frac{R_0}{k_1})}{r_k} - \frac{2\beta \left(\frac{R_N}{k_1}\right)^3}{\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + 2h_k\right)^3} \right]; \quad (30)$$

$$Z_{kp} = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \left\{ \ln \frac{\left(h_{kp} + \frac{2R_0}{k_1}\right)^2 + y_{kp}^2}{(h_k - h_p)^2 + y_{kp}^2} - 4\beta \left(\frac{R_N}{k_1}\right)^3 \times \right. \\ \left. \times \frac{\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_{kp}\right)^3 - 3\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_{kp}\right)y_{kp}^2}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_{kp}\right)^2 + y_{kp}^2\right]^3} \right\}. \quad (31)$$

В табл. 2 приведены максимальные погрешности ($|\delta|$ %) расчета Z_{kk} , Z_{kp} по формулам (30), (31) с учетом исходных данных для оценки погрешности вычисления J_k приближенным методом. При этом принято: $y_{kp}=10$ м; $h_k=h_p=10$ м; $Z_{0k}=0$; $r_k=0,01$ м, что в большинстве случаев будет увеличивать погрешность по сравнению с реальными условиями.

При решении практических задач расчета влияния первичных цепей на вторичные используются модули индуктированной э. д. с., взаимного сопротивления и коэффициента взаимной индукции. В случае сложного сближения первичных и вторичных цепей, т. е. при наличии нескольких участков сближения, необходимо учитывать фазовые характеристики влияния [9]. В этом случае модули указанных ПМВ будут равны:

$$|E_{п.в}| = \left| \sum_{i=1}^n E_{п.в.i} \right|; \quad |Z_{п.в}| = \left| \sum_{i=1}^n Z_{п.в.i} \right|; \\ |M_{п.в}| = \left| \sum_{i=1}^n M_{п.в.i} \right|, \quad (32)$$

где $E_{п.в.i}$, $Z_{п.в.i}$, $M_{п.в.i}$ — соответственно индуктируемая э. д. с., взаимное сопротивление и коэффициент взаимной индукции на i -м участке сближения; n — число участков сближения.

Расчетные соотношения для указанных ПМВ получим из (8) с учетом (2), (3) и (26). При этом в (26) принимаем: при расположении вторичных цепей в воздухе — $h=h_{п+}+h_{в}$, $y=y_{п.в}$, $t=0$; при расположении вторичных цепей в земле — $h=h_{п}$, $y=y_{п.в}$, $t=t_{в}$. Кроме того, при расчете ПМВ необходимо рассматривать три случая сближения первичных и вторичных цепей: па-

Таблица 2

Частота		50 Гц	5 кГц	50 кГц	500 кГц
Z_{kk}	Re Z_{kk}	0,7	1,7	1,1	1,0
	Im Z_{kk}	1,9	2,1	1,4	0,85
Z_{kp}	Re Z_{kp}	4,1	12,7	8,5	5,0
	Im Z_{kp}	4,9	8,2	5,1	2,9

Примечание. В случае однородной земли погрешность для Z_{kk} практически равна нулю, а для Z_{kp} не превышает 1,1 %.

раллельное, косое и их пересечение. Тогда для $E_{п.в.i}$, $Z_{п.в.i}$ и $M_{п.в.i}$ получим

$$E_{п.в.i} = -j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} I_{п} F_{п.в.i}; \quad Z_{п.в.i} = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} F_{п.в.i}; \\ M_{п.в.i} = -\frac{\mu_0}{4\pi} F_{п.в.i}, \quad (33)$$

где функция $F_{п.в.i}$ принимает значения: при параллельном сближении для вторичных цепей в воздухе

$$F_{п.в.i} = l_i \left\{ \ln \frac{h_{э.в}^2 + y_{п.в.i}^2}{h_0^2 + y_{п.в.i}^2} - \right. \\ \left. - 4\beta \left(\frac{R_N}{k_1}\right)^3 \frac{\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a\right)^3 - 3\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a\right)y_{п.в.i}^2}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a\right)^2 + y_{п.в.i}^2\right]^3} \right\}, \quad (34)$$

где $h_{э.в} = h_{п+} + h_{в} + \frac{2R_0}{k_1}$, $h_a = h_{п+} + h_{в}$, $h_0 = h_{п+} - h_{в}$;

при параллельном сближении для вторичных цепей, проложенных в земле на глубине $t_{в}$

$$F_{п.в.i} = l_i \left\{ \frac{1}{R_0} (R_0 \operatorname{ch} t_{в} k_1 - \operatorname{sh} t_{в} k_1) \ln \frac{h_{э.з}^2 + y_{п.в.i}^2}{h_{п+}^2 + y_{п.в.i}^2} - \right. \\ \left. - 4\beta \left(\frac{R_N}{k_1}\right)^3 \frac{\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c\right)^3 - 3\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c\right)y_{п.в.i}^2}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c\right)^2 + y_{п.в.i}^2\right]^3} \right\}, \quad (35)$$

где $h_{э.з} = h_{п+} + \frac{2R_0}{k_1}$, $h_c = h_{п+} + t_{в}$;

при косом сближении для вторичных цепей в воздухе

$$F_{п.в.i} = l_i \cos \alpha_i \ln \frac{h_{э.в}^2 + y_{6i}^2}{h_0^2 + y_{6i}^2} + \\ + \operatorname{ctg} \alpha_i \left\{ y_{0i} \ln \frac{(h_{э.в}^2 + y_{6i}^2)(h_0^2 + y_{0i}^2)}{(h_{э.в}^2 + y_{0i}^2)(h_0^2 + y_{6i}^2)} + \right. \\ \left. + 2h_{э.в} \left(\operatorname{arctg} \frac{y_{6i}}{h_{э.в}} - \operatorname{arctg} \frac{y_{0i}}{h_{э.в}} \right) \right\} -$$

Таблица 3

$y_{п. в i}$	50 Гц		5 кГц		50 кГц		500 кГц	
	$t_B = 0 м$	$t_B = 1 м$	$t_B = 0 м$	$t_B = 1 м$	$t_B = 0 м$	$t_B = 1 м$	$t_B = 0 м$	$t_B = 1 м$
0	4,9	2,5	8,5	6,0	8,6	9,6	3,9	6,2
10	5,0	3,8	8,9	9,7	7,4	11,6	3,2	5,2
30	5,4	5,2	10,5	12,7	7,3	10,5	2,3	7,7
50	6,0	6,1	11,5	14,9	15,2	18,2	5,7	11,6
70	6,3	6,4	18,5	32,5	22,7	32,2	4,4	8,2
100	7,2	7,3	29,7	38,5	19,0	26,4	1,5	5,3
150	7,8	8,0	41,0	50,4	10,8	12,7	1,8	2,1
200	8,8	9,0	37,1	47,0	12,2	16,3	3,2	4,3
250	9,8	9,9	35,1	48,6	13,9	18,5	0,8	0,9
300	10,7	11,0	44,6	49,3	7,2	11,3	0,4	1,1
400	12,3	12,5	44,6	48,4	1,2	2,35	0,3	1,4
500	14,0	14,2	40,0	45,8	2,6	2,6	0,1	1,4
700	15,7	15,9	19,4	26,7	1,1	2,7	0,0	1,5
1000	20,9	21,0	13,1	17,9	0,9	2,3	0,0	1,3
2000	21,2	21,7	12,0	15,3	0,5	1,8	0,0	1,1

Примечание. В случае однородной земли погрешность не превышает 10,5 %.

$$\begin{aligned}
 & -2h_6 \left(\operatorname{arctg} \frac{y_{6i}}{h_6} - \operatorname{arctg} \frac{y_{0i}}{h_6} \right) - \\
 & - \frac{4\beta \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a \right) y_{6i}}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a \right)^2 + y_{6i}^2 \right]^2} + \\
 & + \frac{4\beta \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a \right) y_{0i}}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_a \right)^2 + y_{0i}^2 \right]^2} \Bigg\}, \quad (36)
 \end{aligned}$$

где $y_{0i} = y_{ai}$; $y_{6i} = y_{ai} + l_i \sin \alpha_i$;

при косом сближении для вторичных цепей, проложенных в земле на глубине t_B ,

$$\begin{aligned}
 F_{п. в i} = & \frac{l_i \cos \alpha_i}{4R_0} (R_0 \operatorname{ch} t_B k_1 - \operatorname{sh} t_B k_1) \ln \frac{h_{э.з}^2 + y_{6i}^2}{h_n^2 + y_{6i}^2} + \\
 & + \frac{\operatorname{ctg} \alpha_i}{4R_0} (R_0 \operatorname{ch} t_B k_1 - \operatorname{sh} t_B k_1) \left[y_{0i} \ln \frac{(h_{э.з}^2 + y_{6i}^2)(h_n^2 + y_{0i}^2)}{(h_{э.з}^2 + y_{0i}^2)(h_n^2 + y_{6i}^2)} + \right. \\
 & + 2h_{э.з} \left(\operatorname{arctg} \frac{y_{6i}}{h_{э.з}} - \operatorname{arctg} \frac{y_{0i}}{h_{э.з}} \right) - \\
 & - 2h_n \left(\operatorname{arctg} \frac{y_{6i}}{h_n} - \operatorname{arctg} \frac{y_{0i}}{h_n} \right) \Bigg] - \\
 & - \frac{4\beta \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c \right) y_{6i} \operatorname{ctg} \alpha_i}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c \right)^2 + y_{6i}^2 \right]^2} + \\
 & + \frac{4\beta \left(\frac{R_N}{k_1} \right)^3 \left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c \right) y_{0i} \operatorname{ctg} \alpha_i}{\left[\left(\varepsilon \frac{R_N}{k_1} + h_c \right)^2 + y_{0i}^2 \right]^2}. \quad (37)
 \end{aligned}$$

Расчет ПМВ при пересечении первичных и вторичных цепей выполняется по выражениям (32) с учетом (36), (37) при $y_{ai} = -y_{ai}$, $y_{6i} = \sin \alpha_i - y_{ai}$.

В табл. 3 приведены максимальные погрешности ($|\delta|$ %) расчета $|E_{п.в i}|$, $|Z_{п.в i}|$, $|M_{п.в i}|$ при параллельном сближении первичных и вторичных цепей по формулам (33)—(35) с учетом исходных данных для оценки погрешности вычисления J_k приближенным методом. Максимальные погрешности вычисления указанных ПМВ при косом сближении первичных и вторичных цепей не будут превышать указанных в табл. 3 погрешностей.

В общем случае приведенные в табл. 3 погрешности имеют как положительный, так и отрицательный знак. Это обстоятельство необходимо учитывать при расчете влияния первичных цепей на вторичные, так как заниженные расчетные значения индуктированной э. д. с. могут привести к неправильному выбору средств защиты. Для исключения плюсовой погрешности расчетные значения ПМВ, вычисленные по (32), должны умножаться на поправочный коэффициент.

Поправочный коэффициент целесообразно выбирать применительно к практическим задачам расчета ПМВ. В этом отношении характерным является влияние первичных цепей на вторичные на промышленной частоте и на высоких частотах (порядка 50 кГц—1 МГц и более) при воздействии высоковольтных шин на информационные цепи релейных защит и средств автоматики электроустановок в коммутационном режиме. С учетом этого поправочный коэффициент принимается равным: для частоты 50 Гц — 1,06; для частот 50÷100 кГц — 1,2; для частот 100÷500 кГц — 1,1; для частот выше 500 кГц — 1.

Выводы. 1. Упростить задачу расчета ПМВ можно, выделяя главное значение интеграла Карсона в явном виде. В этом случае можно получить более простые алгоритмы для расчета ПМВ, в том числе и приближенные алгоритмы, один из вариантов которых изложен выше.

2. При оценке погрешности предлагаемого метода расчета ПМВ необходимо учитывать, что приведенные максимальные погрешности имеют место при резкой неоднородности земли и при определенных сочетаниях высоты подвеса первичных и вторичных цепей, а также их удаленности друг от друга, что в реальных условиях одновременно маловероятно. Поэтому погрешность практических расчетов ПМВ предложенным методом в большинстве случаев будет заведомо ниже указанной максимальной, и можно считать, что предложенный метод расчета может обеспечить достаточную для практических целей точность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Carson I. R. Wave propagation in overhead wires with ground return.— Bell Syst. Techn., 1926, 1.
2. Pollaczek F. Über das feld einer unendlich langen Wechselstrom durch flossenen Einfachleitung.— E. N. T., Sept. 1926, N 3.
3. Костенко М. В. Взаимные сопротивления между воздушными линиями с учетом поверхностного эффекта.— Электричество, 1955, № 10.
4. Костенко М. В., Перельман Л. С., Шкарин Ю. П. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения.— М.: Энергия, 1973.
5. Ваньян Л. Л. Основы электромагнитных зондирований.— М.: Недра, 1965.
6. Поздняков Л. Г. Исследование электромагнитного поля бесконечно длинного провода над многослойной землей.— Тр. Омский ин-т инженеров железнодорожного транспорта, 1965, т. 52.
7. Гасаненко Л. Б. Импеданс низкочастотного прямолинейного тока, приподнятого над горизонтально-слоистой землей.— В кн.: Электромагнитное зондирование и магнитотеллургические методы разведки. Л.: ЛГУ, 1968.

8. Костиков В. У., Пучков Г. Г. Алгоритм и программа расчета на ЦВМ коэффициента взаимной индукции для модели бесконечно длинный провод — диполь на поверхности горизонтально-слоистой земли. Тр./Омский ин-т инженеров железнодорожного транспорта, 1973, т. 149.

9. Каскевич Э. П., Пучков Г. Г. Влияние горизонтально-слоистой структуры земли на коэффициент взаимной индукции

между однопроводными линиями.— М.: Энергия, 1976.— Тр./СибНИИЭ, вып. 33.

10. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции.— М.: Наука, 1977.

11. Перельман Л. С. Таблицы интегралов Карсона для использования в расчетах волновых процессов в линиях с учетом земли.— Изв. НИИПТ, 1965, сб. 11.

[21.08.85]

УДК 621.332.3.018.3.001.24:621.311.442

Расчет тока гармоник в тяговой сети электрических железных дорог постоянного тока

НОВИКОВ О. И., канд. техн. наук

Свердловск

На электрических железных дорогах постоянного тока электроподвижной состав потребляет выпрямленный ток, который получают путем преобразования переменного тока при помощи установленных на тяговых подстанциях полупроводниковых выпрямителей. Получаемое при этом пульсирующее выпрямленное напряжение помимо постоянной составляющей содержит переменные составляющие различных частот и величин (гармоники). Гармоники выпрямленного напряжения вызывают появление гармоник тока, который, протекая в тяговой сети (контактная сеть, рельсы) электрических железных дорог, оказывает мешающие влияния на близлежащие к ним воздушные линии телефонной связи, так как частота гармоник находится в телефонном спектре частот. Основным средством защиты воздушных линий связи от мешающих влияний тяговой сети являются сглаживающие фильтры, которые устанавливаются на тяговых подстанциях. Ток гармоник, протекающих в тяговой сети, является основной исходной величиной в расчетах мешающих влияний и должен учитываться при выборе параметров сглаживающих фильтров.

Применительно к рассматриваемой задаче расчета тока гармоник устройства электрической тяги постоянного тока (тяговая сеть, тяговые подстанции, электроподвижной состав) могут быть замещены сложной электрической цепью, содержащей ветви с распределенными параметрами (участки тяговой сети между тяговыми подстанциями, между тяговой подстанцией и электроподвижным составом и т. д.), ветви с сосредоточенными параметрами (электроподвижной состав) и ветви с источниками напряжения (тяговые подстанции вместе с фильтрами). Параметры ветвей этой сложной цепи меняются во времени и зависят от частоты гармоник, расположения и количества на рассматриваемом участке тяговой сети электроподвижного состава, режимов его работы, нагрузки тяговых подстанций, схемы питания тяговой сети. Поэтому расчет тока гармоник в тяговой сети является сложной задачей и требует применения современных средств вычислительной техники.

В нормативной методике расчета мешающих влияний [1] рекомендуется для участков тяговой сети с одно- и двусторонним питанием находить ток гармоник по формуле

$$I = \frac{\Delta E_r}{k_{\Phi} Z_c \operatorname{th} \gamma_c l_{\Pi}}, \quad (1)$$

где ΔE_r — векторная разность, э. д. с. гармоник на вы-

ходах преобразователей (входах сглаживающих фильтров) смежных тяговых подстанций участка тяговой сети с двусторонним питанием или э. д. с. гармоник на входе сглаживающего фильтра питающей тяговой подстанции при одностороннем ее питании; k_{Φ} — коэффициент сглаживания (уменьшения) напряжения гармоник фильтром, соответствующий его режиму холостого хода; Z_c и γ_c — волновое сопротивление и постоянная распространения тяговой сети; l_{Π} — длина участка питания тяговой сети, равная расстоянию между смежными подстанциями при двустороннем питании или расстоянию от подстанции до конца участка питания при одностороннем питании.

Формула (1) получена на основании того, что участок питания тяговой сети представлен однородным ее участком с параметрами Z_c , γ_c и l_{Π} , который с одной стороны замкнут накоротко, а с другой стороны подключен к источнику напряжения $\Delta E_r/k_{\Phi}$ (рис. 1, а). Вычисленное по формуле (1) значение I характеризует ток гармоник в точке подключения тяговой сети к подстанции (при двустороннем питании к одной из тяговой подстанции).

Схема замещения рис. 1, а соответствует реальному участку тяговой сети при соблюдении следующих допущений: входные сопротивления сглаживающих фильтров подстанций (со стороны тяговой сети) и электроподвижного состава на частоте гармоник равны нулю; электроподвижной состав удален от источника напряжения гармоник на расстояние, равное длине участка питания тяговой сети; к участку тяговой сети с двусторонним питанием напряжение гармоник прикладывается с одной стороны. Последнее допущение приводит к тому, что схема замещения по своей конфигурации существенно отличается от схемы реального участка тяговой сети с двусторонним питанием. Поэтому методика расчета [1] является упрощенной и имеет некоторые ограничения, которые не позволяют учесть обусловленное волновыми процессами изменение тока гармоник вдоль участка питания тяговой сети, влияние ее входного сопротивления на сглаживающее действие фильтров подстанций; определить ток гармоник при отсутствии на участке питания электроподвижного состава и при разнотипных фильтрах на смежных подстанциях участка питания; учесть входное сопротивление электроподвижного состава и его расположение на участке питания тяговой сети.

Следует отметить, что для участка тяговой сети, представленного схемой замещения рис. 1, а, можно найти ток гармоник в любой его точке, удаленной на расстоя-

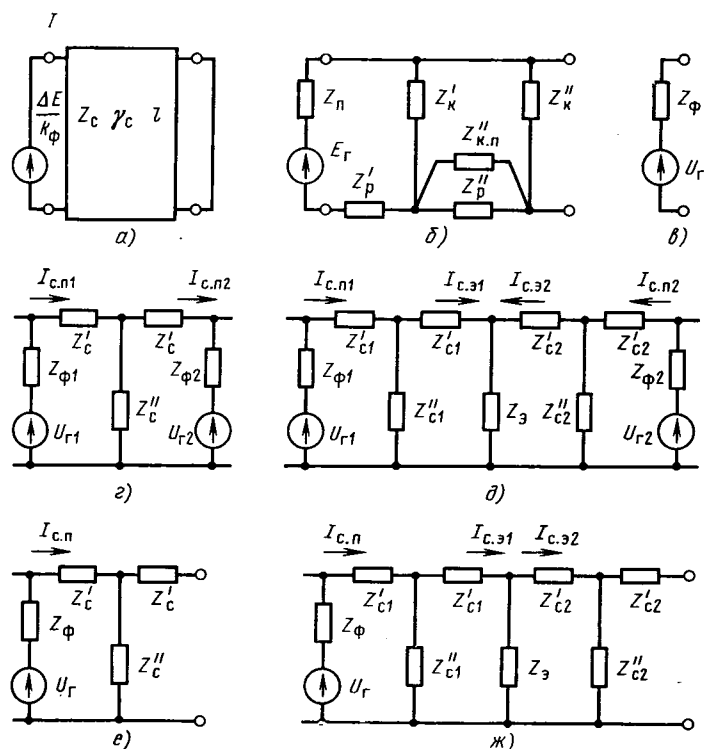


Рис. 1. Схемы замещения устройств электрической тяги для расчета тока гармоник

ние x от источника напряжения гармоник $\Delta E_r/k_\phi$, по формуле

$$I_x = I \operatorname{ch} \gamma_c x - \frac{\Delta E_r \operatorname{sh} \gamma_c x}{k_\phi z_c}. \quad (2)$$

В этой формуле ток I находится из выражения (1). Формула (2) позволяет учесть влияние волновых процессов. Однако вследствие указанных допущений характер распределения тока гармоник, соответствующий формуле (2), отличается от характера его распределения в реальных условиях. Поэтому уточнение методики [1] путем введения в нее формулы (2) представляется нецелесообразным.

Анализ работ [2—5] показывает, что сглаживающее действие фильтров подстанций зависит от входного сопротивления тяговой сети и неучтенные в нормативной методике входные сопротивления электроподвижного состава и сглаживающих фильтров подстанций могут быть соизмеримы с входным сопротивлением тяговой сети и могут повлиять на результаты расчетов. У электроподвижного состава с реостатным регулированием напряжения входное сопротивление определяется его входной индуктивностью, которая по данным [4] составляет 4,5—9 мГн. Входное сопротивление электроподвижного состава с импульсным регулированием напряжения определяется параметрами его сглаживающего фильтра, который обычно выполнен по двухзвенной схеме и имеет в продольной части два реактора индуктивностью по 10 мГн каждый и в поперечной части — две конденсаторные батареи емкостью 280 мкФ каждая [5]. В табл. 1 приведены значения модуля входных сопротивлений в частотном диапазоне гармоник 100—1200 Гц, которые рекомендуется учитывать в расчетах мешающих влияний [1].

Использование ЭВМ позволяет избежать ограничений и допущений в расчетах мешающих влияний и учесть таким образом более полно явления, характеризующие процесс протекания тока гармоник в устройствах электрической тяги и повысить в результате этого точность расчетов. Найдем уточненные зависимости для расчета тока гармоник в тяговой сети, которые описывают процесс протекания тока гармоник в объеме, достижимом на ЭВМ без чрезмерного усложнения алгоритма расчетов. Для решения этой задачи устройства электрической тяги представим схемами замещения (рис. 1, б—ж), на которых их элементы учтены комплексными сопротивлениями.

По отношению к тяговой сети тяговая подстанция может быть замещена схемой (рис. 1, б), на которой генерирующий гармоники преобразователь представлен в виде источника напряжения, имеющего э. д. с. E_r и внутреннее сопротивление Z_p , а элементы сглаживающего фильтра учтены сопротивлениями: Z'_p (Z''_p) и Z'_k (Z''_k) — сопротивления реакторов первого (второго) звена фильтра и результирующие сопротивления цепей контуров его первого (второго) звена; $Z''_{k,п}$ — сопротивление последо-

Таблица 1

Устройство электрической тяги	Входное сопротивление (Ом) на частоте					
	100 Гц	200 Гц	300 Гц	600 Гц	900 Гц	1200 Гц
Однопутный участок тяговой сети длиной 10—30 км	8—23	15—44	21—66	42—138	60—224	80—363
Двухпутный участок тяговой сети длиной 10—30 км	5—14	9—26	13—39	24—79	34—126	43—188
Электроподвижной состав с реостатным регулированием	2,8—5,6	5,6—11	8,4—17	17—34	25—51	34—68
Электросекция с импульсным регулированием	7	9	17	37	56	75
Электропоезд из 5 электросекций с импульсным регулированием	1,5	1,8	3,4	7,4	11	15
Резонансно-аперiodические фильтры тяговых подстанций	0,3—5	2—11	1—3,5	0,5—1,5	0,3—0,9	0,2—0,7

вательно резонансного контура пробки второго звена фильтра. На основании теоремы об эквивалентном источнике напряжения схема рис. 1, б может быть преобразована в двухполюсник (рис. 1, в). На схеме рис. 1, в величина Z_Φ — входное сопротивление сглаживающего фильтра подстанции по отношению к тяговой сети и U_r — напряжение гармоник на выходе сглаживающего фильтра (в точках его подключения к тяговой сети). Значение U_r находится по формуле

$$U_r = E_r / k_\Phi, \quad (3)$$

где k_Φ — коэффициент сглаживания напряжения для режима холостого хода фильтра.

Для двухзвенного фильтра с пробкой (рис. 1, б), который имеет наиболее сложную схему из применяемых на тяговых подстанциях фильтров, значения k_Φ и Z_Φ находятся по формулам:

$$k_\Phi = \left(1 + \frac{Z'_p + Z_n}{Z'_k}\right) \left(1 + \frac{1}{Z''_k / Z'_p + Z''_k / Z''_{k.n}}\right) + \frac{Z'_p + Z_n}{Z'_k}; \quad (4)$$

$$Z_\Phi = \left[1 - \frac{1}{k_\Phi} \left(1 + \frac{Z'_p + Z_n}{Z'_k}\right)\right] Z'_k. \quad (5)$$

Если сглаживающий фильтр выполнен по двухзвенной схеме без пробки ($Z''_{k.n} = \infty$), то Z_Φ находится по формуле (5) и k_Φ определяется из выражения

$$k_\Phi = \left(1 + \frac{Z'_p + Z_n}{Z'_k}\right) \left(1 + \frac{Z'_p}{Z''_k}\right) + \frac{Z'_p + Z_n}{Z'_k}. \quad (6)$$

Если двухзвенный фильтр имеет в звеньях индуктивно связанные и соединенные между собой согласно реакторы [6], то наличие такой индуктивной связи в схеме фильтра учитывают при определении величин k_Φ и Z_Φ сопротивлением взаимной индуктивности. В (5) и (6) сопротивление взаимной индуктивности прибавляют к сопротивлениям реакторов обоих звеньев (Z'_p и Z'_p) и вычитают из результирующего сопротивления цепи контуров первого звена (Z'_k).

Для однозвенного фильтра ($Z''_{k.n} = \infty$, $Z'_p = 0$, $Z''_k = \infty$) значения k_Φ и Z_Φ определяются по формулам:

$$k_\Phi = 1 + \frac{Z'_p + Z_n}{Z'_k}; \quad (7)$$

$$Z_\Phi = (1 - 1/k_\Phi) Z'_k. \quad (8)$$

Входящее в формулы (4)–(8) сопротивление Z_n зависит от параметров и режима работы преобразователя тяговой подстанции, параметров питающей его сети и определяется по методике [2].

Участок тяговой сети с двусторонним питанием при отсутствии на нем электроподвижного состава может быть замещен схемой рис. 1, г. На этой схеме подстанции в соответствии со схемой рис. 1, в представлены двухполюсниками, один из которых имеет источник напряжения U_{r1} и сопротивление $Z_{\Phi 1}$, второй — источник напряжения U_{r2} и сопротивление $Z_{\Phi 2}$. Тяговая сеть

замещена Т-образным (можно и П-образным) четырехполюсником, образованным из сопротивлений Z'_c и Z''_c . Для рассматриваемой схемы замещения и в дальнейшем сопротивления четырехполюсника, замещающего однородный участок тяговой сети, могут быть выражены через ее волновые параметры Z_c , γ_c и длину l ее однородного участка при помощи следующих соотношений

$$Z'_c = Z_c \frac{\text{ch } \gamma_c l - 1}{\text{sh } \gamma_c l}; \quad (9)$$

$$Z''_c = Z_c / \text{sh } \gamma_c l. \quad (10)$$

Для схемы рис. 1, г можно записать в матричной форме следующую систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} I_{c.n1} \\ I_{c.n2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} -Z_c \text{cth } \gamma_c l - Z_{\Phi 2} & -Z_c / \text{sh } \gamma_c l \\ Z_c / \text{sh } \gamma_c l & Z_c \text{cth } \gamma_c l + Z_{\Phi 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{r1} \\ U_{r2} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

В системе уравнений (11) величина Δ_1 является определителем, который имеет следующий вид:

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} Z_c \text{cth } \gamma_c l + Z_{\Phi 1} & Z_c / \text{sh } \gamma_c l \\ -Z_c / \text{sh } \gamma_c l & -Z_c \text{cth } \gamma_c l - Z_{\Phi 2} \end{vmatrix}. \quad (12)$$

Система уравнений (11) вида $I = Z^{-1}U$ отражает связь между напряжениями гармоник и их токами $I_{c.n1}$ и $I_{c.n2}$ в точках подключения тяговой сети к подстанциям с напряжением гармоник соответственно U_{r1} и U_{r2} .

При наличии электроподвижного состава на участке тяговой сети с двусторонним питанием участку соответствует схема замещения рис. 1, д. На этой схеме двухполюсник, образованный источником напряжения U_{r1} и сопротивлением $Z_{\Phi 1}$, и двухполюсник, образованный источником напряжения U_{r2} и сопротивлением $Z_{\Phi 2}$, замещают тяговые подстанции. Двухполюсник с сопротивлением Z_Φ соответствует электроподвижному составу, участок питания тяговой сети представлен двумя четырехполюсниками. Один четырехполюсник, образованный из сопротивлений Z'_{c1} и Z'_{c1} , соответствует ее однородному участку, который имеет длину l_1 и заключен между тяговой подстанцией с источником напряжения U_{r1} и электроподвижным составом. Второй четырехполюсник из сопротивлений Z'_{c2} и Z'_{c2} замещает ее однородный участок, имеющий длину l_2 и расположенный между тяговой подстанцией с источником напряжения U_{r2} и электроподвижным составом.

Схеме рис. 1, д соответствует записанная в матричной

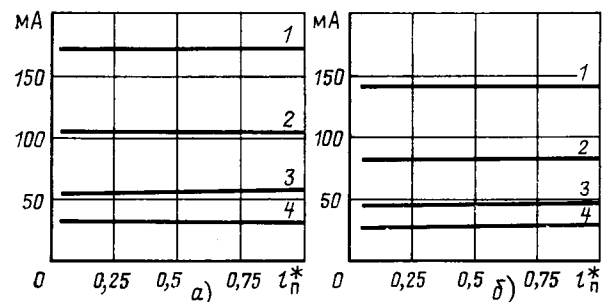


Рис. 2. Результаты расчета тока гармоника 300 Гц для упрощенной схемной модели тяговой сети при двустороннем (а) и одностороннем (б) питании ее участка

форме система уравнений

$$\begin{pmatrix} I_{c.п1} \\ I_{c.э1} \\ I_{c.э2} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta_2} \begin{pmatrix} Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 & 0 \\ Z_9 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \\ 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_{\Phi 2} \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 & 0 \\ Z_9 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \\ 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_{\Phi 2} \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 & 0 \\ Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 & 0 \\ 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_{\Phi 2} \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 & 0 \\ Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 & 0 \\ Z_9 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 \\ 0 & Z_9 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 \\ 0 & 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \\ Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_{\Phi 1} & -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 \\ 0 & Z_9 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 \\ 0 & 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \\ Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_{\Phi 1} & -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 \\ 0 & 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \\ Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_{\Phi 1} & -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 \\ 0 & Z_9 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{r1} \\ -U_{r2} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Определитель Δ_2 системы уравнений (13) может быть записан следующим образом:

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_{\Phi 1} & -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 & 0 \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 & 0 \\ 0 & Z & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_9 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 \\ 0 & 0 & Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_2 & -Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 - Z_{\Phi 2} \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Система уравнений (13) описывает зависимость между напряжениями гармоник и их токами в трех характерных точках участка питания тяговой сети. Ток $I_{c.п1}$ ($I_{c.п2}$) соответствует точке тяговой сети, в которой к ней подключена тяговая подстанция с источником напряжения U_{r1} (U_{r2}). Ток $I_{c.э1}$ ($I_{c.э2}$) входит в точку соединения тя-

говой сети и электроподвижного состава со стороны подстанции с источником напряжения U_{r1} (U_{r2}).

Если участок тяговой сети имеет одностороннее питание и на нем отсутствует электроподвижной состав, то его можно представить схемой замещения рис. 1, е. На этой схеме двухполюсник, содержащий источник напряжения U_r и сопротивление Z_{Φ} , соответствует тяговой подстанции, четырехполюсник, образованный сопротивлениями Z'_c и Z''_c , замещает тяговую сеть рассматриваемого ее участка питания. Ток $I_{c.п}$ в точке соединения тяговой подстанции и тяговой сети находится по формуле

$$I_{c.п} = \frac{U_r}{Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l + Z_{\Phi}}. \quad (15)$$

Для участка тяговой сети с односторонним питанием и электроподвижным составом схема замещения показана на рис. 1, ж. На этой схеме двухполюсник с источником напряжения U_r и сопротивлением Z_{Φ} замещает тяговую подстанцию, двухполюсник с сопротивлением Z_9 — электроподвижной состав, четырехполюсник из сопротивлений Z'_{c1} и Z''_{c1} однородный участок тяговой сети, имеющий длину l_1 и расположенный между подстанцией и электроподвижным составом, четырехполюсник из сопротивлений Z'_{c2} и Z''_{c2} однородный участок длиной l_2 между электроподвижным составом и концом рассматриваемого участка питания тяговой сети.

Для схемы рис. 1, ж можно записать в матричной форме следующую систему уравнений:

$$\begin{pmatrix} I_{c.п} \\ I_{c.э1} \\ I_{c.э2} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta_3} \begin{pmatrix} Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 \\ -Z_9 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 + Z_9 \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 \\ -Z_9 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 + Z_9 \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 \\ Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_9 & -Z_9 \end{pmatrix} \cdot U_r. \quad (16)$$

Определитель Δ_3 системы (16) может быть записан

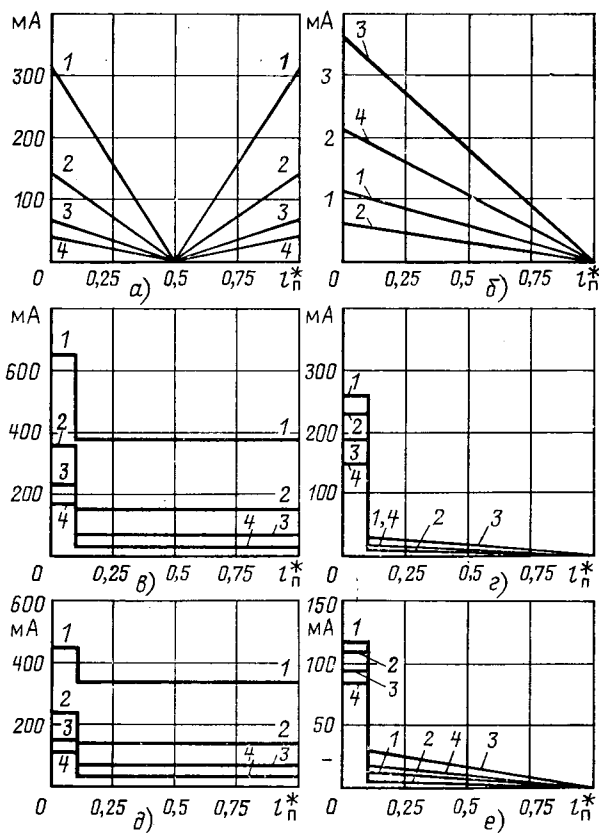


Рис. 3. Результаты расчета тока гармоники 300 Гц для уточненной схемной модели тяговой сети при двустороннем (а, б) и одностороннем (в, г, д, е) питании ее участка

следующим образом:

$$\Delta_s = \begin{vmatrix} Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_\Phi & -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & 0 \\ -Z_c / \operatorname{sh} \gamma_c l_1 & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_1 + Z_\Phi & -Z_\Phi \\ 0 & -Z_\Phi & Z_c \operatorname{cth} \gamma_c l_2 + Z_\Phi \end{vmatrix} \cdot (17)$$

Система уравнений (16) устанавливает зависимость между напряжением гармоник и их током $I_{c.n}$ в точке соединения подстанции и тяговой сети и их токами $I_{c.э1}$ и $I_{c.э2}$ в точке подключения электроподвижного состава к тяговой сети.

Полученные системы уравнений и зависимости соответствуют характерным схемам питания тяговой сети и при известных напряжениях гармоник и параметрах устройств электрической тяги позволяют находить токи гармоник в точках соединения (граничных точках) однородных участков. Располагая значениями этих токов, можно найти распределение тока гармоник вдоль любого однородного участка по формуле

$$I_x = I_0 \frac{\operatorname{sh} \gamma_c (l-x)}{\operatorname{sh} \gamma_c l} + I_l \frac{\operatorname{sh} \gamma_c x}{\operatorname{sh} \gamma_c l}, \quad (18)$$

где γ_c и l — постоянная распространения и длина однородного участка тяговой сети; I_0 и I_l — токи гармоник в граничных точках ее однородного участка; x — расстояние до любой рассматриваемой точки однородного участка от его граничной точки с током I_0 , принятой за начало отсчета длины; I_x — ток гармоник в любой рассматриваемой точке однородного участка.

Используя зависимости, которые соответствуют упрощенной (рис. 1, а) и уточненной (рис. 1, б — ж) схемным моделям устройств электрической тяги, оценим количественно величину и характер распределения тока гармоник в тяговой сети и на основании этого установим, в какой мере допущения и ограничения, принятые в методике расчета [1], влияют на точность результатов.

Принимаем следующие исходные данные. На тяговых подстанциях установлены двухзвенные фильтры [1], которые в первом звене имеют реакторы индуктивностью 5 мГн и три резонансных контура для сглаживания гармоник 100, 200, 300 Гц, во втором звене — реакторы индуктивностью 3 мГн и контуры емкостью 280 мкФ. На входы фильтров действуют гармоники напряжения, которые характерны для шестипульсной схемы выпрямления при несимметрии питающего напряжения, равной 1,03, и находятся в рекомендуемом для расчетов мешающих влияний частотном диапазоне 100—1200 Гц [1]. Модуль и фаза гармоник на входе фильтра одной (второй) смежной подстанции участка с двусторонним питанием соответствует углу коммутации 25 (5) град. Модуль и фаза гармоник на входе фильтра подстанции участка с односторонним питанием соответствует углу коммутации 25 град. Тяговая сеть имеет волновые параметры, которые указаны в [1].

Результаты расчетов для сравниваемых схемных моделей представлены на графиках рис. 2 и 3. Здесь по оси ординат отложены значения протекающего в тяговой сети тока гармоник 300 Гц, которая является основной гармоникой шестипульсного выпрямленного напряжения тяговых подстанций. На оси абсцисс указаны относительные величины l_n^* длины участка питания l_n тяговой сети. Начало отсчета величины l_n^* соответствует точке тяговой сети, в которой она соединяется с подстанцией с преобразователем, работающим с углом коммутации 25 град. На графиках приняты следующие обозначения: 1 — двухпутный участок 10 км; 2 — одно-

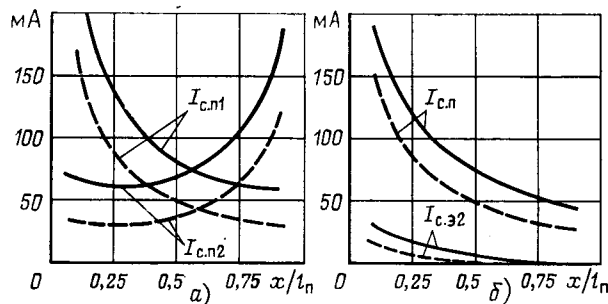


Рис. 4. Зависимости тока гармоник 300 Гц в тяговой сети от расположения электроподвижного состава на ее участке с двусторонним (а) и односторонним питанием (б)

путный участок 10 км; 3 — двухпутный участок 30 км; 4 — однопутный участок 30 км. Графики на рис. 3, а и б получены при отсутствии электроподвижного состава на участке питания тяговой сети, графики рис. 3, в — е — при наличии на нем электроподвижного состава, который удален от подстанции на расстояние $l_n^* = 0,1$. Входное сопротивление электроподвижного состава соответствует его входной индуктивности, равной 4,5 мГн (рис. 3, в и г) и 9 мГн (рис. 3, д и е).

Из приведенных графиков следует, что при одинаковых исходных данных обе сравниваемые схемные модели различаются как величинами тока гармоник, так и характерами его распределения вдоль участка питания тяговой сети. Схема питания (одностороннее, двустороннее) и значение входного сопротивления электроподвижного состава заметно влияют на результаты расчета.

Графики рис. 4 дают представление о том, как зависит ток гармоник 300 Гц в тяговой сети двухпутного участка питания $l_n = 30$ км (сплошные линии) и однопутного участка питания $l_n = 30$ км (штриховые линии) от расположения на нем электроподвижного состава с входной индуктивностью 4,5 мГн. На этих графиках по оси абсцисс отложено отношение x/l_n , характеризующее удаление x электроподвижного состава от подстанции, преобразователь которой имеет угол коммутации 25 град. По оси ординат отложены значения токов $I_{c.n1}$, $I_{c.n2}$ (см. рис. 1, б) в тяговой сети участка с двусторонним питанием и токов $I_{c.n}$, $I_{c.э2}$ (см. рис. 1, ж) участка тяговой сети с односторонним питанием. Из приведенных графиков видно, что расположение электроподвижного состава оказывает значительное влияние на значение тока и на характер его распределения вдоль участка питания тяговой сети.

Результаты анализа волновых процессов в тяговой сети с учетом возможных изменений длины участков питания (10—30 км) и волновых параметров, входной индуктивности (4,5—9 мГн) электроподвижного состава, частоты гармоник (100—1200 Гц) позволяют выявить некоторые важные для расчета мешающих влияний закономерности распределения тока гармоник. На однородном участке между подстанцией и электроподвижным составом при любой схеме питания ток гармоник или не меняет своего значения, или монотонно изменяется. Если однородный участок расположен между концом участка питания и электроподвижным составом, то по мере удаления от него ток гармоник монотонно убывает и становится равным нулю в конце участка питания.

Зная значения тока отдельных гармоник, можно определить психофизический ток [1], величина которого характеризует мешающие влияния тяговой сети.

Таблица 2

Характеристика участка тяговой сети	Псофометрический ток (мК), определенный по		
	упрощен- ной схемной модели	уточненной схемной модели	
		при отсутст- вии электро- подвижного состава	при наличии электро- подвижного состава
Одностороннее питание			
Однопутный участок, 10 км	38	<1	40 (21)
То же, 30 км	12	2	12 (10)
Двухпутный участок, 10 км	65	<1	30 (18)
То же, 30 км	21	3	20 (14)
Двустороннее питание			
Однопутный участок, 10 км	43	26	61 (54)
То же, 30 км	14	8	21 (18)
Двухпутный участок, 10 км	75	53	117 (109)
То же, 30 км	24	15	35 (31)

Примечание. В скобках указаны значения тока при входной индуктивности электроподвижного состава 9 мГн.

В табл. 2 приведены результаты расчета псофометрического тока гармоник 100, 200, 300, 1200 Гц. Эти значения тока представляют собой его средние значения на участке питания, соответствуют ранее указанным исходным данным, входной индуктивности электроподвижного состава, равной 4,5 и 9 мГн, и его расположению в середине участка питания. Разные результаты, полученные для сравниваемых схемных моделей, объясняются зависимостью псофометрического тока от входного сопротивления электроподвижного состава и схемы питания тяговой сети. При питании тяговой сети с одной стороны псофометрический ток значительно больше при наличии на участке питания электроподвижного состава, чем при его отсутствии. Если тяговая сеть питается с двух сторон, то псофометрический ток имеет соизмеримую величину как при отсутствии, так и при наличии электроподвижного состава на участке питания.

Принимая во внимание на основании полученных результатов, что участки питания без электроподвижного состава следует учитывать в расчете мешающих влияний, представляет интерес рассмотреть особенности распределения тока гармоник вдоль таких участков. Распределение тока гармоник по участку с односторонним питанием не зависит от длины участка и волновых параметров тяговой сети, частоты, фазы и напряжения гармоник и характеризуется монотонным уменьшением тока до нуля (в конце участка питания).

Распределение тока гармоник по участку с двусторонним питанием зависит от перечисленных факторов. Графики рис. 5 иллюстрируют эту зависимость и соответствуют граничным значениям частоты рекомендуемого диапазона частот гармоник [1]. На этих графиках по оси абсцисс отложены относительные значения l_n^* длины l_n участка питания, по оси ординат — величины отношения тока в любой точке участка питания к наибольшему току в точке соединения его с подстанцией. Распределение тока гармоники 100 Гц (рис. 5, а) соответствует волновым параметрам однопутной и двухпут-

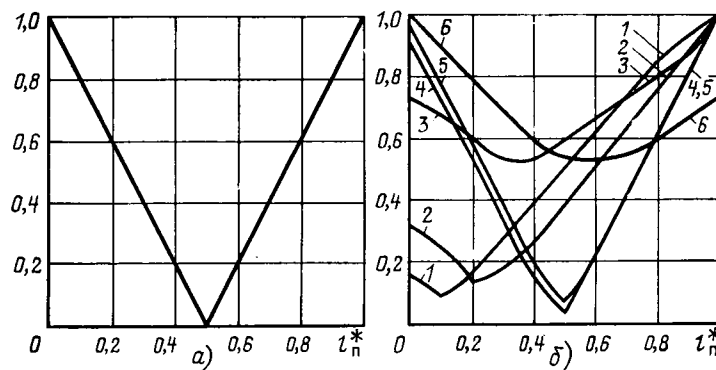


Рис. 5. Распределение тока гармоник 100 Гц (а) и 1200 Гц (б) вдоль участка тяговой сети с двусторонним питанием при отсутствии на участке электроподвижного состава

ной тяговой сети, значению $l_n = 10 \div 30$ км, равному и отключающемуся в 2 раза напряжению гармоник смежных подстанций и сдвигу по фазе между этими напряжениями, равному $0-360$ град.

Характерные случаи распределения тока гармоники 1200 Гц (рис. 5, б) получены для волновых параметров двухпутной тяговой сети при $l_n = 30$ км (кривые 1—3, б) и при $l_n = 10$ км (кривые 4 и 5) для сдвига по фазе между напряжениями гармоник смежных подстанций, равного нулю (кривая 1), 135 град (кривые 2—5), 45 град. (кривая 6); для одинаковой (кривые 3, 5, 6) и отличающейся в 2 раза (кривые 1, 2, 4) величины этих напряжений.

Из графиков рис. 5 следует, что распределение тока гармоник вдоль участка тяговой сети с двусторонним питанием, на котором нет электроподвижного состава, имеет немонотонный характер. На таком участке питания можно выделить две части, в пределах которых ток гармоник изменяется монотонно, возрастая на одной и убывая на другой части участка. Как показывает количественный анализ, при $l_n \leq 20$ км для гармоник рекомендуемого диапазона частот [1] части участка питания, в пределах которых ток гармоник изменяется монотонно, имеют длину, равную $0,5l_n$.

Наряду с нормативной методикой [1] разработана более совершенная методика расчета мешающих влияний тяговой сети [7] с общей схемой замещения устройств электрической тяги, имеющей несколько источников напряжения гармоник, и с расчетными схемами, в которых сопротивление ветвей с источниками напряжения принимается равным нулю. В результате этого не принимается во внимание взаимное влияние смежных участков питания тяговой сети через входные сопротивления фильтров подстанций и учитывается только частично падение на этих сопротивлениях напряжения гармоник.

Принятые схемы замещения (см. рис. 1, б—ж), на основании которых получены выражения для расчета тока гармоник, также не позволяют учесть взаимное влияние смежных участков питания, но имеют во всех ветвях с источниками напряжения сопротивления, обеспечивающие учет падения напряжения гармоник на входных сопротивлениях фильтров подстанций. Так как, судя по данным табл. 1, входное сопротивление фильтров подстанций не оказывает преобладающего влияния, а остальные введенные допущения аналогичны допущениям методики [7], то ее схемы замещения и принятые схемы замещения обеспечивают практически оди-

наковую точность расчета тока гармоник. На основании принятых схем замещения получены расчетные зависимости в матричной форме, которая является удобной при использовании вычислительной техники. Уравнение (18) и все вытекающие из его анализа закономерности распределения тока гармоник правомерны для методики [7], так как в ее схемах и в принятых схемах замещения однородные участки тяговой сети качественно не отличаются.

Используя полученные закономерности, которые имеют достаточно общий характер, рассмотрим вопрос об определении влияющих токов. В соответствии с методиками расчета мешающих влияний [1 и 7] при решении такой задачи тяговую сеть, расположенную в пределах усилительного участка смежных линий связи, разбивают на однородные участки, на каждом из них находят влияющий ток каждой гармоники из расчетного диапазона и затем вычисляют напряжения, наведенные в линиях связи этими токами.

При нахождении влияющих токов по нормативной методике [1] принимают, что участки питания тяговой сети являются одновременно ее однородными участками и в пределах однородного участка влияющий ток имеет неизменное значение, которое находят по формуле (1) без учета волновых процессов в тяговой сети. Такое упрощенное определение влияющих токов не обеспечивает хорошей точности. В методике [7] предложен ряд принципиально новых положений, уточняющих нормативную методику и в том числе уточняющих определение влияющих токов. К числу последних можно отнести учет расположения электроподвижного состава и схемы питания тяговой сети при выборе длины ее однородных участков и при расчете токов гармоник в точках соединения этих участков, а также определение влияющих токов с учетом волновых процессов в тяговой сети по формуле

$$I_{\text{в}} = 0,5(I_0 + I_l). \quad (19)$$

Найденный по этой формуле влияющий ток $I_{\text{в}}$ является векторной величиной, модуль и фаза которой зависят от модулей и фаз токов I_0 и I_l , соответствующих граничным точкам однородного участка. В ряде случаев формула (19) усредняет модуль и фазу тока $I_{\text{в}}$ с некоторой погрешностью по отношению к модулям и фазам токов I_0 и I_l . Описанные результаты анализа волновых процессов в тяговой сети позволяют устранить эту погрешность, дополнив расчет влияющих токов уточняющими положениями. Для однородного участка тяговой сети с монотонным распределением тока гармоник предлагается принимать влияющий ток равным току гармоник в средней точке участка и находить его по формулам, которые, как следует из уравнения (18), можно записать следующим образом:

для участка между подстанцией и электроподвижным составом

$$I_{\text{в}} = \frac{(I_0 + I_l) \operatorname{sh} 0,5\gamma_{\text{с}} l}{\operatorname{sh} \gamma_{\text{с}} l} \quad (20)$$

— для участка, имеющего одностороннее питание, без электроподвижного состава и для части участка, имеющего одностороннее питание, между его концом и электроподвижным составом

$$I_{\text{в}} = \frac{I_0 \operatorname{sh} 0,5\gamma_{\text{с}} l}{\operatorname{sh} \gamma_{\text{с}} l}. \quad (21)$$

При определении влияющего тока однородного участка с немонотонным распределением тока гармоник предлагается делить такой участок на две части каждой длиной, равной половине его протяженности, и принимать влияющий ток этих частей равным току гармоник в точках участка, удаленных от его концов на $1/4$ часть его длины. Приняв в выражении (18) $x=0,25l$ и $x=0,75l$, получим формулы для определения влияющего тока в следующем виде:

для части участка, примыкающей к его граничной точке с током I_0 ,

$$I_{\text{в}0} = \frac{I_0 \operatorname{sh} 0,75\gamma_{\text{с}} l + I_l \operatorname{sh} 0,25\gamma_{\text{с}} l}{\operatorname{sh} \gamma_{\text{с}} l}; \quad (22)$$

для части участка, примыкающей к его граничной точке с током I_l ,

$$I_{\text{в}l} = \frac{I_0 \operatorname{sh} 0,25\gamma_{\text{с}} l + I_l \operatorname{sh} 0,75\gamma_{\text{с}} l}{\operatorname{sh} \gamma_{\text{с}} l}. \quad (23)$$

В формулах (20) — (23) приняты обозначения, аналогичные обозначениям в формуле (18).

Если требуется определить влияющий ток гармоники частотой, большей рекомендуемой [1], на однородном участке тяговой сети с немонотонным распределением тока, и обеспечить при этом повышенную точность, то для выполнения таких условий расчет ведут следующим образом. Вычислив по (18) для ряда точек участка токи гармоник, определяют на основании этого длину частей участка, в пределах которых ток изменяется монотонно, и вычисляют для каждой части влияющий ток по формуле (18). Рассмотрим пример определения влияющего тока. Предположим, что на основании расчетов по формуле (18) получено распределение тока гармоник, которое соответствует кривой 2 на рис. 5. Из этой кривой видно, что одна монотонная область имеет длину $0,2l_{\text{п}}$, вторая монотонная область — длину $0,8l_{\text{п}}$. По формуле (18) находим влияющие токи для первой области, приняв $x=0,1l_{\text{п}}$ и для второй области, приняв $x=0,6l_{\text{п}}$.

Расчет мешающих влияний гармоник, создаваемых преобразователями подстанций, производят с учетом предлагаемых уточнений в следующей последовательности. Определяют входное сопротивление электроподвижного состава на основе данных [4 и 5]; входное сопротивление фильтров подстанций и напряжение гармоник на их выходе по формулам (3) — (8); сопротивления схем замещения однородных участков тяговой сети на основании формул (9) и (10). Решив системы уравнений (11), (13) и (16), находят токи гармоник в точках соединения однородных участков тяговой сети и затем вычисляют по формулам (20) — (23) влияющие токи.

Последующий расчет ведут на основании зависимостей методики [7] в следующей последовательности. Определяют векторы напряжений, наведенных в линиях связи, и векторную сумму этих напряжений на частоте каждой учитываемой гармоники, модули полученных сумм и напряжение шума в линиях связи. Следует отметить, что для влияющего тока каждой части однородного участка с немонотонно меняющимися токами гармоник вычисляют отдельно наведенное напряжение и при нахождении векторной суммы складывают его с напряжениями, наведенными влияющими токами однородных участков с монотонно меняющимися токами гармоник.

Выводы. 1. Схема питания (одностороннее, двустороннее) участка тяговой сети, входное сопротивление и расположение на ее участке питания электроподвижного состава оказывают влияние на ток гармоник, генерируемых преобразователями тяговых подстанций.

2. На участке тяговой сети с односторонним питанием ток отдельных гармоник и психофизический ток гармоник расчетного диапазона частот, рекомендуемого [1], значительно больше при наличии на участке питания электроподвижного состава, чем при его отсутствии. При отсутствии и наличии электроподвижного состава на участке тяговой сети с двусторонним питанием эти токи имеют соизмеримые значения. В расчете мешающих влияний следует учитывать напряжения, которые наводят токи гармоник участков питания при отсутствии на них электроподвижного состава.

3. Предложенные формулы (20) — (23) для определения влияющих токов однородных участков тяговой

сети можно рекомендовать для использования в расчете мешающих влияний тяговой сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила защиты устройств проводной связи от влияния тяговой сети электрических железных дорог постоянного тока. — Ч. 1 — М.: Транспорт, 1969, 43 с.
2. Новиков О. И. Влияние внутреннего сопротивления преобразователя на напряжение гармоник на выходе сглаживающего фильтра. — Электротехника, 1981, № 12, с. 41—44.
3. Новиков О. И. О расчете гармоник выпрямленного тока в тяговой сети 3 кВ. — Вестник ВНИИЖТ, 1980, № 6, с. 16—19.
4. Технический справочник железнодорожника. Т. 10. Энергоснабжение железных дорог. — М.: Государственное транспортное железнодорожное издательство, 1956. — 1080 с.
5. Павлов И. В. Реализация требуемой характеристики фильтра для электроподвижного состава с широтно-импульсным регулированием. — Электричество, 1977, № 1, с. 68—71.
6. Новиков О. И. Техничко-экономическая эффективность сглаживающего фильтра с индуктивной связью между звеньями. — Вестник ВНИИЖТ, 1985, № 3, с. 24—28.
7. Справочник по энергоснабжению железных дорог. Т. 1/ Под ред. К. Г. Марквардта. — М.: Транспорт, 1980. — 256 с. [21.08.85]

УДК 621.313.33.001.24

Анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля

БУТ Д. А., доктор техн. наук

Москва

Классическая теория асинхронных машин (АМ) основана на интегральных показателях и параметрах — токах, напряжениях, активных и реактивных сопротивлениях обмоток и т. п. Для их определения нужно оперировать с такими величинами, как числа витков и фаз обмоток, размеры проводников и пазов статора и ротора, магнитные потоки, коэффициенты приведения и др. Во многих случаях традиционные формы анализа и расчета АМ связаны с построением круговой диаграммы. Требуемые динамические показатели АМ обычно обеспечиваются после проведения нескольких итеративных циклов электромагнитного расчета.

В ряде случаев для оценки основных показателей АМ может применяться дифференциальный метод, основанный на рассмотрении локальных процессов в активной зоне с непосредственным использованием уравнений Максвелла и закона Ома в дифференциальной форме. Главное достоинство метода — простота и наглядность аналитического аппарата, главный недостаток — приближенный характер расчетных показателей АМ и относительно узкая область использования, определяемая малыми скольжениями.

Дифференциальный метод эффективен при рассмотрении большого числа вариантов АМ по заданным исходным данным, например, в процессе автоматизированного проектирования АМ или установок на их основе. Благодаря простоте расчетных соотношений с помощью этого метода можно достаточно быстро наметить рациональные варианты АМ, соответствующие техническому заданию, а затем осуществить их подробный расчет с использованием традиционных методик, оперирующих с интегральными величинами.

Дифференциальный метод может оказаться полезным при альтернативном выборе различных типов двигателей для электропривода, а также при расчете АМ на предельные режимы работы (например, с предельными окружными скоростями ротора).

Важно, что простые расчетные выражения, свойственные дифференциальному методу, могут изначально учитывать быстродействие АМ.

Ограниченность дифференциального метода вытекает из его физической природы — описания основных процессов в активной зоне АМ с помощью параметров среды и электромагнитного поля в данной точке пространства. Известно, что в любом электромагнитном устройстве (особенно в устройствах с существенными магнитными числами Рейнольдса, к которым относятся АМ) процессы в каждой точке активной зоны зависят от внешних факторов — структуры электрических цепей, формы и свойств магнитопроводов, магнитного рассеяния и др. Хотя дифференциальный подход в ряде случаев допускает приближенный учет подобных факторов, точность последнего ниже, чем в классической теории АМ, построенной на интегральных величинах, которые содержат информацию как об активной зоне, так и о внешних по отношению к ней элементах.

Основные достоинства дифференциальной теории АМ, связанные с простотой и наглядностью аналитических соотношений, проявляются в одномерной модели АМ, когда электромагнитные величины считаются зависящими только от времени и азимутальной координаты вдоль зазора по гармоническому закону. При этом магнитная индукция в расчетном зазоре предполагается однокомпонентной (радиальной), т. е. в основном анализе учитывается только поток взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками, а роль потоков рассеяния оценивается приближенно. Известно, что влияние полей рассеяния на характеристики АМ тем сильнее, чем больше скольжение s . Поэтому правомерность одномерной дифференциальной модели обеспечивается при малых s , что часто имеет место в режимах АМ, близких номинальному (см., например, [1]). Построение двух- и трехмерных дифференциальных моделей АМ связано с большими трудностями и

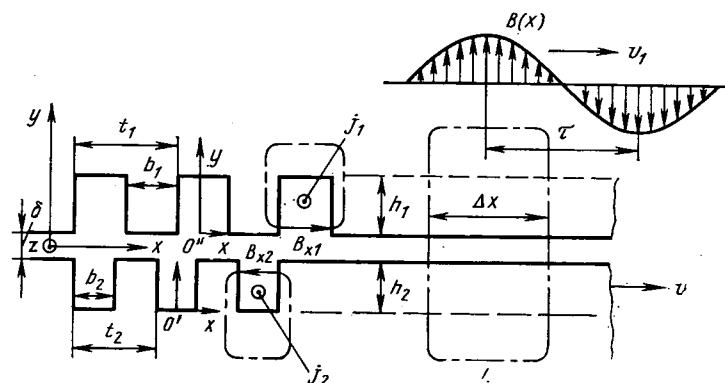


Рис. 1

ряд ли имеет большой практический смысл из-за сложности расчетных соотношений.

Дифференциальный метод широко используется при анализе устройств со сплошной средой, например, магнитогидродинамических (МГД) машин [2, 3]. Его развитие как одного из эффективных направлений теории электрохимических преобразователей энергии заслуживает определенного внимания [4, 5].

Локальное описание процессов в АМ. Рассмотрим активную зону АМ, состоящую из обмотки статора с плотностью тока в проводниках j_1 и линейной нагрузкой A_1 , а также из обмотки ротора с плотностью тока j_2 и линейной нагрузкой A_2 . Под A_1 и A_2 , как обычно, понимается число ампер-витков статора и ротора, приходящихся на единичную азимутальную длину активной зоны. Поскольку рабочий зазор δ в АМ мал по сравнению с диаметром активной зоны и влияние кривизны на процессы в активной зоне несущественно, введем декартову систему координат, связанную со статором, в которой ось x направлена вдоль зазора параллельно линейной скорости ротора, ось y направлена от ротора к статору, а ось z — вдоль оси машины параллельно токам в обмотках (рис. 1).

Магнитную индукцию в активной зоне считаем однокомпонентной, т. е. $\mathbf{B}(0, B, 0)$, где обозначения в скобках соответствуют проекциям на оси x, y, z . Под B понимается осредненная для данного x полная магнитная индукция. Для электрической напряженности и плотности тока имеем $\mathbf{E}(0, 0, E)$ и $\mathbf{j}(0, 0, j)$. Считаем, что линейная нагрузка A_1 и связанные с ней значения индукции, электрической напряженности и плотности тока имеют структуру бегущих волн, т. е. каждая из перечисленных величин (ξ) описывается уравнением вида

$$\xi = \xi_m e^{i(\omega t - kx)}. \quad (1)$$

Здесь $\xi_m = \xi_m e^{i\psi_\xi}$ — комплексная амплитуда; ξ_m и ψ_ξ амплитудное значение и фаза ξ ; $k = \omega/v_1 = \pi/\tau$ — волновое число; ω — циклическая частота изменения ξ ; v_1 — линейная скорость волны; τ — полюсное деление (расстояние между соседними экстремумами ξ).

Из (1) следует

$$\partial \xi / \partial t = i\omega \xi; \quad \partial \xi / \partial x = -ik\xi. \quad (2)$$

Рассмотрим магнитное поле B_1 , создаваемое токами статора. Если выделить произвольный контур L шириной Δx , охватывающий зазор и проходящий через статор и ротор (см. рис. 1), то согласно закону полного тока

$$[B_1(x + \Delta x) - B_1(x)] \delta' / \mu_0 = A_1 k_{01} \Delta x,$$

где $\delta' = k_\delta k_\mu \delta$ — расчетный зазор; k_δ — коэффициент зазора; k_μ — коэффициент насыщения стали сердечников; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; k_{01} — обмоточный коэффициент статора.

В пределе при $\Delta x \rightarrow 0$ имеем

$$\partial B_1 / \partial x = \mu_0 k_{01} A_1 / \delta'. \quad (3)$$

Соотношение (3) есть, очевидно, одномерный аналог первого уравнения Максвелла $\text{rot } \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{j}$. Различие между уравнением Максвелла и соотношением (3) связано с тем, что в первом случае используются локальные параметры в данной точке пространства, а во втором — усредненные по y в пределах эффективного зазора [2]. С учетом (1) и (2) получаем для комплексных амплитуд

$$\left. \begin{aligned} -ik\dot{B}_{1m} &= \mu_0 k_{01} \dot{A}_{1m} / \delta'; \\ \dot{A}_{1m} &= -ik\delta' \dot{B}_{1m} / (k_{01} \mu_0). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Соответственно для магнитного поля от токов в обмотке ротора

$$-ik\dot{B}_{2m} = \mu_0 k_{02} \dot{A}_{2m} / \delta',$$

откуда

$$\dot{A}_{2m} = -ik\delta' \dot{B}_{2m} / (k_{02} \mu_0). \quad (5)$$

Полная магнитная индукция

$$B_m = B_{1m} + B_{2m}. \quad (6)$$

Рассматриваемая модель считается линейной, поэтому суперпозиция магнитных полей статора и ротора правомерна. При режимах работы АМ, близких к номинальному, можно считать поток в зазоре и, следовательно, амплитуду полной индукции постоянными. Примем фазу B_m нулевой, тогда $\dot{B}_m = B_m = \text{const}$, причем значение B_m можно считать заданным согласно общим рекомендациям. Если, например, известны расчетные значения индукции в зазоре B_δ и коэффициента полюсного перекрытия α , то $B_m \approx \sqrt{2} k_B \alpha B_\delta$, где k_B — коэффициент формы кривой поля. При типичных для АМ значениях $k_B = 1,09$ и $\alpha = 0,715$ [6] имеем $B_m \approx 1,1 B_\delta$.

Электрическая напряженность, создаваемая магнитным полем, находится из второго уравнения Максвелла $\text{rot } \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$. В одномерной модели $\partial E / \partial x = \partial B / \partial t$, откуда с учетом (1) и (2) получаем

$$E_m = -v_1 \dot{B}_m. \quad (7)$$

Плотность тока в роторе определяется законом Ома

$$\mathbf{j}_2 = \sigma_2' (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

или для комплексных амплитуд

$$\dot{\mathbf{j}}_{2m} = \sigma_2' (\dot{E}_m + v \dot{B}_m) = -\sigma_2' v_1 s \dot{B}_m, \quad (8)$$

где v — линейная скорость обмотки ротора; $s = (v_1 - v) / v_1$ — скольжение; σ_2' — средняя расчетная удельная проводимость обмотки ротора, учитывающая структуру вторичной электрической цепи АМ.

Можно принять $\sigma_2' = k' \sigma_{2t}$, где σ_{2t} — удельная проводимость материала обмотки ротора при заданной температуре, а коэффициент k' учитывает снижение расчетной проводимости из-за спаев, пустот, а также пассивных участков вторичной цепи, лежащих вне активной зоны (например, торцевых колец в АМ с короткозамкнутым ротором или токовыводов и реостатов в АМ с фазным ротором).

В дальнейшем рассматриваются АМ с короткозамкнутым ротором, для которых $k_{02}=1$, а значение k' по смыслу соответствует отношению $R_c/(R_c+R_{к.эф})$, где R_c активное сопротивление одного стержня обмотки; $R_{к.эф}$ — эффективное сопротивление торцевых колец (с учетом спаев), приходящееся на один стержень. Согласно вспомогательным оценкам $k' \approx 0,6-0,9$, причем k' очевидно тем больше, чем больше относительная длина ротора, характеризующая геометрическим фактором $\lambda=l/D$, где l — длина активной зоны, D — ее диаметр.

Если учесть, что $\dot{A}_{2m}$ и $\dot{j}_{2m}$ взаимно пропорциональны, причем коэффициент пропорциональности равен отношению действующих значений A_2 и j_2 , которые могут задаваться предварительно с учетом условий охлаждения и мощностного диапазона АМ, то с учетом (8)

$$\dot{A}_{2m} = \dot{j}_{2m} (A_2/j_2) = -\sigma_2 v_1 s B_m (A_2/j_2). \quad (9)$$

Приравняв (5) и (9), имеем

$$\dot{B}_{2m}/B_m = -i R_m, \quad (10)$$

где

$$R_m = \mu_0 \sigma_2' v_1 \tau s (A_2/j_2 \delta')/\pi \quad (11)$$

есть эффективное магнитное число Рейнольдса, характеризующее согласно (10) относительную роль магнитного поля, наведенного за счет токов в роторе.

Заметим, что $A_2/j_2 = \Delta$ есть эквивалентная толщина токового слоя ротора, т. е. $A_2/(j_2 \delta') = \Delta/\delta'$. Если $\Delta = \delta'$, что может иметь место, например, в жидкометаллических МГД-устройствах, то (11) переходит в известное выражение для R_m , используемое в магнитной гидродинамике при анализе взаимодействия сплошной среды и бегущего магнитного поля [2, 3].

Выражению для R_m можно придать более наглядную форму, если в (11) представить s согласно (8) как

$$s = \pm \sqrt{2} j_2 / (\sigma_2' v_1 B_m), \quad (12)$$

где «плюс» относится к двигательному, а «минус» — к генераторному режимам.

Так как $\tau = \pi D / (2p)$ (p — число пар полюсов), имеем

$$R_m = \pm \mu_0 A_2 D / (\sqrt{2} p \delta' B_m), \quad (13)$$

причем $\text{sign } R_m = \text{sign } s$.

С учетом (6) имеем из (10)

$$\dot{B}_{1m} = B_m (1 + i R_m). \quad (14)$$

Соответственно из (4), (5), (10) и (14)

$$\dot{A}_{1m} = k \delta' B_m (R_m - i) / (k_{01} \mu_0); \quad (15)$$

$$\dot{A}_{2m} = -k R_m B_m \delta' / \mu_0. \quad (16)$$

Отношение действующих значений линейных нагрузок статора и ротора

$$A_1/A_2 = \sqrt{1 + R_m^2} / k_{01}. \quad (17)$$

Если пренебречь активным сопротивлением первичной обмотки, что оправдано для относительно мощных АМ, то потребляемая машиной из сети полная мощность, приходящаяся на единичную поверхность активной зоны, в соответствии с теоремой Умова — Пойнтинга [1] может быть выражена в виде

$$\dot{S}_1 = 0,5 \dot{E}_{cm}^* A_{1m}^*, \quad (18)$$

где $\dot{E}_{cm}$ — комплексная амплитуда электрической напряженности, создаваемой сетью и уравнивающей напряженностью $\dot{E}_m$.

С учетом реального выполнения обмотки статора $\dot{E}_{cm} = -k_{01} \dot{E}_m = k_{01} v_1 B_m$. Имеем из (18) и (15)

$$\dot{S}_1' = 0,5 k \delta' v_1 B_m^2 (R_m + i) / \mu_0. \quad (19)$$

Действительная часть $\dot{S}_1'$ соответствует активной мощности на единицу поверхности активной зоны:

$$P_1' = 0,5 v_1^2 B_m^2 \sigma_2' s (A_2/j_2). \quad (20)$$

Значение P_1' линейно зависит от s , что совпадает с результатами классической теории АМ [1, 7] при пренебрежении индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток и активным сопротивлением первичной обмотки, как это принимается в рассматриваемой модели.

С учетом (12)

$$P_1' = 0,5 A_{2m} B_m v_1 \text{sign } s. \quad (21)$$

Полученное выражение хорошо согласуется с физическим смыслом, поскольку $0,5 A_{2m} B_m$ есть усредненная во времени электромагнитная сила, действующая на единичную поверхность ротора, а ее произведение на v дает соответствующую электромагнитную мощность. В двигательном режиме $s > 0$ и $P_1' > 0$, в генераторном $s < 0$ и $P_1' < 0$.

Мнимая часть $\dot{S}_1'$ определяет реактивную мощность на единицу поверхности активной зоны:

$$Q_1' = 0,5 k v_1 \delta' B_m^2 / \mu_0 = \omega \delta' B_m^2 / (2 \mu_0), \quad (22)$$

т. е. значение Q_1' равно произведению ω на максимальную магнитную энергию, запасаемую в объеме, примыкающем к единичной поверхности активной зоны и численно равном δ' . Аналогичный результат обсуждается в [7] применительно к реактивной мощности трансформатора.

Коэффициент мощности

$$\cos \varphi = P_1' / |\dot{S}_1'| = R_m / \sqrt{1 + R_m^2}. \quad (23)$$

С учетом (13)

$$\cos \varphi = \text{sign } s / \sqrt{1 + \left(\sqrt{2} p \frac{B_m}{\mu_0 A_2} \frac{\delta'}{D} \right)^2}. \quad (24)$$

Значение $\cos \varphi$ тем выше, чем меньше p , отношения $B_m / (\mu_0 A_2)$ и δ' / D . Эти закономерности согласуются с выводами классической теории АМ. Характерно, что согласно (24) относительное влияние на $\cos \varphi$ со стороны всех перечисленных факторов одинаковое. Формула (24) дает завышенные значения $\cos \varphi$, определяемые взаимной индукцией между обмотками АМ и не учитывающие магнитное рассеяние, влияние которого оценивается в дальнейшем.

Соотношения типа (12), (17), (24) и другие обладают хорошей физической наглядностью и могут использоваться для оценок значений входящих в них величин на начальной стадии проектирования АМ. Если, например, выбраны значения B_m ($B_m \approx 0,7-0,9$ Тл) и j_2 ($j_2 \approx (3-15) \cdot 10^6$ А/м² в зависимости от вида охлаждения АМ), то из (12) находим оценку произведения $\sigma_2' v_1$, обеспечивающего рациональные значения $s \approx 0,02-0,05$ (меньшие s для большей мощности АМ). В частности,

из (12) следует, что при больших v_1 необходимо использовать роторную обмотку с пониженной проводимостью. Из (17) и (24) легко установить ограничения на p , A_2 , δ'/D , B_m , обеспечивающие требуемые соотношения между A_1 и A_2 , рациональные значения $\cos \varphi$ и т. п. Заметим, что получение подобных зависимостей между интегральными параметрами в рамках обычной теории АМ требует детального расчета машины и не имеет наглядного физического смысла. Так, например, аналогом (12) будет $s \approx I_2 R_2 / E_1$ [8], где приведенные значения вторичных тока I_2 и сопротивления R_2 , а также э. д. с. E_1 — неизвестные величины, подлежащие расчету.

Векторные диаграммы для комплексных амплитуд электромагнитных величин построены на рис. 2, а для двигательного и на рис. 2, б — для генераторного режимов АМ на основе полученных выше соотношений. Они хорошо согласуются с классической векторной диаграммой АМ, построенной для интегральных величин, если считать, что вторичные ток (аналог $\dot{A}_{2m}$) и э. д. с. (аналог $\dot{E}_m$) совпадают по фазе ($\psi_2=0$), как это имеет место при малых скольжениях s , реализуемых для режимов работы, близких к номинальному. Этому допущению, в частности, соответствует линейная механическая характеристика асинхронного двигателя (АД) в рабочем диапазоне моментов.

Приближенный учет магнитного рассеяния в АМ. Распространение дифференциальной теории на режимы АМ со значительными скольжениями в общем виде затруднительно, так как при локальном одномерном описании процессов в АМ сложно учесть действие таких, например, факторов, как лобовое рассеяние, падение напряжения в проводниках вне активной зоны и т. п. Тем не менее, дифференциальная теория позволяет выявить некоторые общие закономерности, связанные с проявлением полей рассеяния.

Оценим в качестве примера влияние пазового рассеяния ротора на основные показатели АМ. Пусть ротор содержит прямоугольные пазы высотой h_2 и шириной b_2 с пазовым шагом t_2 (рис. 1), в которые уложена короткозамкнутая обмотка. Свяжем оси x, y, z с ротором, причем начало координат O' поместим в середине дна паза. Согласно общепринятым допущениям [7] индукцию поля пазового рассеяния считаем однокомпонентной (B_{x2}), а плотность тока в пазу (j_2) — постоянной по сечению паза. Последнее условие соответствует случаю, когда короткозамкнутая обмотка ротора выполнена многовитковой и ее витки соединены последовательно. Для стержневых проводников ротора j_2 при больших s зависит от y из-за эффекта вытеснения тока [1, 7]. Поскольку нас в данном случае интересуют в большей степени качественные, чем количественные оценки влияния рассеяния, не будем учитывать эту зависимость. Задачу рассматриваем в плоскости xy , считая $\partial/\partial z=0$. Таким образом, речь идет о приближенном учете осредненной по сечению проводников в пазу э. д. с., наводимой полем пазового рассеяния и соответствующей магнитной проводимости пазового рассеяния [7], а влияние вихревых токов в проводниках ротора не учитывается.

Из условия однокомпонентности магнитного поля в пазу и уравнения $\text{div } \mathbf{B}=0$ следует, что B_{x2} не зависит от x и согласно уравнениям Максвелла

$$-\partial B_{x2}/\partial y = \mu_0 j_2 k_{n2}; \quad (25)$$

$$\partial E_2/\partial y = -\partial B_{x2}/\partial t, \quad (26)$$

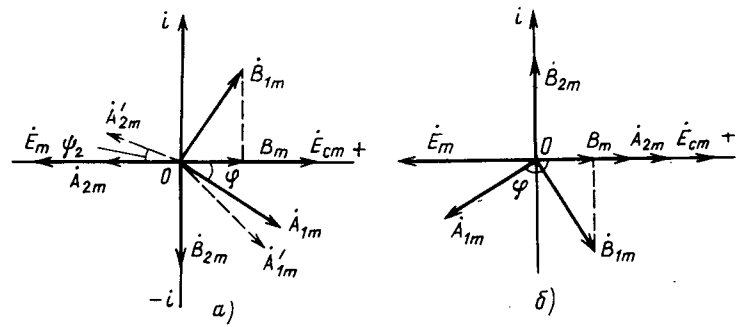


Рис. 2

где k_{n2} — коэффициент использования паза; E_2' — электрическая напряженность по оси z , создаваемая полем пазового рассеяния.

Интегрируя (25) при очевидном граничном условии $B_{x2}|_{y=0}=0$, получаем для комплексных амплитуд

$$\dot{B}_{x2m} = -\mu_0 k_{n2} j_{2m} y. \quad (27)$$

При интегрировании (26) учтем, что частота изменения тока и поля в пазу равна ωs , т. е. согласно (2) $\partial/\partial t = i\omega s$. Граничным условием является отсутствие поля E_2' при $y=h_2$, так как благодаря стальному сердечнику ротора линии поля $\dot{B}_{x2}$ (рис. 1) замыкаются при $y < h_2$ и для любого контура в плоскости $y=h_2$ потоко-сцепление от B_{x2} отсутствует. Для комплексных амплитуд получаем

$$\dot{E}_{2m}' = 0,5 (y^2 - h_2^2) i\omega s \mu_0 k_{n2} j_{2m}, \quad (28)$$

или после осреднения по y

$$\dot{E}_{m\text{cp}}' = \frac{1}{h_2} \int_0^{h_2} \dot{E}_{2m}' dy = -i\omega s h_2^2 \mu_0 k_{n2} j_{2m} / 3. \quad (29)$$

Кроме того, в проводниках ротора наводится электрическое поле $\dot{E}_{2m}$ за счет изменения основного магнитного поля в зазоре. Как и при выводе (7), получаем с учетом $\partial/\partial t \equiv i\omega s$

$$\dot{E}_{2m} = -s v_1 B_m. \quad (30)$$

По закону Ома

$$j_{2m} = \sigma_2' (\dot{E}_{2m} + \dot{E}_{m\text{cp}}').$$

Используя (29) и (30), получаем

$$j_{2m} = \frac{\sigma_2' s v_1 B_m [(i\sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3) - 1]}{1 + (\sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2}. \quad (31)$$

Таким образом, если без учета пазового рассеяния плотность тока j_{2m} линейно зависела от s согласно (8), то теперь эта зависимость имеет насыщающийся характер, причем с ростом s увеличивается реактивная составляющая j_{2m} . Такие же выводы следуют из классической теории АМ [1, 4, 7].

Очевидно, $j_{2m} = \dot{A}_{2m}' / (b_2^* h_2 k_{n2})$, где $b_2^* = b_2 / t_2$ или с учетом (5)

$$j_{2m} = -ik\delta' \dot{B}_{2m}' / (\mu_0 b_2^* h_2 k_{n2}). \quad (32)$$

Приравнявая (31) и (32) и полагая $\dot{B}_{2m} = B_m - \dot{B}_{1m}$,

находим B_{1m} , а затем A_{1m} с учетом (4):

$$A_{1m} = B_m \left\{ \frac{\sigma'_2 v_1 b_2^* h_2 k_{n2} s}{k_{01} [1 + (\sigma'_2 \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2]} - i \left[\frac{k \delta'}{k_{01} \mu_0} + \frac{\mu_0 b_2^* h_2^3 k_{n2} v_1 \omega s^2 (\sigma'_2)^2}{3 k_{01} [1 + (\sigma'_2 \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2]} \right] \right\}. \quad (33)$$

Если построить векторную диаграмму, соответствующую системе координат ротора, для электромагнитных величин, которые меняются с циклической частотой ωs , и учесть пазовое рассеяние ротора, то она будет подобна диаграмме на рис. 2, а, но вектор A_{2m} повернется на угол ψ_2 (в положении $\dot{A}_{2m}$), благодаря реактивной составляющей j_{2m} . Это вызовет также поворот $\dot{A}_{1m}$, как показано пунктиром на рис. 2, а, и соответствующее снижение $\cos \varphi$.

Электрическая напряженность в статорной обмотке

$$\dot{E}_{1m} = \dot{E}_{2m} - v' B_m, \quad (34)$$

где v' — скорость статора относительно ротора.

Поскольку $v' = v_1 (1 - s)$, имеем с учетом (30)

$$\dot{E}_{1m} = -v_1 B_m. \quad (35)$$

Полная мощность, потребляемая АМ на единицу площади активной зоны

$$S'_1 = 0,5 \dot{E}_{cm} \dot{A}_{1m}, \quad (36)$$

где, как и ранее, комплексная амплитуда электрической напряженности сети

$$\dot{E}_{cm} = -k_{01} \dot{E}_{1m} = k_{01} v_1 B_m.$$

Соответствующая активная мощность, определяемая действительной составляющей S'_1 , с учетом (33)

$$P'_1 = \frac{v_1^2 B_m^2 \sigma'_2 b_2^* h_2 k_{n2} s}{1 + (\sigma'_2 \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2}. \quad (37)$$

По-прежнему фаза $\dot{B}_m$ принята нулевой, т. е. $\dot{B}_m = B_m$. Как следует из (37), учет пазового рассеяния ротора приводит к нарушению линейной зависимости P'_1 от s , выражаемой (20). Функция $P'_1(s)$ при увеличении s вначале растет, а затем падает, как и по формулам классической теории АМ. Из условия $dP'_1/ds = 0$ находится скольжение, соответствующее максимуму P'_1 :

$$s_m = 3 / (\sigma'_2 \omega \mu_0 k_{n2} h_2^2), \quad (38)$$

где $h_2 = A_2 / (j_2 b_2^* k_{n2})$. Для прямоугольных пазов и короткозамкнутой обмотки обычно $b_2^* \approx 0,2 - 0,4$; $k_{n2} \approx 0,6 - 0,9$.

Используя соотношения, полученные, например, в [9], можно показать, что для проводника в прямоугольном пазу ротора достаточно большой глубины характерная глубина проникновения электромагнитного поля по порядку величины примерно такая же, как для полупространства, т. е. $\delta_B = \sqrt{2 / (\mu_0 \sigma'_2 k_{n2} \omega s)}$. С учетом (38) отсюда следует, что с точностью до коэффициентов осреднения¹ $s = s_m$ при $\delta_B \approx h_2$. Когда $s > s_m$, имеем $\delta_B < h_2$,

т. е. поле не проникает на всю глубину проводника, электромагнитное взаимодействие поля с обмоткой ротора ослабляется, что и приводит к падению $P'_1(s)$.

Полученные оценки дают, в основном, качественное описание влияния рассеяния на характеристики АМ. В реальных машинах кроме пазового рассеяния ротора большую роль играет лобовое и дифференциальное рассеяние статора и ротора, а также пазовое рассеяние статора. Необходимо также иметь в виду, что с увеличением s в (37) снижается B_m из-за падения напряжения в обмотке статора, которое возрастает по мере увеличения нагрузки.

Если учесть активное сопротивление первичной обмотки и ее пазовое рассеяние, то электрическая напряженность сети может быть представлена в виде

$$\dot{E}_{cm} = k_{01} v_1 \dot{B}_m + \dot{A}_{1m} / (\sigma'_1 b_1^* h_1 k_{n1}) + i \omega \mu_0 \dot{A}_{1m} h_1 / (3 b_1^*), \quad (39)$$

где σ'_1 — усредненная удельная проводимость материала статорной обмотки; $b_1^* = b_1 / t_1$ — относительная ширина паза; h_1 — высота паза (рис. 1); k_{n1} — коэффициент использования паза статора.

В правой части (39) первое слагаемое соответствует напряженности, компенсирующей электрическое поле от основного вращающегося магнитного потока, второе — удельному (на единицу длины по оси z) падению напряжения на активном сопротивлении обмотки (j_1 / σ'_1), а третье — усредненному по высоте паза удельному падению напряжения из-за пазового рассеяния статора. Как и $\dot{E}_{mcp}$ для ротора, оно находилось интегрированием уравнений, аналогичных (25) и (26), в системе координат, начало которой O'' совмещалось с серединой среза паза статора (рис. 1), при граничных условиях: $B_{x1}|_{y=h_1} = 0$ для индукции пазового рассеяния и $E_1|_{y=0} = 0$ для дополнительной напряженности из-за пазового рассеяния статора (последнее условие соответствует замыканию линий поля B_{x1} в области $y > 0$).

В интегральной форме аналогом (39) будет известное соотношение $\dot{U}_c = -\dot{E}_1 + I_1 R_1 + i I_1 X_1$, где $\dot{U}_c$ — напряжение сети; $\dot{E}_1$ — э. д. с. от основного потока; $I_1 R_1$ и $I_1 X_1$ — падения напряжения в статоре. Значение $\dot{A}_{1m}$ можно выразить через $\dot{B}_m$ и s с помощью (33), тогда из (39) при $\dot{E}_{cm} = \text{const}$ следует, что с ростом s должно уменьшаться B_m . Поскольку в (37) входит B_m^2 , падение P'_1 при значительных s существенно больше, чем по (37) в предположении $\dot{B}_m = \text{const}$. Таким образом, действительное значение s_m , соответствующее максимуму P'_1 , будет заметно меньше, чем по (38).

Используя те же соображения, что и при выводе формулы (39), в рамках дифференциальной теории можно получить выражения для P'_1 и $\cos \varphi$ с учетом активного сопротивления обмотки статора и пазового рассеяния как роторной, так и статорной обмоток, однако формулы получаются громоздкими, а их точность остается невысокой, поскольку лобовое и дифференциальное виды рассеяния по-прежнему не учитываются, как и при выводе (37).

Учет рассеяния в рамках дифференциального метода может использоваться для уточнения $\cos \varphi$. С этой целью найдем вначале максимальную энергию поля пазового

¹ Различие в коэффициентах связано, в частности, с тем, что рассматривается не стержневая обмотка, а многовитковая короткозамкнутая обмотка ротора.

рассеяния статора B_{x1} при прямоугольных пазах, используя систему координат с началом в точке O'' (рис. 1). Для одного паза эта энергия

$$W_n = b_1 l \int_0^{h_1} B_{x1m}^2 / (2\mu_0) dy, \quad (40)$$

причем

$$B_{x1m} = \mu_0 k_{n1} j_{1m} (h_1 - y),$$

как это следует из (25) при граничном условии $B_{x1}|_{y=h_1}=0$.

Энергия поля рассеяния, приходящаяся на единицу площади активной зоны, есть $W'_n = W_n / (lt_1)$. Интегрируя (40), получаем

$$W'_n = \mu_0 h_1 A_{1m}^2 / (6b_1^*). \quad (41)$$

Реактивную мощность пазового рассеяния статора $Q' = \omega W'_n$ можно формально добавить к мнимой части S'_1 , т. е. записать (19) в виде

$$S'_1 = 0,5k\delta' v_1 B_m^2 (R_m + i) / \mu_0 + i\omega\mu_0 h_1 A_{1m}^2 / (6b_1^*)$$

или с учетом $v_1 = \omega D / (2p)$ и (13)

$$S'_1 = i\omega \left[\frac{A_2 B_m D}{2\sqrt{2}p} + i \left(\frac{\delta' B_m^2}{2\mu_0} + \frac{\mu_0 h_1 A_1^2}{3b_1^*} \right) \right], \quad (42)$$

откуда

$$\cos \varphi = \left\{ 1 + \left[\frac{\sqrt{2} p \delta' B_m}{\mu_0 A_2 D} \left(1 + \frac{2\mu_0^2 A_1^2 h_1}{3b_1^* B_m^2 \delta'} \right) \right]^2 \right\}^{-0,5} \quad (43)$$

За счет пазового рассеяния статора $\cos \varphi$ снижается. Аналогичным образом можно учесть в формуле для $\cos \varphi$ пазовое рассеяние ротора, но его роль в режимах, близких к номинальному, невелика, так как изменение магнитной энергии поля рассеяния ротора происходит с циклической частотой ω_s .

В общем виде влияние рассеяния на $\cos \varphi$ учитывается увеличением мнимой части (19) путем введения коэффициента реактивной мощности $k_Q > 1$:

$$S'_1 = 0,5k\delta' v_1 B_m^2 (R_m + k_Q i) / \mu_0. \quad (44)$$

Вместо (24) имеем

$$\cos \varphi = \text{sign } s / \sqrt{1 + \left(\frac{\sqrt{2} k_Q p \delta' B_m}{\mu_0 A_2 D} \right)^2}. \quad (45)$$

Значение k_Q по смыслу есть отношение всей реактивной мощности (т. е. мощности на создание всего магнитного поля АМ) к реактивной мощности зазора (т. е. мощности на создание магнитного поля в рабочем зазоре). В частности, когда учитывается только пазовое рассеяние статора, значение k_Q определяется входящим в (43) выражением в круглых скобках. В более общем случае очевидно имеем

$$k_Q \approx (I_\mu^2 X_r + I_1^2 X_1) / (I_\mu^2 X_r) = 1 + (I_1 / I_\mu)^2 (X_1 / X_r),$$

где I_μ и I_1 — намагничивающий и первичный токи; X_r и X_1 — главное индуктивное сопротивление и сопротивление рассеяния обмотки статора.

Обычно $(I_1 / I_\mu) \approx s X_r / R'_2 \approx 2 - 4$, $(X_1 / X_r) \approx 0,02 - 0,05$ [8]. Согласно вспомогательным оценкам можно приближенно выбирать k_Q от 1,2—1,3 для $\lambda \geq 2,5$ до 1,5—1,7 при $\lambda \leq 0,5$.

Основные расчетные соотношения АМ. Электромагнитная мощность синхронного двигателя (АД) с учетом (21) и $v_1 = \pi D f / p$

$$P_1 = P'_1 \pi D l = \pi^2 f A_2 B_m \lambda D^3 / (\sqrt{2} p). \quad (46)$$

Если учесть, что $B_m \approx \sqrt{2} \alpha k_B B_\delta$, $f = pn/60$ и, как следует из (17) и (24) $A_2 = k_{01} A_1 \cos \varphi$ (при $k_Q = 1$), то (46) легко приводится к известному выражению для полной расчетной мощности АД [8]:

$$P_p = P_1 / \cos \varphi = \alpha k_B k_{01} A_1 B_\delta n_1 \lambda D^3 / 6,1.$$

Здесь и в дальнейшем все величины в формулах измеряются в единицах СИ, а частота вращения — в об/мин.

Главные размеры АД находятся следующим образом. Если значение λ выбирается согласно общим рекомендациям (например, $\lambda = 1,6 p^{-2/3}$ [6]), то из (46) находим D и производим дальнейший расчет двигателя. Во многих случаях однако можно отказаться от изначального выбора λ и находить размеры машины с учетом ограничений на механическую постоянную времени T_J , как это осуществляется, например, в [5, 10]. Определим T_J как

$$T_J = J \Omega_1 / M_n = J \Omega_1^2 / P_1, \quad (47)$$

где Ω_1 — угловая синхронная скорость; M_n — номинальный электромагнитный момент, J — момент инерции, определяемый через массу цилиндрического ротора:

$$M_p = \pi D^3 \lambda k_\gamma \gamma_{ст} / 4 \quad (48)$$

как

$$J = M_p D^2 / 8. \quad (49)$$

Здесь $k_\gamma \gamma_{ст}$ — средняя плотность ротора, выраженная через плотность стали $\gamma_{ст}$ и коэффициент плотности k_γ , учитывающий конструктивную структуру ротора (наличие в нем каналов и полостей, торцевые элементы и т. п.).

Постоянная T_J по физическому смыслу примерно соответствует времени торможения отключаемого АД под действием постоянного номинального нагрузочного момента. Значение T_J отличается от времени запуска двигателя T_n из-за сильной зависимости электромагнитного момента M от скольжения s . В ряде случаев, когда

$\int_{s_n}^1 M ds \approx (1 - s_n) M_n$, значения T_J соответствуют T_n . Из (46), (49) с учетом $\Omega_1 = v_1 / (0,5D)$ следует

$$D = 2 \sqrt{\sqrt{2} p A_2 B_m T_J / (\pi k_\gamma \gamma_{ст} f)}; \quad (50)$$

$$\lambda = \sqrt{2} p P_1 / (\pi^2 f A_2 B_m D^3). \quad (51)$$

Таким образом, если заданы значения p , f и T_J , имеем $D \propto \sqrt{A_2 B_m}$, т. е. при увеличении электромагнитных нагрузок диаметр D должен увеличиваться, чтобы обеспечивалось сохранение T_J . Если же фиксированы p , f , A_2 и B_m , то $D \propto \sqrt{T_J}$, т. е. увеличение T_J обеспечивается за счет возрастания D . При тех же условиях имеем $\lambda \propto P_1$. Рост P_1 обеспечивается пропорциональным удлинением активной зоны при сохранении поперечных размеров машины.

Полученные формулы отражают также влияние на основные размеры машины со стороны синхронной частоты вращения n_1 , так как $f/p = n_1/60$.

Если заданы номинальная мощность P_n , значения f

и T_J , то основные показатели АД находятся следующим образом.

Выбираем p, j_2, B_m, A_2 , исходя из общих рекомендаций [8, 11—13]. Последние обычно относятся к A_1 , поэтому с учетом (17) ориентировочно берем A_2 на 20—40 % меньше рекомендованных значений A_1 . Определяем $n_1=60/f$. По (50) находим D и $v_1=\pi Df/p$. Затем выбираем материал роторной обмотки и по $\sigma_2=k'\sigma_{2l}$ оцениваем номинальное скольжение s согласно (12) и скорость ротора $v=v_1(1-s)$, которые должны соответствовать допустимым значениям. В противном случае можно увеличить p . Частота вращения ротора $n=n_1(1-s)$. Электромагнитная мощность

$$P_1 \approx P_n / (1 - s - \Delta p_{\text{мех}}^*), \quad (52)$$

где $\Delta p_{\text{мех}}^* = \Delta p_{\text{мех}} / P_n \approx 0,01 - 0,05$ — относительное значение механических потерь, которое может предварительно выбираться в указанном диапазоне с учетом значений P_n, n_1 и условий охлаждения.

Если машина имеет вентилятор на валу, основной вклад в $\Delta p_{\text{мех}}$ дают потери в вентиляторе, которые можно оценить по формуле $\Delta p_v \approx (2 + 2,5) D_b^4 b_v n^3 \cdot 10^{-4}$, где D_b и b_v — диаметр вентилятора (м) и ширина его лопатки (м) [6].

Зная P_1 , по (51) определяем λ . Значение λ должно согласовываться с конструктивными ограничениями, условиями охлаждения и предварительно выбранным значением k' , а также обеспечивать существенное различие между n и критическими частотами вращения $n_{\text{кр}}(\lambda)$, соответствующими резонансным колебаниям ротора [8, 11—13]. Далее по (17) и (45) находим A_1 и $\cos \varphi$, причем A_1 должно соответствовать рекомендованным значениям для АД, учитывающим условия охлаждения. Заметим кстати, что для АМ предварительное задание A_2 вместо A_1 более соответствует природе протекающих в активной зоне процессов, поскольку именно значение вторичного тока связано с интенсивностью преобразования энергии. Глубина паза статора $h_1 = A_1 / (j_1 b_1^* k_{\text{п1}})$, где плотность тока j_1 выбирается с учетом вида охлаждения АМ, $b_1^* \approx 0,5 - 0,6$; $k_{\text{п1}} \approx 0,4$ для круглых проводников [6, 8].

Высота ярма статора $h_{\text{я}} = (k_{\sigma 1} / k_c) (\tau / \pi) (B_m / B_{\text{я}})$, где $B_{\text{я}}$ — амплитуда индукции в ярме; $k_{\sigma 1}$ — коэффициент рассеяния статора; k_c — коэффициент заполнения пакета сердечника сталью. Приблизительно $(B_m / B_{\text{я}}) \approx 0,5$; $k_{\sigma 1} \approx 1,05 - 1,1$; $k_c \approx 0,95$.

Наружный диаметр сердечника статора $D_n = k_D D$, где $k_D = 1 + (2h_1 / D) + (2h_{\text{я}} / D)$. Если приближенно принять, что объем $\pi D_n^2 l / 4$ соответствует объему активных элементов машины, то их масса

$$M_a = \pi k_D^2 D^3 \lambda k' \gamma_{\text{ст}} / 4, \quad (53)$$

где $k' \gamma_{\text{ст}}$ — средняя плотность активного объема АД, выраженная через плотность стали $\gamma_{\text{ст}}$ и коэффициент плотности k' , учитывающий конструктивную структуру ротора и статора, наличие активных элементов за пределами длины l (например, лобовых частей) и т. п.

Определим удельную массу материалов как $\dot{m}_a = M_a / P_1$. С учетом (46)

$$\dot{m}_a = \frac{k_D^2 k' \gamma_{\text{ст}} p}{2 \sqrt{2} \pi f B_m A_2} = \frac{30 k_D^2 k' \gamma_{\text{ст}}}{\pi \sqrt{2} n_1 A_2 B_m}. \quad (54)$$

Полная удельная масса $\dot{m} = k_{\text{к}} \dot{m}_a$, где $k_{\text{к}}$ — конструктивный коэффициент [12]. Ориентировочно $k_{\text{к}} \approx 1,4 - 2$, причем $k_{\text{к}}$ тем меньше, чем больше P_1, n и λ (в допустимых пределах).

С помощью записанных формул можно сразу оценить $\dot{m}$ в начале расчета на основе предварительно выбранных p, f, B_m, A_2 .

При расчете потерь в АМ будем использовать подход, развитый в [5, 10] применительно к синхронным машинам.

Потери в обмотке статора $\Delta p_{a1} = j_1^2 Q_{a1} / \sigma_1$, где Q_{a1} — объем проводников обмотки статора. При отгибе лобовых частей на угол $\varphi_{\text{л}} = 45^\circ$ имеем $Q_{a1} \approx \pi h_1 b_1 k_{\text{п1}} (D + h_1) (l + \sqrt{2} \tau)$. Отклонения $\varphi_{\text{л}}$ от 45° несущественно влияют на Q_{a1} . Если учесть, что $h_1 = A_1 / (j_1 b_1^* k_{\text{п1}})$, то получим $\Delta p_{a1} \propto j_1 A_1$. Поэтому во многих случаях по значению произведения $j_1 A_1$ оценивают тепловые нагрузки машин [6, 8].

Электрические потери в обмотке ротора $\Delta p_{a2} = j_2^2 Q_{a2} / \sigma_2$, где $Q_{a2} = \pi D l \Delta$ — объем проводников ротора в пределах длины l (наличие внешних элементов обмотки ротора учитывается значением σ_2 , как отмечалось выше); Δ — эквивалентная толщина токового слоя ротора ($\Delta = A_2 / j_2$). С учетом (8) и (21)

$$\Delta p_{a2} = 0,5 s v_1 A_{2m} B_m \pi D^2 \lambda = s P_1,$$

что совпадает с известной формулой теории АМ.

Объем стали зубцов статора

$$Q_{z1} \approx \pi h_1 l (1 - b_1^*) (D + h_1) k_c,$$

их масса

$$M_z = \gamma_{\text{ст}} Q_{z1}.$$

Соответственно объем и масса стали ярма статора

$$Q_{\text{я}} = \pi l h_{\text{я}} (D + 2h_1 + h_{\text{я}}) k_c; \quad M_{\text{я}} = \gamma_{\text{ст}} Q_{\text{я}}.$$

Зная массы M_z и $M_{\text{я}}$, можно найти потери в стали статора при известных частоте и индукции (см. например, [6]), причем индукция в зубцах $B_z \approx B_m / (1 - b_1^*)$.

Механические потери оцениваются по значениям D, l, n и условиям охлаждения с помощью известных формул [8, 11, 13]. Добавочные потери $\Delta p_d \approx 0,01 P_n$. По суммарным потерям Δp оценивается к. п. д. двигателя

$$\eta = P_n / (P_n + \Delta p).$$

Для некоторых типов АД или асинхронных генераторов (АГ), работающих на автономную нагрузку, может представить интерес расчет машины на предельные окружные скорости ротора v_m , определяемые прочностными ограничениями.

Введем для этого случая понятие механической мощности АМ:

$$P_{\text{мех}} = P_1 - \Delta p_{a2} = P_1 (1 - s).$$

С учетом (21) и $v_1 = v_m / (1 - s)$ имеем

$$P_{\text{мех}} = \pi v_m A_2 B_m \lambda D^2 / \sqrt{2}. \quad (55)$$

Определим также для таких режимов механическую постоянную как

$$T_J = J \Omega^2 / P_{\text{мех}}, \quad (56)$$

где Ω — угловая скорость ротора, соответствующая v_m ($\Omega = 2v_m/D$).

Для двигательного режима T_j по-прежнему характеризует время торможения ротора под действием нагрузки; для генераторного режима — время запуска машины при холостом ходе под действием номинального приводного момента. С учетом (48) и (49) имеем из (55) и (56)

$$D = 4\sqrt{2} A_2 B_m T_j / (k_\gamma \gamma_{ст} v_m). \quad (57)$$

Если определить удельную массу АМ для этого случая как $\dot{m}' = M/P_{мех}$, то с учетом (53) и (55)

$$\dot{m}' = k_D^2 k_\gamma k_k \gamma_{ст} D / (2\sqrt{2} v_m A_2 B_m). \quad (58)$$

Подставляя (57) в (58), имеем

$$\dot{m}' = 2k_D^2 k_k k_\gamma T_j / (k_\gamma v_m^2). \quad (59)$$

Таким образом, наиболее эффективный способ снижения $\dot{m}'$ при $T_j = \text{idem}$ — увеличение предельной скорости ротора v_m . Зависимость $\dot{m}'$ от электромагнитных нагрузок проявляется через T_j . Скольжение, соответствующее $v_m = v_1(1-s)$, находится из (12):

$$s = \left(1 \pm \frac{\sigma_2' v_m B_m}{\sqrt{2} j_2} \right)^{-1}, \quad (60)$$

где «плюс» относится к двигательному, а «минус» — к генераторному режимам.

Значения v_m , σ_2 , j_2 должны обеспечивать $|s| \leq 0,05$. В противном случае недопустимо возрастают потери в роторе. Кроме того, при больших s , как отмечалось выше, правомерность дифференциальной теории АМ нарушается. Требуемая частота тока в статоре

$$f = p v_m / [\pi D (1-s)]. \quad (61)$$

Если заданы значения v_m , T_j , A_2 , B_m , $P_{мех}$, то вначале проводится предварительная оценка $\dot{m}'$ по (59), затем находятся D и λ по (57) и (55), s , v_1 , f , $\cos \varphi$ по (45) и A_1 по (25), после чего оцениваются размеры статора, потери, к. п. д. и уточняется значение $\dot{m}$.

Реактивная мощность возбуждения АГ находится с учетом (22)

$$Q = k_Q \pi^2 f \delta' B_m^2 \lambda D^2 / \mu_0. \quad (62)$$

Значение Q позволяет оценить массу конденсаторов, необходимую для возбуждения АГ, работающего на автономную нагрузку [6].

Примеры расчетов АМ. С помощью полученных соотношений были проведены приближенные расчеты трех вариантов АМ с интенсивным воздушным охлаждением: асинхронных двигателей (варианты №№ 1 и 2) и асинхронного генератора, работающего на автономную нагрузку (вариант № 3). Основные показатели машин приведены в таблице. Задаваемые или предварительно выбираемые данные подчеркнуты снизу. Для всех вариантов $p=2$, $b_1=0,6$, $k_{п1}=0,4$, $k_{от}=0,9$. Стальные сердечники статора и ротора набираются из листовой стали марки Э11 толщиной 0,5 мм (вариант № 1) и марки Э21 (сталь 1311) толщиной 0,35 мм (варианты №№ 1 и 3). Принималось, что

Показатель, его обозначение	Варианты		
	№ 1	№ 2	№ 3
Мощность, кВт P_1/P_H (электромагнитная/номинальная)	13,5/13	11/10	30/28
Рабочая температура, °C t	75	200	200
Механическая постоянная, с T_j	0,15	0,2	0,5
Частота в статоре, Гц f	50	400	715
Синхронная частота вращения, об/мин n_1	1500	12 000	21 450
Амплитуда индукции, Тл B_m	0,8 (0,78)	0,7	0,7
Линейная нагрузка: А/см: статора A_1	310 (310)	301	283
ротора A_2	262	200	200
Плотность тока, А/мм²: в статоре j_1	5,1	12	12
в роторе j_2	3,4	10	10
Диаметр активной зоны, м	0,182 (0,184)	0,06	0,07
Расчетный зазор, мм δ'	1	0,7	0,7
Геометрический фактор λ	0,6 (0,67)	2,62	2,5
Глубина паза статора, мм h_1	25,5 (25)	10	9
Высота яра статора, мм h_H	29 (30)	9	9,6
Скорость ротора, м/с v	14,1	36,2	80
Эффективная вторичная проводимость, 1/Ом·м σ_2'	15,5·10 ⁶	14·10 ⁶	14·10 ⁶
Коэффициент проводимости k'	0,675	0,8	0,8
Скольжение s	0,0267 (0,0272)	0,0383	—0,0183
Коэффициент мощности $\cos \varphi$	0,89 (0,88)	0,673	—0,73
Коэффициент реактивной мощности k_Q	1,4	1,2	1,2
Потери, Вт: в обмотке статора Δp_{a1}	714 (691)	546	707
в обмотке ротора Δp_{a2}	404 (382)	425	550
в яре статора Δp_H	202 (192)	203	753
в зубцах статора Δp_z	77 (88)	157	587
механические $\Delta p_{мех}$	100	500	1530
добавочные $\Delta p_{д}$	130	100	300
КПД η	0,886 (0,89)	0,838	0,873
Удельная масса активных материалов, кг/кВт $\dot{m}_a^*$	4,1	0,76	0,42
Конструктивный коэффициент k_k	1,8	1,5	1,5
Полная удельная масса, кг/кВт $\dot{m}$	7,4	1,2	0,64 1,3*

* с батареей конденсаторов.

расчетный зазор δ' вдвое больше конструктивного, т. е. $k_\delta k_\mu = 2$. Материал обмотки статора — медь, обмотки ротора — алюминий. Коэффициент плотности $k_\gamma \approx k_\gamma$ задавался в диапазоне 0,85—0,9.

Вариант № 1 по исходным данным выбирался близким к примеру расчета АД, подробно рассмотренному в [8]. В скобках указаны расчетные значения показателей двигателя согласно [8]. Видно, что для основных показателей дифференциальная теория дает примерно те же значения, что и обычная теория, хотя время на их получение во много раз меньше.

Вариант № 2 соответствует высокооборотному электроприводу (например, для авиационных энергоустановок).

Асинхронный генератор (вариант № 3) рассчитывался на предельно допустимую скорость ротора $v_m = 80$ м/с. Для его возбуждения используется батарея конденсаторов типа К75-10 с удельной массой $\dot{m}_c = 0,6$ кг/кВ·А при $f=715$ Гц [6]. Предполагается, что

АГ работает на чисто активную нагрузку. При индуктивном характере нагрузки масса конденсаторов должна быть увеличена.

Интересно, что переход в варианте № 3 к $p=1$ при прочих равных условиях приводит к увеличению $|\cos \phi|$ до 0,94 и двукратному снижению реактивной мощности АГ, однако m при этом практически не изменяется (1,3 кг/кВт), так как, во-первых, увеличивается удельная масса машины (до 0,75 кг/кВт) из-за двукратного возрастания h_n и увеличения k_d от 1,63 до 1,8 и, во-вторых, увеличивается удельная масса конденсаторов (до 0,8 кг/кВ·А) из-за двукратного снижения частоты [6].

При расчете АГ проявляется одно из достоинств дифференциального метода, связанное с тем, что не нужно заранее знать рабочее напряжение и согласовывать его с частотой конденсаторов, как это делается при использовании обычной теории, поскольку вначале находится f , а затем рациональное значение напряжения обеспечивается за счет варьирования числа витков обмотки статора.

Снижение значений k' и k_q для вариантов №№ 2 и 3 определяется значительными λ , благодаря чему падает роль элементов, расположенных вне активной зоны (короткозамыкающих колец на роторе, лобовых частей статора и т. п.). Уменьшенный конструктивный коэффициент k_k для этих же вариантов связан с быстротходностью АМ, а пониженные значения B_m — с относительно высокой рабочей температурой и стремлением обеспечить нормальные значения $\cos \phi$.

Для варианта № 1 было оценено значение s_m по (38) (учитывающее только пазовое рассеяние ротора), которое оказалось равным 0,52. При учете всех видов рассеяния в аналогичном примере по полной методике имеем $s_m=0,11$ [8]. Полученное различие значений s_m легко объяснить, если учесть, что согласно классической теории АМ значение s_m приблизительно обратно пропорционально сумме приведенных индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток АМ, вклад в которую со стороны пазового рассеяния ротора составляет обычно 20—40 %. Таким образом, как показывают вспомогательные расчеты, для предварительных грубых оценок s_m можно пользоваться формулой (38) с уменьшением получаемого результата в 3—4 раза. По найденному таким образом значению s_m оценивается кратность максимального момента машины $M_{\max}/M_n=0,5[(s/s_m)+(s_m/s)]$

и строится приближенная зависимость $M(s)$, необходимая для анализа динамических режимов АМ. При таком подходе были получены следующие оценки. Для варианта № 2: $s_m=0,188$, $M_{\max}/M_n=2,56$; для варианта № 3: $|s_m|=0,105$; $M_{\max}/M_n=3$ (принималось $b_2=0,25$, $k_{n2}=0,9$, результат по (38) уменьшался в 4 раза).

Однако, как уже отмечалось, подобные оценки s_m в рамках дифференциальной теории носят сугубо приближенный характер и нуждаются в последующем уточнении на основе полных методик расчета АМ.

Таким образом, дифференциальная теория АМ позволяет быстро осуществить приближенный расчет основных показателей машины в двигателюном и генераторном режимах, а также оценить в общем виде влияние различных исходных данных (числа полюсов, линейных нагрузок, индукции, механической постоянной, предельных скоростей ротора и др.) на массу, габариты, к. п. д. и $\cos \phi$ асинхронной машины.

Дифференциальная теория может быть полезной на начальных этапах проектирования АМ различного типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов — Смоленский А. В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
2. Вольдек А. И. Индукционные магнитогиродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — Л.: Энергия, 1970.
3. Специальные электрические машины/А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин и др. — М.: Энергоиздат, 1982.
4. Леви Э., Паниер М. Электромеханическое преобразование энергии. — М.: Мир, 1969.
5. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. — М.: Высшая школа, 1985.
6. Балагуров В. А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. — М.: Высшая школа, 1982.
7. Вольдек А. И. Электрические машины. — М.: Энергия, 1966.
8. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин. — М.: Энергия, 1969.
9. Шимони К. Теоретическая электротехника. — М.: Мир, 1964.
10. Бут Д. А. Особенности расчета высокоиспользованных синхронных генераторов для автономных энергоустановок. — Электричество, 1985, № 3.
11. Проектирование электрических машин — И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др. — М.: Энергия, 1980.
12. Поспелов Л. И. Конструкции авиационных электрических машин. — М.: Энергоиздат, 1982.
13. Гольдберг О. Д., Гуринов Я. С., Свириденко И. С. Проектирование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1984. [21.3.85]

УДК 621.313.322-81.017.71.001.24

Проявление скрытых термических дефектов в активных частях турбогенераторов

ВОЙТЕКО Н. С., ГУРЕВИЧ Э. И., КАРТАШОВА Т. Н.

Ленинград

Постановка вопроса. По мере возрастания требований к надежности работы электроблоков на электростанциях повышается значение сведений о реальном тепловом состоянии турбогенераторов. Основной вопрос о соответствии температуры активных частей генератора нормам решается в условиях эксплуатации на основе опроса температурных датчиков, объединяемых в систему штатного теплового контроля, и сопоставления их по-

казателей с заранее регламентированными значениями температуры. Нередко при этом термические дефекты не являются до такой степени очевидными, что для их обнаружения достаточно простого сравнения измеренной и нормированной температур. Значительная часть температурных аномалий, особенно тех, которые возникают на ранних стадиях повреждения машины, возникает в виде так называемых скрытых дефектов, которым соот-

ветствуют слабые неявные сигналы средств информации и которые могут быть отделены от разнообразных сигналов помех лишь специальным анализом. К таким дефектам относятся, в частности, местные нагревы обмоток статора и ротора, обусловленные закупоркой отдельных охлаждающих каналов или их групп.

Конкретные исследования температурных нарушений в обмотке ротора показывают, что сравнительно обширные очаги повышенного нагрева (более 10 % всей обмотки) могут быть обнаружены на базе измерения средней температуры обмотки в установившихся и переходных тепловых режимах [1]. Что касается мелкоочаговых дефектов в роторе, то их невозможно определить по средней температуре обмотки даже и в тех случаях, когда местные избыточные нагревы являются чрезвычайно высокими.

Закупорка отдельных полых проводников обмотки статора, как показывает опыт, может быть обнаружена обычными средствами эксплуатационного теплового контроля лишь при определенных благоприятных условиях, причем различные способы установки штатных термометров обладают неодинаковой эффективностью [2].

К числу скрытых дефектов уместно отнести также местные повышения температуры активной стали статора, происходящие на значительном удалении от средств температурного контроля, который ограничивается обычно опросом избранных точек в средней и торцевых частях статора.

Опыт эксплуатации турбогенераторов на электростанциях, с одной стороны, свидетельствует о целесообразности увеличения объема информации о температуре в активном объеме машины, с другой стороны, предупреждает против неоправданного возрастания количества применяемых температурных датчиков. Указанное противоречие в перспективе может быть разрешено внедрением нетрадиционных технических идей и стратегий, использующих бестеплоконтактные средства измерения температуры в активной зоне генератора, ионизационные камеры для определения продуктов температурного перерождения изоляционных материалов, термоиндикаторы плавления и др. [3]. При всем разнообразии конкретных решений получения температурной информации эффективными могут быть признаны лишь те из них, в которых гарантирована достаточно надежная связь между масштабами реального термического дефекта и его отображения измерительными средствами. Иными словами, чувствительность контактного или бесконтактного термопреобразователя, примененного в той или иной конкретной области, к изменению температуры в возможном очаге повышенного нагрева должна быть не только достаточно высокой, но и в надлежащей мере устойчивой по отношению к посторонним источникам температурных помех.

В статье исследуются температурные поля в активных частях современных высокоиспользованных турбогенераторов при наличии температурных дефектов в них с последующей оценкой температурной чувствительности реальных и гипотетических средств измерения к избыточному нагреву обмотки ротора, обмотки статора и активной стали статора.

Термические дефекты в обмотке статора с водяным охлаждением. При эксплуатации турбогенераторов с водяным охлаждением обмотки статора необходимо обеспечить поток воды не только по всем крупным параллельным ветвям системы (стержень или пара последовательно соединенных стержней), но практически так-

же и по всем охлаждающим каналам внутри стержня. Существующие средства теплового контроля — термометры сопротивления, закладываемые в каждый паз под клин, — надежно защищают турбогенератор от повреждений, связанных с закупоркой или обрывом отдельных гидравлических цепей, однако они не обладают достаточной чувствительностью по отношению к локальным очагам повышенного нагрева, обусловленным, например, закупоркой отдельных полых проводников.

В турбогенераторах мощностью 800 МВт и выше традиционная система, состоящая из термометров сопротивления под клином, дополняется термометрами на боковой поверхности изоляции при выходе стержня из паза. В таком сочетании при определенных условиях может быть обеспечено расширение «зоны защиты» обмотки от термических повреждений.

Количественные характеристики чувствительности термометров к очагу местного нагрева получены расчетным путем. Расчеты выполнены применительно к обмотке статора турбогенератора мощностью 800 МВт в исправном состоянии и при закупорке одного, двух и трех полых проводников.

Температурное поле стержня исследовано в конечно-разностной форме в нескольких поперечных сечениях с учетом неравномерности тепловыделения по высоте и длине стержня с транспонированными проводниками. Переход от одного сечения к другому выполнен с учетом повышения температуры дистиллята по длине стержня: охлаждающий дистиллят в рассматриваемом сечении подогрет потерями, отведенными им на предыдущих участках. Термические связи стержня со смежными областями (пакетом активной стали, пазовым клином, охлаждающим газом, изоляционными деталями) учитываются введением в модель укрупненных эквивалентных термических сопротивлений. Исходными данными для расчетов служат теплофизические параметры обмотки и местные потери в элементарных проводниках.

В качестве примера на рис. 1 показаны расчетные температуры в двух сечениях стержня, содержащего два закупоренных проводника. На рис. 2 представлены распределения по длине стержня максимальной в сечении температуры и температуры наружной поверхности стержня под клином. Расчеты показывают, что при расположении дефектных проводников на расстоянии, превышающем 40 % высоты стержня, их уже не удастся обнаружить, даже если избыточная температура этих проводников составляет многие десятки градусов.

Следует заметить, что наличие корпусной изоляции значительно ослабляет температурный сигнал и в том случае, когда закупоренный проводник находится в непосредственной близости к контролируемой поверхности. Так, повышение на 100 °С температуры верхнего проводника, отделенного от термометра слоем корпусной изоляции, вызывает повышение показаний термометра под клином всего на 25 °С. Полученное четырехкратное ослабление температурного воздействия нагретого проводника на термометр вызвано следующими обстоятельствами: во-первых, напротив термометра, на противоположной стороне корпусной изоляции находятся два проводника — дефектный (в котором имеется полный избыточный нагрев) и неповрежденный (с практически отсутствующим избыточным нагревом); во-вторых, термометр сопротивления примерно одинаково удален от источника избыточного нагрева и стоков теплоты (в масштабе термических сопротивлений). Дейст-

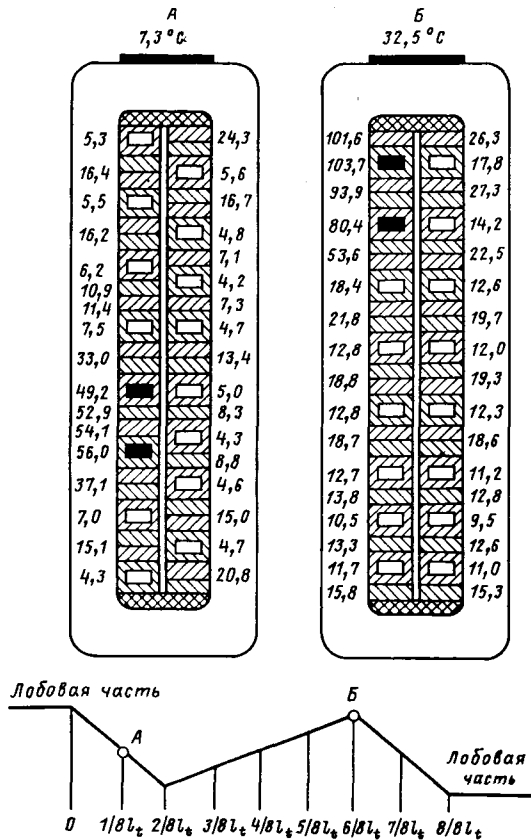


Рис. 1. Распределение температуры в поперечном сечении стержня при закупорке двух соседних каналов в пазовой части на расстоянии $1/8$ (А) и $6/8$ (Б) длины от начала по ходу воды

вие указанных обстоятельств примерно равноценно в количественном отношении.

При установке термометра на боковой поверхности стержня создается возможность выявления местного дефекта безотносительно к глубине залегания закупоренного проводника. В этом случае термометр отделен слоем корпусной изоляции от всего столбца проводников, среди которых могут находиться и дефектные. При идеальной тепловой изоляции датчика от элементов конструкции с газовым охлаждением он показал бы среднюю температуру этого столбца (рис. 3). Реальные условия теплообмена в районе установки датчика искажают эту картину, смещая ее в сторону ослабления чувствительности термометра.

Соответствующие расчетные результаты приведены на рис. 4 для случая двух закупоренных проводников, которые могут быть расположены в любом месте по высоте стержня. Здесь показана в относительных единицах реакция термометра на местное повышение температуры стержня в зависимости от расположения дефектных проводников. Быстрому снижению чувствительности термометра под клином с удалением дефектного проводника от термометра (кривая 1) противопоставляется вполне приемлемая чувствительность термометра, установленного на боковой грани стержня (кривая 2); эта чувствительность при любом расположении дефектной зоны не выходит за пределы 8—15%. Например, для турбогенератора мощностью 800 МВт закупорка двух соседних полых проводников № 4 и 5 приводит к повышению их температуры на $46,4$ °C. При этом показания термометра под клином увеличиваются на $0,3$ °C

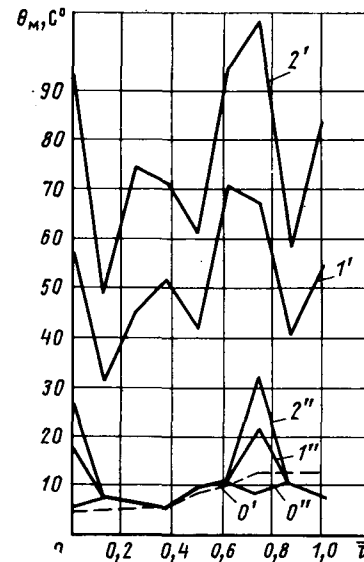


Рис. 2. Распределение повышения температуры вдоль проводника обмотки статора (кривые $0'$, $1'$, $2'$ и под клином ($0''$, $1''$, $2''$)):

0 — без повреждений; 1 — закупорен один канал; 2 — закупорены два соседних канала

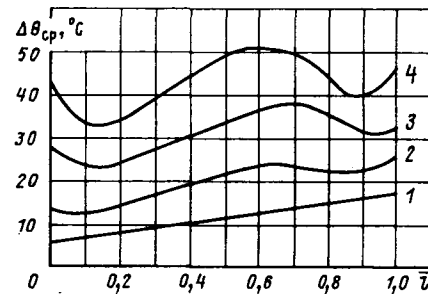


Рис. 3. Распределение средней температуры меди по длине стержня:

1 — исправный стержень; 2 — закупорен один канал; 3 — закупорены два соседних канала; 4 — закупорены три соседних канала

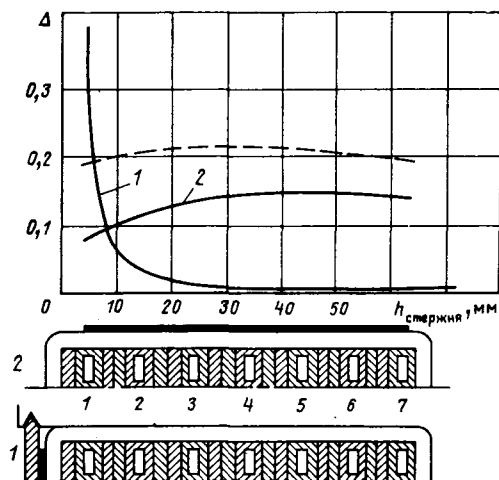


Рис. 4. Температурная отзывчивость термометров сопротивления, установленных под клином (1) и на боковой поверхности стержня (2); пунктирная линия соответствует идеальной наружной изоляции термометра на боковой поверхности

(чувствительность $\Delta=0,006$), а показания термометра на боковой поверхности — $6,7^\circ\text{C}$ (чувствительность $\Delta=0,144$).

Наличие естественного разброса в показаниях многочисленных термометров, устанавливаемых в пазах статора, затрудняет обнаружение температурных дефектов. Это касается тех неявных или сомнительных случаев, когда повышение температуры в месте установки датчика соизмеримо с масштабом указанного разброса.

Рассеивание показаний термометров сопротивления в турбогенераторах охватывает пределы от 2 до 5°C [6]. В таблице показаны области, за пределы которых (применительно к тому или иному конструктивному виду машины) должны выходить достоверно регистрируемые избыточные нагревы, свидетельствующие о температурных аномалиях в обмотке статора. Например, для турбогенераторов с одноструйной системой вентиляции только показания, отличающиеся от среднеарифметического из показаний всех термометров, заложенных под клином, более чем на 3°C , могут давать первоначальные основания для выдвижения гипотезы о термическом дефекте.

Рассматривая с указанных позиций графики рис. 1—4, следует ориентироваться на отмеченную выше полосу реального разброса, в пределах которой температурное отклонение, зафиксированное средствами эксплуатационного контроля, не может быть признано значимым.

Из сказанного выше следует, что применяемые в настоящее время электрические датчики температуры — термометры сопротивления, находящиеся в тепловом контакте с наружной поверхностью изоляции стержня, — при определенных условиях обладают приемлемой эффективностью даже в тех случаях, когда речь идет о выявлении мелкоочагового дефекта. Обсуждаемые в литературе последних лет бестеплоконтактные (оптические) средства измерения температуры [4, 7] не имеют, по-видимому, решающих преимуществ перед контактными применительно к обследованию поверхности лобовой или пазовой части обмотки с водяным охлаждением. Что касается датчиков, предназначенных для установки непосредственно на медь под слоем корпусной изоляции с бестеплоконтактной передачей сигнала за пределы машины [8], то их надежность и помехозащищенность пока еще недостаточны для практического использования.

Местные повышения температуры обмотки ротора с непосредственным газовым охлаждением. Циркуляция газа в каналах обмотки ротора, обеспечиваемая заборниками и дефлекторами, может быть ослаблена вследствие полного или частичного перекрытия некоторой части каналов. Нарушения такого рода бывают связаны с повреждением и смещением изоляционных подклиновых прокладок или медных проводников, при этом возможно перекрытие в пазу целой группы каналов, образующих пару соседних разноименных отсеков. Случается также независимое засорение отдельных каналов, не представляющее для ротора такой серьезной опасности, как групповая закупорка.

Уменьшение или прекращение циркуляции газа в отдельных каналах приводит к возрастанию местной температуры обмотки. Последующее развитие дефекта в особо тяжелых случаях может принимать лавинообразный характер, поскольку повышенный нагрев изоляционной подклиновой прокладки способен привести

Схема вентиляции		Рассеяние $\Delta\theta$, К	Наибольшее предельное отклонение (при доверительной вероятности $\alpha=0,95$)
Радиально-тангенциальная	зона холодного газа	$2,9 \pm 1,2$	5,3
	зона нагретого газа	$1,0 \pm 0,4$	1,8
Одноструйная		$1,3 \pm 0,9$	3,1

к ее разрушению и последующему еще большему закупориванию каналов. При этом увеличение сопротивления обмотки по мере ее нагревания играет роль еще одной положительной обратной связи, усугубляющей повреждение.

Местные повышения температуры, имеющие мелкоочаговый характер, практически не сказываются на средней температуре обмотки, которая только и подлежит контролю в условиях эксплуатации турбогенератора. Имея в виду отдаленную перспективу применения бестеплоконтактных средств измерения, можно считать доступными для обследования наружные поверхности зубцов и пазовых клиньев ротора, температура которых может определяться при помощи оптического пирометра, имеющего весьма малую термическую инерцию [4].

Для целей диагностики представляет интерес тепловое состояние роторов с самовентиляцией из зазора, температурные аномалии в котором вызваны уменьшением расхода газа или перекрытием вентиляционных каналов. Неравномерное распределение температуры в исправной обмотке обусловлено непостоянством потерь по высоте паза (если это трапециевидный паз) и неодинаковым нагревом газа, охлаждающего различные участки обмотки. Температурные дефекты накладываются на указанное распределение в виде местных избыточных нагревов.

Расчет распределения температуры обмотки в пределах пазового деления осуществлялся на основе конечно-разностного представления уравнения теплопроводности при следующих допущениях: физические параметры газа неизменны по длине охлаждающего канала и не зависят от температуры, перепад температуры по ширине проводника пренебрежимо мал, потери сосредоточены в точках встречи каналов на противоположных сторонах паза. Исследованию подлежит двумерное (радиально-аксиальное) температурное поле с учетом теплопроводности между витками, подогрева газа по длине охлаждающих каналов, зависимости тепловых деления от температуры. Термические связи стержня обмотки ротора с зубцом и пазовым клином учитываются введением соответствующих тепловых сопротивлений. Для упрощения расчета подогрев газа и зависимость удельных потерь от температуры учитываются на основе следующей итерационной схемы. Вначале определяется температурное поле обмотки при нулевом значении подогрева газа в узлах по длине каждого охлаждающего канала. Далее по полученному распределению температуры рассчитываются в нескольких приближениях тепловые нагрузки и подогрев охлаждающего

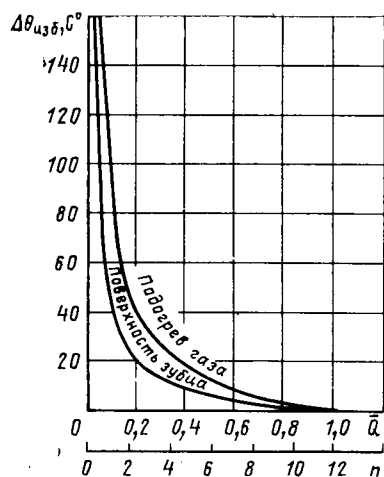


Рис. 5. Зависимость избыточной температуры поверхности зубца и газа от относительного расхода газа и числа открытых каналов

газа. Итерационный расчет завершается лишь при достаточно малом отличии температуры наиболее нагретой области в последующем и предыдущем приближениях.

Рассчитаны температурные поля обмотки ротора турбогенераторов мощностью 800—1000 МВт в исправном состоянии и в двух сходных аварийных ситуациях: при уменьшении расхода газа и при перекрытии различного количества каналов выходного отсека ротора. Расчеты показывают, что уменьшение расхода на 50 % приводит к повышению температуры в поврежденном отсеке на 20—30 °С и в смежных с ним отсеках на 10—20 °С. Уменьшению расхода в 10 и более раз соответствует повышение максимальной температуры на сотни градусов, при этом избыточный нагрев меди в поврежденном отсеке и смежных с ним в заметной мере зависит от расположения витка в пазу. Полной непроходимости каналов ($Q=0$) соответствует максимальный избыточный нагрев более 700 °С в верхнем витке и неограниченное нарастание температуры в нижнем витке.

Указанным изменениям температурного состояния обмотки против исходного сопутствуют более или менее заметные перераспределения температуры охлаждающего газа и наружных поверхностей ротора, обращенных в зазор. При этом температура зубцов испытывает кондуктивное воздействие со стороны обмотки через корпусную изоляцию, а на избыточную температуру пазовых клиньев оказывает первоочередное влияние температура газа, выходящего из дефлекторов (только полное прекращение движения газа приостанавливает такой механизм передачи тепла, заменяя его кондуктивным).

На рис. 5 построены зависимости избыточных температур на наружных поверхностях ротора от относительного расхода газа $\bar{Q}$ через отсек. Как видим, поверхность клина более отзывчива к уменьшению расхода, чем поверхность зубца.

Задача о закупоривании отдельных каналов обмотки ротора дает результаты, близкие к предыдущим. На рис. 6 показаны распределения температуры в нижнем (а) и верхнем (б) витках при постоянном нарастании количества закупоренных каналов в выходном отсеке (цифра на кривой — число неповрежденных каналов).

Расчеты показывают, что в некоторых неблагоприятных условиях температура наиболее нагретых участков обмотки может неограниченно возрастать, т. е. установившееся тепловое состояние таких участков оказыва-

ется недостижимым. Известно, что подобные условия складываются в системах с малоинтенсивным охлаждением при ощутимой зависимости потерь от температуры [5]. Если потери в теле зависят от температуры $P=P_0(1+\beta\theta)$ и его охлаждение может быть охарактеризовано приведенной интенсивностью kF (Вт/К), то неустановившийся тепловой процесс в таком теле описывается уравнением

$$cG \frac{d\theta}{dt} + kF\theta = P_0(1 + \beta\theta) \quad (1)$$

с начальным условием $\theta(0) = 0$.

Здесь c , G — удельная теплоемкость и масса тела; k , F — условный коэффициент теплопередачи и поверх-

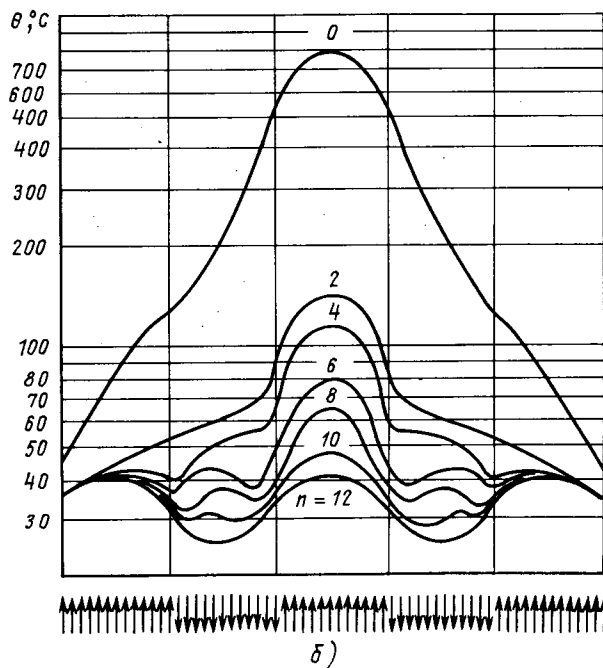
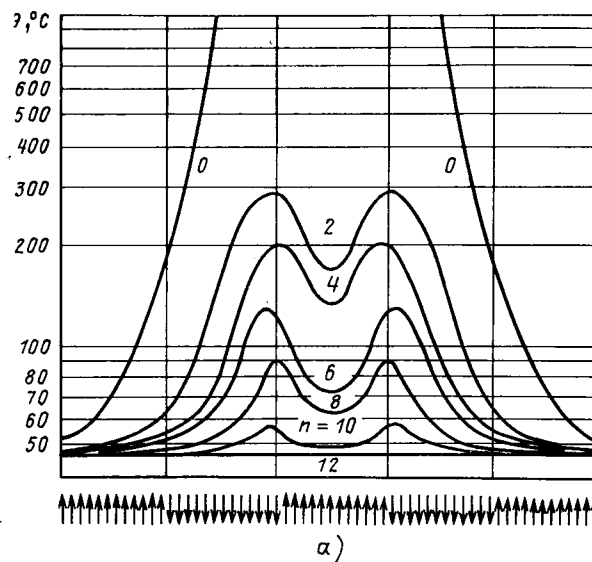


Рис. 6. Распределение температуры в нижнем (а) и верхнем (б) витках обмотки ротора в зависимости от количества открытых каналов в дефектном отсеке

ность охлаждения; β — температурный коэффициент сопротивления.

Решение (1) имеет вид:

$$\theta = \frac{\theta_0}{1 - \beta \theta_0} \left(1 - e^{-(1 - \beta \theta_0) \frac{t}{T_0}} \right), \quad (2)$$

откуда следует, что установившаяся температура $\theta_y = \theta_0 / (1 - \beta \theta_0)$ достигается лишь при условии $\theta_0 < \beta^{-1}$ или

$$R_{\text{экв}} = \frac{1}{kF} < \frac{1}{\beta P_0}, \quad (3)$$

где $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное тепловое сопротивление стока.

Для медной обмотки $\beta = 0,004$, так что условие (3) принимает вид:

$$R_{\text{экв}} < 250/P_0. \quad (3a)$$

Если для некоторого участка обмотки условие (3) не выполняется, то следует ожидать лавинообразного повышения температуры этого участка.

Заметим, что местные нарушения системы газового охлаждения обмотки ротора возникают в условиях эксплуатации значительно реже, чем, скажем, закупорка полых проводников обмотки статора с водяным охлаждением. Более типичны для ротора случаи, когда ухудшение проходимости группы каналов происходит в ходе производственных операций, ремонта и т. п. Отклонения такого рода выявляются на неподвижном роторе специальным контролем проходимости каналов, который по своему содержанию и задачам является диагностическим. Что касается перспективы обследования температуры поверхности ротора в процессе эксплуатации турбогенератора, то она целиком определяется развитием многоканальных оптических систем измерения температуры, обладающих весьма низкой тепловой инерционностью (менее 1 мс).

Местные повышения температуры пакетов активной стали статора. Наиболее опасные повреждения сердечника статора турбогенератора возникают вследствие недостаточной первоначальной запрессовки или ослабления пакетов активной стали, что приводит в процессе эксплуатации к вибрации листов, повреждению изоляции, замыканию отдельных листов. Сопутствующими дефектами являются повышенные местные нагревы, причем температура поврежденных участков достигает сотен градусов. Указанные повреждения встречаются на практике значительно реже, чем повреждения обмоток, и распространяются в основном на зубцовую зону, в частности, на область расточки статора и дна пазов.

Штатные средства теплового контроля активной стали статора насчитывают обычно не более одного-двух десятков термометров, укладываемых на дно отдельных пазов посередине и вблизи торцевых пакетов. Ясно, что вероятность обнаружения дефектов здесь невелика из-за ограниченности пространства, контролируемого термометрами. В принципиальном плане для более надежного выявления местных очагов повышенного нагрева в зубцовой зоне сердечника статора могут быть применены различные контактные и бесконтактные средства измерения, использующие доступные для обследования участки пакетов. К таким участкам относятся поверхности, обращенные в радиальные каналы и в зазор машины.

С целью выяснения чувствительности доступных для наблюдения поверхностей пакета активной стали к термическим дефектам внутри пакета были проведены рас-

четы температурных полей среднего и торцевого пакетов сердечника статора турбогенератора мощностью 800 МВт. Моделирование осуществлялось на основе конечно-разностного представления уравнения теплопроводности для системы с распределенными источниками.

Повышенный нагрев возникает при увеличении местного тепловыделения в небольшом очаге, расположенном в зубце. Если такой очаг находится на расточке, то основание зубца испытывает незначительное тепловое влияние, что объясняется не только заметным радиальным термическим сопротивлением зубца, но и интенсивным стоком тепла в зазор, обусловленным высокой теплоотдачей на поверхности расточки. При расположении очага на дне паза наблюдается аналогичная картина: основание зубца не подвергается существенному влиянию со стороны источника повышенного нагрева, расположенного на дне паза.

Температурная чувствительность поверхности наблюдения может рассматриваться как отношение средней избыточной температуры этой поверхности к избыточной максимальной температуре в очаге нагрева. Для крайнего пакета активной стали оценивалась чувствительность поверхности зубца со стороны нажимного пальца, а для основного пакета — со стороны радиального охлаждающего канала. Очаг повреждения последовательно перемещался от торца вглубь пакета по линии основания зубца и по расточке.

На рис. 7 показана температурная чувствительность боковой поверхности крайнего (сплошные линии) и среднего (прерывистые линии) пакетов сердечника статора к локальным увеличениям потерь на расточке (кривые 2, 4) и в основании зубца (кривые 1, 3). Наибольшая температурная чувствительность боковой поверхности имеет значение 0,16 для крайнего пакета и 0,06 для среднего при расположении источника нагрева напротив поверхности наблюдения. Применительно к этому случаю для крайнего пакета чувствительность оказалась значительно выше, чем для среднего, так как его поверхность наблюдения расположена гораздо ближе (в масштабе тепловых сопротивлений) к очагу нагрева, чем у среднего пакета. При расположении очага в основании зубца, а не на расточке, боковая поверхность для обоих видов пакетов оказывается ближе к очагу, и поэтому чувствительность возрастает по сравнению с предыдущим случаем.

Представляя интерес определенный интерес обобщенные зависимости, характеризующие чувствительность различных поверхностей пакета активной стали. Применительно к точечному очагу нагрева в основании зубца эти зависимости определяются соотношением внутренних

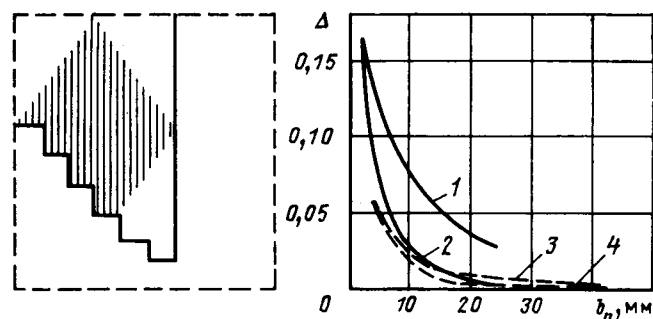


Рис. 7. Температурная чувствительность торцевой поверхности крайнего и среднего пакетов сердечника статора при увеличении местных потерь на расточке и в основании зубца

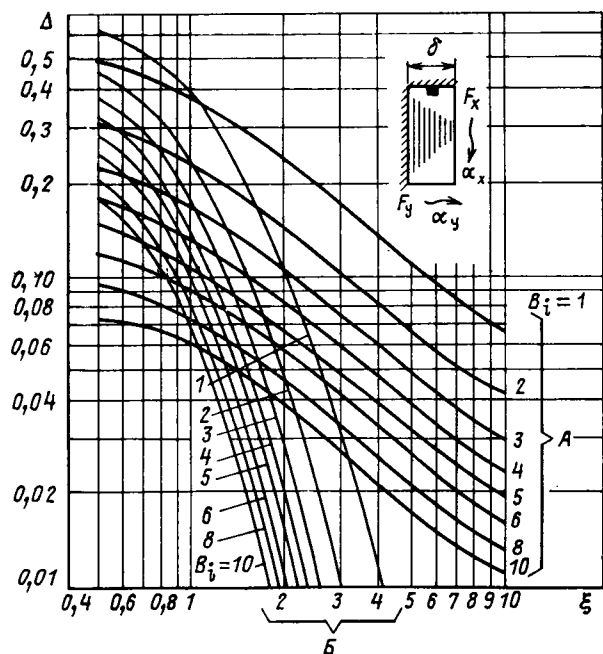


Рис. 8. Графики для оценки чувствительности различных поверхностей пакета к точечному очагу в основании зубца

сопротивлений в продольном $R_{\lambda y}$ и поперечном $R_{\lambda x}$ направлениях, а также относительной интенсивностью конвективного и кондуктивного отвода тепла от пакета. Указанные эффекты могут быть охарактеризованы двумя безразмерными параметрами:

$$\xi = \sqrt{\frac{R_{\lambda y}}{R_{\lambda x}}}; \quad B_{ix} = \frac{R_{\lambda x}}{R_{\alpha x}} = \frac{\alpha_x \delta}{\lambda_x},$$

где $R_{\alpha x}$ — внешнее (конвективное) сопротивление пакета на поверхности, обращенной к радиальному каналу; α_x — коэффициент теплоотдачи на этой поверхности; λ_x — поперечная теплопроводность пакета.

На рис. 8 приведены зависимости чувствительности Δ от параметров ξ и критерия B_{ix} .

Для оценки чувствительности поверхности, обращенной в радиальный канал, используется группа кривых А, а для расточки — Б. Используя полученные графики, можно для турбогенераторов различной мощности и конструкции определить чувствительности различных поверхностей наблюдения.

Выводы. 1. Местные термические дефекты в активной зоне турбогенераторов проявляются обычно в виде ослабленного температурного сигнала на той или иной доступной для наблюдения поверхности. Интенсивность такого проявления (или чувствительность данной поверхности к определенному виду дефектов) может быть

заранее оценена в зависимости от конструктивных характеристик узла в исправном и поврежденном состояниях. Оценки такого рода, выполненные для наиболее подверженной термическим дефектам части турбогенератора — обмотки статора с водяным охлаждением, — показывают, что повышению местных температур обмотки для уровня, угрожающего жизнеспособности машины, соответствуют избыточные нагревы наружной поверхности изоляции, которые, как правило, могут быть зафиксированы при помощи применяемых в настоящее время термометров сопротивления. При этом зона защиты обмотки от местных превышений температуры существенно расширяется за счет установки термометров на боковой поверхности.

2. Термические дефекты в обмотке ротора, вызываемые перекрытием отдельных вентиляционных каналов в пазу, практически не сказываются на средней температуре ротора и проявляются лишь в некотором повышении температуры поверхности зубца и пазового клина. Обнаружение таких дефектов в процессе эксплуатации турбогенератора возможно лишь при помощи оптических пирометров, обладающих весьма малой тепловой инерционностью.

3. Местные повышения температуры в пакетах активной стали статора проявляются в виде температурного сигнала, ослабленного на 1—2 порядка, при удалении обследуемой поверхности от источника в радиальном направлении на расстояние, соизмеримое с высотой зубца, и в аксиальном — на половину толщины пакета. Выявление дефектов подобного рода также требует применения оптических пирометров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гуревич Э. И., Мамиконянц Л. Г. Некоторые задачи диагностики теплового состояния электрических машин. — Электричество. 1979, № 10.
2. Войтеко Н. С., Гуревич Э. И., Карташова Т. Н. Чувствительность средств теплового контроля мощного турбогенератора к местным повышениям температуры обмотки статора. — ЭП. Электрические машины, 1983, № 10.
3. Глебов И. А., Данилевич Я. Б. Научные проблемы турбогенераторостроения. — Л.: Наука, 1974.
4. Tandon P. K., Verma H. K. Temperature scanning of machine surfaces by monitoring infrared radiations. — IE(I) Journal — EI, April, 1980.
5. Залесский А. М., Кукеков Г. А. Тепловые расчеты электрических аппаратов. — Л.: Энергия, 1967.
6. Войтеко Н. С., Гуревич Э. И., Карташова Т. Н. Границы естественного разброса показаний штатных термометров сопротивления в пазах мощных турбо- и гидрогенераторов. — ЭП. Электрические машины, 1983, № 3.
7. Свет Д. Я. Оптические методы измерения истинных температур. — Л.: Наука, 1982.
8. Grady R. F., Cramp H. G. Direct measurement of generator winding temperature using a miniature transmitter. — IEEE Trans. Power Appar. Syst., 1965, vol. 84, N 11.

[04.07.85]

Исследование следящих систем с несущей на переменном токе методом параметрических передаточных функций

ВОЛОВОДОВ С. К., РОЗЕНВАССЕР Е. Н.

Ленинград

Следящие системы, использующие в качестве измерителей рассогласований индукционные датчики, например, ВТ или сельсины, являются системами с амплитудной модуляцией сигналов несущей частоты и в стро-гой постановке описываются дифференциальными уравнениями с периодически изменяющимися коэффициен-тами [1].

Среди различных прикладных методов анализа и исследования таких систем (аппарат Фредгольма, метод Хилла или метод бесконечных определителей, метод эквивалентных передаточных матриц и т. п. [1—3]) важное место занимает общий метод, использующий по-нятие параметрической передаточной функции (ППФ) $W(p, t)$ [4—6]. При исследовании нестационарных систем общего вида этот метод не нашел широкого при-менения в связи с обстоятельствами, указанными в [7]. Однако для линейных систем с периодически изменяю-щимися параметрами этот метод вполне эффективен [5, 6].

В настоящей статье рассмотрены методы исследова-ния разомкнутых и замкнутых следящих систем с не-сущей переменного тока на основе метода параметриче-ских передаточных функций. Рассмотренные методы во многом аналогичны методам расчета стационарных си-стем.

Способы вычисления ППФ и параметрических частот-ных характеристик (ПЧХ) разомкнутых и замкнутых систем. Если система описывается линейным периоди-ческим оператором L с периодом изменения T_c , то па-раметрическая передаточная функция удовлетворяет со-отношению

$$W(p, t) = e^{-pt} L [e^{pt}], \quad (1)$$

причем

$$W(p, t) = W(p, t + T_c). \quad (2)$$

Имея ППФ $W(p, t)$, можно определить [6] смещен-ную импульсно-частотную характеристику (СИЧХ) си-стемы $\varphi(T_c, p, t, \tau)$:

$$\varphi(T_c, p, t, \tau) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} W(p + k_i \omega_c, t) e^{k i \omega_c \tau}, \quad \omega_c = 2\pi/T_c \quad (3)$$

и смещенную периодическую функцию Грина (СПФГ)

$$\varphi(T_c, p, t, t - \tau) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} W(p + k_i \omega_c, t) e^{k i \omega_c (t - \tau)}. \quad (4)$$

Приведем соотношения, позволяющие вычислять пара-метрические передаточные функции $W_c(p, t)$ для раз-личных соединений звеньев.

Для параллельного соединения « n » линейных перио-дических звеньев с ППФ $W_i(p, t)$ имеет место соотно-шение [6]

$$W_c(p, t) = \sum_{i=1}^n W_i(p, t). \quad (5)$$

Как видно, в этом случае сохраняется полная ана-логия со стационарным случаем.

ППФ последовательного соединения двух звеньев с ППФ $W_1(p, t)$, $W_2(p, t)$ удовлетворяет соотношению [6]:

$$W_c(p, t) = \int_0^{T_c} \varphi_2(T_c, p, t, t - \tau) W_1(p, \tau) d\tau, \quad (6)$$

где $\varphi_2(T_c, p, t, t - \tau)$ — СПФГ второго звена.

Соотношение (6) можно представить в виде

$$W_c(p, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_2(p + k_i \omega_c, t) W_{1k}(p) e^{k i \omega_c t}, \quad (7)$$

где

$$W_{1k}(p) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} W_1(p, \tau) e^{-k i \omega_c \tau} d\tau. \quad (8)$$

Большое значение имеют следующие частные случаи.

1. Второе звено соединения является стационар-ным, т. е. $W_2(p, t) = W_2(p)$. В этом случае

$$W_c(p, t) = \int_0^{T_c} \varphi_2(T_c, p, t - \tau) W_1(p, \tau) d\tau \quad (9)$$

или

$$W_c(p, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_2(p + k_i \omega_c) W_{1k}(p) e^{k i \omega_c t}. \quad (10)$$

Если ПФ второго звена является дробно-рациональ-ной функцией $\left(W_2(p) = \frac{m(p)}{d(p)}\right)$ и имеет простые полюса p_ρ , то в соответствии с [6] $\varphi_2(T_c, p, t - \tau)$ можно представить в виде

$$\varphi_2(T_c, p, t - \tau) = \begin{cases} \sum_{\rho} \frac{m(p_\rho)}{d'(p_\rho)} \frac{e^{(p_\rho - p)(t - \tau)}}{1 - e^{(p_\rho - p)T_c}}, & 0 < t - \tau < T_c, \\ \sum_{\rho} \frac{m(p_\rho)}{d'(p_\rho)} \frac{e^{(p_\rho - p)(t - \tau + T_c)}}{1 - e^{(p_\rho - p)T_c}}, & -T_c < t - \tau < 0. \end{cases} \quad (11)$$

2. Первое звено является безынерционным периоди-ческим усилителем с коэффициентом усиления $f(t)$, а второе звено является стационарным, т. е.

$$W_1(p, t) = f(t) = f(t + T_c) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_k e^{k i \omega_c t},$$

$$W_2(p, t) = W_2(p). \quad (12)$$

В этом случае

$$W_c(p, t) = \int_0^{T_c} \varphi_2(T_c, p, \tau) f(t - \tau) d\tau = \int_0^{T_c} \varphi_2(T_c, p, t - \tau) f(\tau) d\tau \quad (13)$$

или

$$W_c(p, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_2(p + ki\omega_c) f_k e^{ki\omega_c t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_{ck} e^{ki\omega_c t}, \quad (14)$$

где

$$W_{ck} = W_2(p + ki\omega_c) f_k.$$

3. Если второе звено является безынерционным периодическим усилителем с передаточной функцией $W_2(p, t) = a(t)$, то ППФ системы имеет вид

$$W_c(p, t) = a(t) W_1(p, t). \quad (15)$$

Вычисление ППФ замкнутой системы. Пусть замкнутая система описывается операторными уравнениями

$$y = W_1(p, t)(x - z), \quad z = W_2(p, t)y, \quad (16)$$

где $W_1(p, t)$ — ППФ звена прямой цепи; $W_2(p, t)$ — ППФ звена обратной связи; x, y — входной и выходной сигналы; z — сигнал на выходе звена обратной связи.

Параметрическая передаточная функция системы (16) от входа x к выходу y удовлетворяет уравнению [6]

$$W_c(p, t) = \int_0^{T_c} k(T_c, p, t, \tau) W_c(p, \tau) d\tau + W_1(p, t), \quad (17)$$

где

$$k_1(T_c, p, t, \tau) = \int_0^{T_c} \varphi_1(T_c, p, t, t-q) \varphi_2(T_c, p, q, q-\tau) dq, \quad (18)$$

$\varphi_1(T_c, p, t, t-q)$, $\varphi_2(T_c, p, q, q-\tau)$ — СПФГ звеньев в прямой цепи и в цепи обратной связи соответственно.

Следует отметить, что зная ППФ $W_c(p, t)$, легко определить ППФ от входа x к любому другому выходу. Так, например, ППФ, связывающая вход x и выход z , определяется по формулам (6), (7) для последовательного соединения звеньев с ППФ $W_c(p, t)$ и $W_2(p, t)$.

В практически важном случае, когда система охвачена жесткой обратной связью с коэффициентом $\mu(W_2(p, t) = \mu)$, уравнение (17) приводится к виду

$$W_c(p, t) = \mu \int_0^{T_c} \varphi(T_c, p, t, t-\tau) W_c(p, \tau) d\tau + W(p, t), \quad (19)$$

где $\varphi(T_c, p, t, t-\tau)$, $W(p, t)$ — СПФГ и ППФ звена в прямой цепи.

Уравнение (19) в большинстве практических случаев является уравнением Фредгольма II рода.

Для случая единичной отрицательной обратной связи $\mu = -1$ в (19). Подставив (4) в (19) и проинтегрировав, получим

$$W_c(p, t) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} W(p + ki\omega_c, t) W_{ck}(p) e^{ki\omega_c t} + W(p, t), \quad (20)$$

где

$$W_{ck}(p) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} W_c(p, \tau) e^{-ki\omega_c \tau} d\tau. \quad (21)$$

Подставив (20) в (19) с учетом (21), получим бесконечную систему уравнений относительно $W_{ck}(p)$ [6]:

$$W_{ck}(p) = \mu \sum_{l=-\infty}^{\infty} W_{cl}(p) W_{k-l}(p + li\omega_c) + W_k(p), \quad (22)$$

где

$$W_k(p) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} W(p, \tau) e^{-ki\omega_c \tau} d\tau. \quad (23)$$

В общем случае точное решение уравнения (19) или системы (22) найти сложно. Способы приближенного решения приведены в [6, 8]. Практически удобным является приближенный способ решения, основанный на замене ядра в (19) соответствующим вырожденным ядром. В этом случае, заменяя в (19) функцию $\varphi(T_c, p, t, t-\tau)$ на функцию

$$\tilde{\varphi}(T_c, p, t, t-\tau) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-N}^N W(p + ki\omega_c, t) e^{ki\omega_c(t-\tau)}, \quad (24)$$

где N — целое число, получим вместо (20) следующее соотношение:

$$\tilde{W}_c(p, t) = \mu \sum_{k=-N}^N W(p + ki\omega_c, t) \tilde{W}_{ck}(p) e^{ki\omega_c t} + W(p, t), \quad (25)$$

в котором коэффициенты $\tilde{W}_{ck}(p)$ удовлетворяют конечной системе уравнений

$$\tilde{W}_{ck}(p) = \mu \sum_{l=-N}^N \tilde{W}_{cl}(p) W_{k-l}(p + li\omega_c) + W_k(p). \quad (26)$$

В простейшем случае при $k=0$ из (26) имеем

$$\tilde{W}_{c0}(p) = \mu \tilde{W}_{c0}(p) W_0(p) + W_0(p) \quad (27)$$

или

$$\tilde{W}_{c0}(p) = \frac{W_0(p)}{1 - \mu W_0(p)}. \quad (28)$$

Тогда в первом приближении из (25) следует

$$\tilde{W}_c(p, t) = \frac{W(p, t)}{1 - \mu W_0(p)} = \frac{W(p, t)}{1 - \frac{\mu}{T_c} \int_0^{T_c} W(p, \tau) d\tau}. \quad (29)$$

Параметрическая частотная характеристика $W_c(i\omega, t)$ получается подстановкой $p = i\omega$ в $W_c(p, t)$. По аналогии со стационарным случаем при исследовании выделяют параметрические вещественную $P(\omega, t)$ и мнимую $Q(\omega, t)$ частотные характеристики

$$P(\omega, t) = \operatorname{Re} W_c(i\omega, t), \quad Q(\omega, t) = \operatorname{Im} W_c(i\omega, t), \quad (30)$$

а также параметрические амплитудную $A(\omega, t)$ и фазовую $\varphi(\omega, t)$ частотные характеристики

$$A(\omega, t) = |W_c(i\omega, t)| = (P^2(\omega, t) + Q^2(\omega, t))^{1/2}, \quad (31)$$

$$\varphi(\omega, t) = \operatorname{arctg} \frac{Q(\omega, t)}{P(\omega, t)}. \quad (32)$$

При этом следует иметь в виду, что в (32) следует взять значение arctg в первой четверти, если $P(\omega, t) > 0$, $Q(\omega, t) > 0$ во второй, если $P(\omega, t) < 0$, $Q(\omega, t) > 0$; в третьей, если $P(\omega, t) < 0$, $Q(\omega, t) < 0$; и в четвертой, если $P(\omega, t) > 0$, $Q(\omega, t) < 0$.

Исследование устойчивости замкнутых систем. Возможны различные способы исследования устойчивости систем с периодически изменяющимися параметрами [6, 8]. В статье устойчивость системы определяется на основании исследования ППФ замкнутой системы $W_c(p, t)$, которую можно представить в виде [6]:

$$W_c(p, t) = \frac{\Delta_1(\mu, p, t)}{\Delta(\mu, p)}, \quad (33)$$

где $\Delta(\mu, p)$ — знаменатель Фредгольма уравнения (19).

При выполнении некоторых ограничений [6] замкнутая система будет устойчивой, если корни p_k характеристического уравнения

$$\Delta(\mu, p) = 0 \quad (34)$$

удовлетворяют условию

$$\operatorname{Re} p_k < 0, \quad k = 1, \dots, n. \quad (35)$$

Знаменатель $\Delta(\mu, p)$ может вычисляться различными способами. Так, если известна СИЧХ замкнутой системы

$$\varphi_c(T_c, p, t, \tau) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_c(p + ki\omega_c, t) e^{ki\omega_c \tau}, \quad (36)$$

то знаменатель Фредгольма $\Delta(\mu, p)$ можно вычислить с помощью соотношения [8].

$$\Delta(\mu, p) = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{\mu^n}{n!} d_n(p), \quad (37)$$

где

$$d_n(p) = \frac{1}{T_c^n} \int_0^{T_c} \dots \int_0^{T_c} \det \times \\ \times \begin{vmatrix} \varphi_c(T_c, p, t_1, 0) & \dots & \varphi_c(T_c, p, t_1, t_1 - t_n) \\ \vdots & & \vdots \\ \varphi_c(T_c, p, t_n, 0) & \dots & \varphi_c(T_c, p, t_n, t_n - t_n) \end{vmatrix} dt_1, \dots, dt_n. \quad (38)$$

В [8] также приводятся рекуррентные соотношения для вычисления $d_n(p)$. Знаменатель $\Delta(\mu, p)$ также можно вычислить, как бесконечный определитель системы (22), [6]

$$\Delta(\mu, p) = \det |\delta_{kl} - \mu W_{k-l}(p + li\omega_c)|, \\ -\infty < k, l < \infty, \quad \delta_{kl} = \begin{cases} 1, & k = l, \\ 0, & k \neq l. \end{cases} \quad (39)$$

В [1—2] приводятся выражения для знаменателя Фредгольма в конечном виде. Так, если $W(p, t)$ имеет простые полюса p_i , $i = 1, \dots, n$, то соответствующее выражение для знаменателя Фредгольма имеет вид

$$\Delta(\mu, p) = 1 + \frac{T_c}{2} \sum_{i=1}^n D_i(\mu) \operatorname{cth} \left[\frac{T_c}{2} (p - p_i) \right], \quad (40)$$

$$\text{где} \quad D_i(\mu) = \lim_{p \rightarrow p_i} [\Delta(\mu, p) (p - p_i)].$$

Подставив в (40)

$$\operatorname{cth} \left[\frac{T_c}{2} (p - p_i) \right] = \frac{ze^{-p_i T_c} + 1}{ze^{-p_i T_c} - 1},$$

где $z = e^{p T_c}$, получим выражение для знаменателя Фредгольма в виде

$$\Delta(\mu, z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n. \quad (41)$$

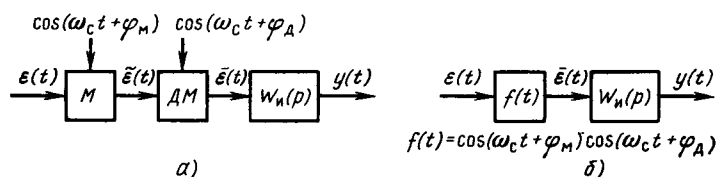


Рис. 1. Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы разомкнутой следящей системы с несущей переменного тока

В этом случае замкнутая система будет устойчивой, если все n корней z_k характеристического уравнения $\Delta(\mu, z) = 0$ удовлетворяют условию

$$|z_k| \leq 1, \quad k = 1, \dots, n. \quad (42)$$

Для приближенного исследования устойчивости можно использовать характеристическое уравнение вида

$$\det |\delta_{kl} - \mu W_{k-l}(p + li\omega_c)| = 0, \quad -N \leq k, l \leq N, \quad (43)$$

где N — целое число.

В простейшем случае при $N = 0$ имеем

$$1 - \frac{\mu}{T_c} \int_0^{T_c} W(p, \tau) d\tau = 0. \quad (44)$$

При этом для оценки устойчивости могут использоваться все известные критерии устойчивости для линейных стационарных систем (Гурвица, Михайлова, Найквиста).

Примеры вычисления ППФ и ПЧХ разомкнутых и замкнутых следящих систем. Пример 1. Рассматривается разомкнутая следящая система с несущей на переменном токе [1]. На вход системы поступает сигнал ошибки $\varepsilon(t)$, который модулируется несущей переменного тока. Примером такого модулированного сигнала $\tilde{\varepsilon}(t)$ является сигнал на выходе сельсинной пары или вращающихся трансформаторов, используемых в качестве датчиков углов рассогласования системы. Затем сигнал демодулируется (выпрямленный сигнал обозначается $\tilde{\varepsilon}(t)$) и поступает на исполнительную часть системы (с передаточной функцией $W_n(p)$), работающую на постоянном токе. Структурная схема такой системы приведена на рис. 1, а. Эквивалентная ей схема линейной периодической системы (ЛПС) приведена на рис. 1, б.

У такой системы ППФ может быть вычислена с помощью соотношения (14). В этом случае

$$f_0 = \frac{1}{2} \cos(\varphi_M - \varphi_D); \quad f_2 = \frac{1}{2} e^{i(\varphi_M + \varphi_D)}; \\ f_{-2} = \frac{1}{2} e^{-i(\varphi_M + \varphi_D)}. \quad (45)$$

Тогда

$$W_c(p, t) = \sum_{k=0, \pm 2} W_n(p + ki\omega_c) f_k e^{ki\omega_c t} = \\ = W_n(p) \frac{1}{2} \cos(\varphi_M - \varphi_D) + W_n(p + 2i\omega_c) \frac{1}{2} e^{i(\varphi_M + \varphi_D)} \times \\ \times e^{2i\omega_c t} + W_n(p - 2i\omega_c) \frac{1}{2} e^{-i(\varphi_M + \varphi_D)} e^{-2i\omega_c t} \quad (46)$$

Пример 2. Рассматриваются разомкнутая следящая система с корректирующими звеньями на переменном токе, структурная схема которой приведена на рис. 2, а. На схеме $W_n(p)$, $W_k(p)$ — ПФ корректирующего и исполнительного звеньев соответственно. Эквивалентная схема ЛПС приведена на рис. 2, б.

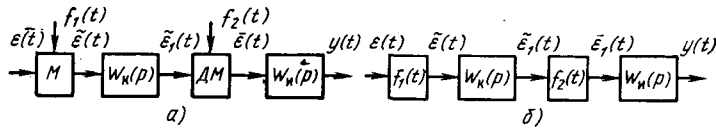


Рис. 2. Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы следящей системы с корректирующими звеньями на переменном токе

Параметрическая передаточная функция первых двух звеньев вычисляется в общем случае на основании соотношения (13)

$$W_{12}(p, t) = \int_0^{T_c} \varphi_K(T_c, p, t - \tau) f_1(\tau) d\tau, \quad (47)$$

где $\varphi_K(T_c, p, t - \tau)$ — СПФГ корректирующего звена, и вычисляется по формуле (11).

Параметрическая передаточная функция последовательного соединения первых трех звеньев вычисляется с помощью соотношения (15)

$$W_{13}(p, t) = f_2(t) W_{12}(p, t). \quad (48)$$

Окончательно из соотношения (9) определяется ППФ всей системы

$$W_c(p, t) = \int_0^{T_c} \varphi_n(T_c, p, t - \tau) W_{13}(p, \tau) d\tau, \quad (49)$$

где $\varphi_n(T_c, p, t - \tau)$ — СПФГ исполнительного звена.

Если $f_1(t) = \sum_{k=-N}^N f_{1k} e^{ki\omega_c t}$, $f_2(t) = \sum_{k=-N}^N f_{2k} e^{ki\omega_c t}$, то

для вычисления ППФ (47)–(49) можно использовать соотношения (14), (15) (7). В этом случае из (14) следует

$$W_{12}(p, t) = \sum_{k=-N}^N W_K(p + ki\omega_c) f_{1k} e^{ki\omega_c t}. \quad (50)$$

В соответствии с (15)

$$W_{13}(p, t) = \sum_{l=-N}^N f_{2l} e^{li\omega_c t} \sum_{n=-N}^N W_K(p + ni\omega_c) f_{1n} e^{ni\omega_c t}. \quad (51)$$

Пусть $n + l = k$, тогда

$$W_{13}(p, t) = \sum_{k=-2N}^{2N} \left(\sum_{l=-N}^N f_{2l} W_K[p + (k-l)i\omega_c] f_{1k-l} \right) \times e^{ki\omega_c t},$$

откуда

$$W_{13k}(p) = \sum_{l=-N}^N f_{2l} W_K[p + (k-l)i\omega_c] f_{1k-l}. \quad (52)$$

Из (7) следует ППФ системы

$$W_c(p, t) = \sum_{k=-2N}^{2N} W_K(p + ki\omega_c) \left(\sum_{l=-N}^N f_{2l} W_K[p + (k-l)i\omega_c] f_{1k-l} \right) e^{ki\omega_c t}. \quad (53)$$

Пусть $f_1(t) = \cos \omega_c t$, $f_2(t) = \cos(\omega_c t + \varphi)$,

$W_K(p) = \frac{k_0}{T_0 p + 1}$, $W_n(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}$. В этом случае $f_{10} = 0$, $f_{11} = f_{1(-1)} = 1/2$; $f_{20} = 0$, $f_{21} = e^{i\varphi}/2$, $f_{2(-1)} = e^{-i\varphi}/2$, $N = 1$.

Тогда

$$W_c(p, t) = \frac{k_1}{T_1(p - 2i\omega_c) + 1} \frac{e^{-i\varphi}}{4} \frac{k_0}{T_0(p - i\omega_c) + 1} \times e^{-2i\omega_c t} + \frac{k_1}{T_1 p + 1} \left[\frac{e^{-i\varphi}}{4} \frac{k_0}{T_0(p + i\omega_c) + 1} + \frac{e^{i\varphi}}{4} \times \frac{k_0}{T_0(p - i\omega_c) + 1} \right] + \frac{k_1}{T_1(p + 2i\omega_c) + 1} \frac{e^{i\varphi}}{4} \times \frac{k_0}{T_0(p + i\omega_c) + 1} e^{2i\omega_c t}. \quad (54)$$

Пусть $f_1(t) = U_0 \text{sign}(\sin \omega_c t)$, $f_2(t) = U_0 \text{sign}(\sin(\omega_c t + \varphi))$. В этом случае целесообразно воспользоваться соотношениями (47)–(49). Из (11) следует

$$\varphi_K(T_c, p, t - \tau) = \begin{cases} \frac{k_0 e^{-(1/T_0 + p)(t - \tau)}}{T_0(1 - e^{-(1/T_0 + p)T_c}}; & 0 < t - \tau < T_c, \\ \frac{k_0 e^{-(1/T_0 + p)(t - \tau + T_c)}}{T_0(1 - e^{-(1/T_0 + p)T_c}}; & -T_c < t - \tau < 0. \end{cases} \quad (55)$$

Тогда в соответствии с (47) для $0 < t < T_c/2$

$$W_{12}(p, t) = \frac{U_0 k_0}{T_0(1/T_0 + p)(1 - e^{(1/T_0 + p)T_c})} \times (1 - 2e^{-(1/T_0 + p)t} + 2e^{-(1/T_0 + p)(t + T_c/2)} - e^{-(1/T_0 + p)T_c}) = W'_{12}(p, t). \quad (56)$$

Для $T_c/2 < t < T_c$

$$W_{12}(p, t) = \frac{U_0 k_0}{T_0(1/T_0 + p)(1 - e^{-(1/T_0 + p)T_c})} \times (2e^{-(1/T_0 + p)(t - T_c/2)} - 2e^{-(1/T_0 + p)t} - 1 + e^{-(1/T_0 + p)T_c}) = W''_{12}(p, t). \quad (57)$$

Параметрическая передаточная функция $W_{13}(p, t)$ вычисляется с помощью соотношения (48). Для $0 < t < t_1$, где $t_1 = (\pi - \varphi)/\omega_c$ имеем $W_{13}(p, t) = U_0 W'_{12}(p, t)$;

для $t_1 < t < T_c/2$ $W_{13}(p, t) = -U_0 W'_{12}(p, t)$;

для $T_c/2 < t < t_2$ ($t_2 = (2\pi - \varphi)/\omega_c$) $W_{13}(p, t) = -U_0 W''_{12}(p, t)$;

для $t_2 < t < T_c$ $W_{13}(p, t) = U_0 W''_{12}(p, t)$.

Параметрическая передаточная функция всей системы вычисляется с помощью соотношения (49), причем $\varphi_n(T_c, t - \tau) =$

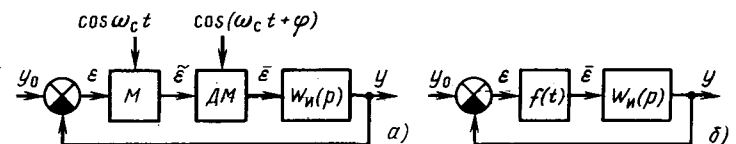


Рис. 3. Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы замкнутой следящей системы с несущей на переменном токе

$p, t - \tau$) также вычисляется по формуле (11). Так, для $0 < t < t_1$ имеем

$$\begin{aligned} W_c(p, t) = & \frac{k_1 k_0 e^{-(1/T_1 + p)t}}{T_1 T_0 (1 - e^{-(1/T_1 + p)T_0}) (1 - e^{-(1/T_0 + p)T_0}) (1/T_0 + p)} \times \\ & \times \left\{ \frac{1 - e^{-(1/T_0 + p)T_0}}{1/T_1 + p} [e^{(1/T_1 + p)t} - 1 + e^{(1/T_1 + p)T_0} \times \right. \\ & \times (2e^{(1/T_1 + p)t_1} - e^{(1/T_1 + p)t} - 2e^{(1/T_1 + p)T_0/2} + \\ & + 2e^{(1/T_1 + p)t_1} - e^{(1/T_1 + p)T_0} T_0] + \frac{2(1 - e^{(1/T_0 + p)T_0/2})}{1/T_1 - 1/T_0} \times \\ & \times [1 - e^{(1/T_1 - 1/T_0)t} + e^{-(1/T_1 + p)T_0} \times (e^{(1/T_1 - 1/T_0)t} - \\ & - 2e^{(1/T_1 - 1/T_0)t_1} + 2e^{(1/T_1 - 1/T_0)t_1} - 2e^{(1/T_1 - 1/T_0)T_0/2} - \\ & \left. - e^{(1/T_1 - 1/T_0)T_0} T_0) \right] \}. \quad (58) \end{aligned}$$

Пример 3. Рассматривается замкнутая следящая система с несущей на переменном токе, содержащая звенья модулятор-демодулятор и исполнительную часть с передаточной функцией $W_n(p)$ в прямой цепи. Структурная и эквивалентная схемы системы приведены на рис. 3а, б соответственно.

В дальнейшем принимается $W_n(p) = \frac{k_0}{p(T_1 p + 1)}$. Параметрическая передаточная функция замкнутой системы приближенно может быть вычислена с помощью соотношений (25), (26) при различных N .

Пусть $N=0$. Тогда из (26) следует

$$\tilde{W}_{c0}(p) = -\tilde{W}_{c0}(p) W_0(p) + W_0(p), \quad (59)$$

где в соответствии (14)

$$W_0(p) = \frac{k_1 \cos \varphi}{p(T_1 p + 1)}, \quad k_1 = k_0/2. \quad (60)$$

Из (59) и (60) следует, что

$$\tilde{W}_{c0}(p) = \frac{k_1 \cos \varphi}{p(T_1 p + 1) + k_1 \cos \varphi}. \quad (61)$$

Соотношение (61) определяет стационарную передаточную функцию замкнутой системы, получающуюся при усреднении коэффициента усиления нестационарного элемента на периоде.

Параметрическая передаточная функция $W(p, t)$ соединения звеньев прямой цепи определяет соотношением (46) при $\varphi_m = \varphi$, $\varphi_d = 0$. Тогда на основании соотношения (25) можно записать:

$$\begin{aligned} \tilde{W}_c(p, t) = & \frac{p(T_1 p + 1)}{p(T_1 p + 1) + k_1 \cos \varphi} \left[\frac{k_1 \cos \varphi}{p(T_1 p + 1)} + \right. \\ & + \frac{k_1 e^{i(2\omega_c t + \varphi)}}{(p + 2i\omega_c)(T_1(p + 2i\omega_c) + 1)} + \\ & \left. + \frac{k_1 e^{-i(2\omega_c t + \varphi)}}{(p - 2i\omega_c)(T_1(p - 2i\omega_c) + 1)} \right]. \quad (62) \end{aligned}$$

Пусть $N=2$ ($k, l=0 \pm 2$ в (26)). Решив систему уравнений (26), получим

$$\begin{aligned} \tilde{W}_{c0}(p) = & \frac{k_1 \cos \varphi [(T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + p + k_1 \cos \varphi)^2 + \\ & + (1 + 2T_1 p)^2 4\omega_c^2] - k_1^2/2 (T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + \\ & + p + k_1 \cos \varphi)}{[(T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + p + k_1 \cos \varphi)^2 + (1 + 2T_1 p)^2 \times \\ & \times 4\omega_c^2] (T_1 p^2 + p + k_1 \cos \varphi) - k_1^2/2 (T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + p + k_1 \cos \varphi)}, \quad (63) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{W}_{c2}(p) = & A(p) + iB(p) = k_1/2 (1 - \tilde{W}_{c0}(p)) [(T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + p + k_1 \cos \varphi) \cos \varphi + (1 + 2T_1 p) 2\omega_c \sin \varphi] \times \\ & \times D^{-1}(p) + i k_1/2 (1 - \tilde{W}_{c0}(p)) [(T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + p + k_1 \cos \varphi) \sin \varphi - (1 + 2T_1 p) 2\omega_c \cos \varphi] \times D^{-1}(p); \\ D(p) = & (T_1(p^2 - 4\omega_c^2) + p + k_1 \cos \varphi)^2 + (1 + 2T_1 p)^2 4\omega_c^2; \\ \tilde{W}_{c-2}(p) = & A(p) - iB(p). \end{aligned}$$

Из соотношения (25) следует

$$\tilde{W}_c(p, t) = \tilde{W}_{c0}(p) + \tilde{W}_{cc}(p) \cos 2\omega_c t + \tilde{W}_{cs}(p) \sin 2\omega_c t, \quad (64)$$

где с учетом (63)

$$\tilde{W}_{c0}(p) = \frac{b_0 p^4 + b_1 p^3 + b_2 p^2 + b_3 p + b_4}{a_0 p^6 + a_1 p^5 + a_2 p^4 + a_3 p^3 + a_4 p^2 + a_5 p + a_6};$$

$$\begin{aligned} \tilde{W}_{cc}(p) = & (1 - \tilde{W}_{c0}(p)) W'_{cc}(p); \quad W'_{cc}(p) = \\ & = \frac{C_0 p^2 + C_1 p + C_2}{d_0 p^4 + d_1 p^3 + d_2 p^2 + d_3 p + d_4}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_{cs}(p) = & (1 - \tilde{W}_{c0}(p)) W'_{cs}(p); \quad W'_{cs}(p) = \\ & = \frac{g_0 p^2 + g_1 p + g_2}{d_0 p^4 + d_1 p^3 + d_2 p^2 + d_3 p + d_4}; \end{aligned}$$

$$b_0 = k_1 \cos \varphi T_1^2; b_1 = 2k_1 \cos \varphi T_1; b_2 = (8T_1 \omega_c^2 + 2k_1 T_1 \cos \varphi + 1) k_1 \cos \varphi - k_1^2 T_1/2;$$

$$b_3 = 2k_1^2 \cos^2 \varphi + 8k_1 T_1 \omega_c^2 \cos \varphi - k_1^2/2; b_4 = 16k_1 T_1^2 \omega_c^4 \cos \varphi - 8T_1 k_1^2 \omega_c^2 \cos^2 \varphi + k_1^3 \cos^3 \varphi + 4\omega_c^2 (k_1 \cos \varphi + k_1^2 T_1/2) - (k_1^3 \cos \varphi)/2;$$

$$a_0 = T_1^3; a_1 = 3T_1^2; a_2 = 3T_1^2 k_1 \cos \varphi + 3T_1 + 8\omega_c^2 T_1^3;$$

$$a_3 = 6T_1 k_1 \cos \varphi + 16T_1^2 \omega_c^2 + 1; a_4 = 16\omega_c^4 T_1^3 + 3T_1 k_1^2 \cos^2 \varphi + 3k_1 \cos \varphi + 12T_1 \omega_c^2 - k_1^2 T_1/2,$$

$$a_5 = 16T_1^2 \omega_c^4 + 3k_1^2 \cos^2 \varphi + 4\omega_c^2 - k_1^2/2; a_6 = b_4;$$

$$c_0 = T_1 k_1 \cos \varphi; c_1 = k_1 \cos \varphi + 8T_1 \omega_c^2 k_1 \sin \varphi;$$

$$c_2 = k_1^2 \cos^2 \varphi - 4T_1 \omega_c^2 k_1 \cos \varphi - 2k_1 \omega_c \sin \varphi;$$

$$d_0 = T_1^2; d_1 = 2T_1; d_2 = 8T_1^2 \omega_c^2 + 2T_1 k_1 \cos \varphi + 1,$$

$$d_3 = 8T_1 \omega_c^2 + 2k_1 \cos \varphi, d_4 = 16T_1^2 \omega_c^4 - 8T_1 \omega_c^2 k_1 \cos \varphi + k_1^2 \cos^2 \varphi + 4\omega_c^4.$$

$$g_0 = k_1 T_1 \sin \varphi, g_1 = k_1 \sin \varphi - 4T_1 \omega_c k_1 \cos \varphi,$$

$$g_2 = (k_1^2 \cos \varphi - 4k_1 T_1 \omega_c^2) \sin \varphi - 2k_1 \omega_c \cos \varphi.$$

Параметрическая частотная характеристика замкнутой системы в этом случае имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{W}_c(i\omega t) = & p_{c0}(\omega) + i\tilde{q}_{c0}(\omega) + \tilde{p}_{cc}(\omega) \cos 2\omega_c t + \\ & + i\tilde{q}_{cc}(\omega) \cos 2\omega_c t + p_{cs}(\omega) \sin 2\omega_c t + \\ & + i\tilde{q}_{cs}(\omega) \sin 2\omega_c t. \quad (65) \end{aligned}$$

Графики зависимостей $\tilde{p}_{co}(\omega)$, $\tilde{q}_{co}(\omega)$, $\tilde{p}_{cs}(\omega)$, $\tilde{q}_{cs}(\omega)$ представлены на рис. 4, а, б для $T_1 = 0,05$ с, $\omega_c = 314$ с⁻¹, $k_1 = 0,5$ и $\varphi = 0$ (сплошная), $\varphi = 0,2$ (пунктирная); для $\varphi = \pi/2$ графики представлены на рис. 4 в, г.

Как показали расчеты, значения $\tilde{w}_{co}(i\omega) = \tilde{p}_{co}(\omega) + i\tilde{q}_{co}(\omega)$, вычисленные при $N=0$ и $N=2$, весьма близки, т. е. в данном случае $\tilde{w}_{co}(i\omega)$ хорошо описывается соотношением (61) при $p=i\omega$. Как видно из приведенных рисунков при $\varphi = \pi/2$ на частоте $\omega = 2\omega_c$ проявляются резонансные свойства следящей системы.

Исследование устойчивости проводилось приближенно с помощью соотношений (43) или (44). Так, при $N=0$ соотношение (44) примет вид

$$1 + \frac{k_1 \cos \varphi}{p(T_1 p + 1)} = 0 \text{ или } T_1 p^2 + p + k_1 \cos \varphi = 0. \quad (66)$$

Корни приближенного характеристического уравнения имеют отрицательные вещественные части, если $T_1 > 0$ и $k_1 \cos \varphi > 0$.

Пусть $T_1 = 0,05$ с, $k_1 = 0,5$, $\varphi = 0$. Тогда имеем следующие значения корней: $p_1 = -0,51316$, $p_2 = -19,4868$.

При $N=2$ приближенное характеристическое уравнение (43) примет вид

$$\det \begin{vmatrix} 1 + w_0(p - 2i\omega_c) & w_{-2}(p) & 0 \\ w_2(p - 2i\omega_c) & 1 + w_0(p) & w_{-2}(p + 2i\omega_c) \\ 0 & w_2(p) & 1 + w_0(p + 2i\omega_c) \end{vmatrix} = 0.$$

Откуда для принятых значений T_1, k_1, φ имеем следующее характеристическое уравнение

$$0,000125p^6 + 0,0075p^5 + 98,85p^4 + 3941,01p^3 + 0,19541 \cdot 10^8 p^2 + 0,39003 \cdot 10^9 p + 0,19501 \cdot 10^9 = 0. \quad (67)$$

Ближайшие к оси мнимых чисел корни $p_1 = -0,5317$, $p_2 = -19,4862$ уравнения (67), определяющие степень устойчивости системы, практически совпадают с корнями уравнения (66). Это говорит о хорошей оценке устойчивости исследуемой системы по первому приближению при $N=0$.

Расчет процессов при детерминированных и случайных воздействиях. Если известно изображение детерми-

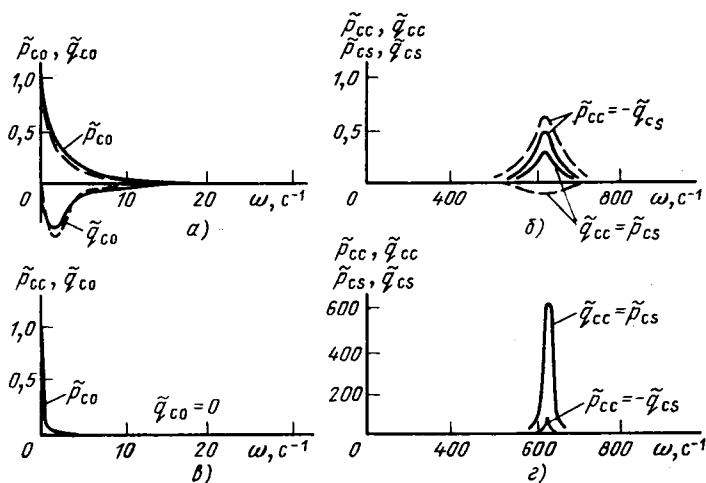


Рис. 4. Графики зависимостей $\tilde{p}_{co}(\omega)$, $\tilde{q}_{co}(\omega)$, $\tilde{p}_{cs}(\omega)$, $\tilde{q}_{cs}(\omega)$ для $\varphi=0$ (—); $\varphi=0,2$ (---) рис. 2, а, б; для $\varphi=\pi/2$ рис. 2, в, г

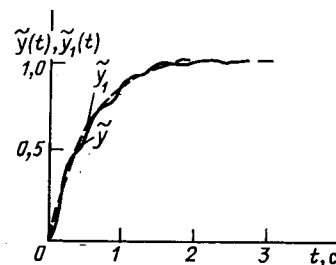


Рис. 5. Графики переходных процессов $\tilde{y}(t)$ и $\tilde{y}_1(t)$

нированного входного сигнала $X(p)$ и ППФ системы, то параметрическое изображение выходного сигнала имеет вид [6]:

$$Y(p, t) = W(p, t) X(p). \quad (68)$$

Если все полюса параметрического изображения лежат в левой полуплоскости, то для вычисления выходного сигнала используется соотношение

$$y(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{c-i\infty}^{c+i\infty} w(p, t) X(p) e^{pt} dp, \quad c > 0. \quad (69)$$

Приведем соотношения, определяющие переходной процесс в системе при нулевых начальных условиях и входном сигнале $x(t) = 1(t)$. В этом случае $X(p) = 1/p$ и соотношение (69) может быть приведено к виду [9]:

$$y(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{P(\omega, t)}{\omega} \sin \omega t d\omega, \quad t > 0, \quad (70)$$

где $P(\omega, t) = \operatorname{Re} W(i\omega, t)$.

Если

$$P(\omega, t) = \sum_{k=0}^{\infty} [p_{kc}(\omega) \cos(k\omega_c t) + p_{ks}(\omega) \sin(k\omega_c t)], \quad (71)$$

то соотношение (70) приводится к виду

$$y(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \cos(k\omega_c t) \int_0^\infty \frac{p_{kc}(\omega) \sin \omega t}{\omega} d\omega + \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \sin(k\omega_c t) \int_0^\infty \frac{p_{ks}(\omega) \sin \omega t}{\omega} d\omega. \quad (72)$$

Вычисление интегралов в (72) может осуществляться численно или аналитически с помощью кусочно-линейной аппроксимации функций $p_{kc}(\omega)$ и $p_{ks}(\omega)$.

Если на вход устойчивой системы с передаточной функцией $W_c(p, t)$ поступает случайный входной сигнал $x(t)$, для которого известна спектральная плотность

$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (73)$$

где $R_x(\tau)$ — корреляционная функция сигнала $x(t)$, то корреляционная функция выходного сигнала $y(t)$ вычисляется с помощью соотношения [6]:

$$R_y(t_1, t_2) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_c(i\omega, t_1) S_x(\omega) W_c(-i\omega, t_2) \times e^{i\omega(t_1 - t_2)} d\omega. \quad (74)$$

Дисперсия выходного сигнала $D_y(t)$ удовлетворяет соотношению

$$D_y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_c(i\omega, t)|^2 S_x(\omega) d\omega. \quad (75)$$

Рассмотрим примеры расчета процессов.

Пример 1. Рассмотрим приближенное вычисление переходного процесса $\tilde{y}(t)$ для замкнутой системы, структурная схема которой приведена на рис. 3, а. Приближенная ПЧХ системы при $N=2$ описывается соотношением (64). Тогда на основании (70) можно записать

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) = & \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\infty} \frac{p_{co}(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega + \right. \\ & + \cos 2\omega_c t \int_0^{\infty} \frac{p_{cs}(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega + \sin 2\omega_c t \int_0^{\infty} \frac{p_{cs}(\omega)}{\omega} \times \\ & \left. \times \sin \omega t d\omega \right]. \quad (76) \end{aligned}$$

Графики зависимостей $p_{co}(\omega)$, $p_{cs}(\omega)$, $p_{cs}(\omega)$ при $\varphi=0$ приведены на рис. 4, б, кусочно-линейно аппроксимировались, после чего вычислялись интегралы в (76). На рис. 5 приведен переходной процесс $\tilde{y}(t)$ (сплошная линия), вычисленный с помощью соотношения (76) и переходной процесс $\tilde{y}_1(t)$ (пунктирная), вычисленный по приближенной ПЧХ системы при $N=0$. В этом случае ПЧХ определяется из соотношения (61) при $p=i\omega$. Из рис. 5 видно, что с достаточной степенью точности для исследования переходных процессов в рассматриваемой системе можно пользоваться усредненной передаточной функцией системы, вычисляемой по формуле (61).

Пример 2. Рассматривается вычисление дисперсии выходного сигнала $D_y(t)$ следящей системы, структурная схема которой приведена на рис. 3, а, при случайном входном сигнале $x(t)$ с известной спектральной плотностью $S_x(\omega)$.

Пусть

$$S_x(\omega) = (\omega^2 + 1)^{-1}. \quad (77)$$

Если передаточная функция вычислялась по формуле (61), то дисперсия определяется с помощью соотношения

$$D_y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k_1^2 \cos^2 \varphi}{(k_1 \cos \varphi - T_1 \omega^2)^2 + \omega_2^2} S_x(\omega) d\omega. \quad (78)$$

При значениях параметров $T_1 = 0,05$ с, $k_1 = 0,5$, $\omega_c = 314$ с⁻¹, $\varphi = 0$ дисперсия $D_y = 0,1666$.

Рассмотрим вычисление дисперсии для случая, когда ППФ замкнутой системы определялась по формуле (29). В этом случае

$$|W_c(i\omega, t)|^2 = \frac{|W(i\omega, t)|^2}{|1 + W_0(i\omega)|^2} = P^2(\omega, t) + Q^2(\omega, t), \quad (79)$$

где

$$P(\omega, t) = p_0(\omega) + p_c(\omega) \cos(2\omega_c t + \varphi) + p_s(\omega) \sin(2\omega_c t + \varphi);$$

$$p_0(\omega) = -\frac{T_1 \omega^2 k_1 \cos \varphi}{T_1^2 \omega^4 + \omega^2};$$

$$p_c(\omega) = -D^{-1}(\omega) \{ 2k_1 (T_1 \omega^2 + 4T_1 \omega_c^2) [T_1^2 \omega^4 - (1 + 16T_1^2 \omega_c^2) \omega^2 + 16T_1^2 \omega_c^4 + 4\omega_c^2] + 2k_1 \omega (16T_1 \omega \omega_c^2 + \omega^3) \};$$

$$p_s(\omega) = D^{-1}(\omega) \{ 4k_1 \omega_c [T_1^2 \omega^4 - (1 + 16T_1^2 \omega_c^2) \omega^2 + 16T_1^2 \omega_c^4 + 4\omega_c^2] + 8k_1 T_1 \omega \omega_c (16T_1 \omega \omega_c^2 + \omega^3) \};$$

$$D(\omega) = (T_1^2 \omega^4 - (1 + 16T_1^2 \omega_c^2) \omega^2 + 16T_1^2 \omega_c^4 + 4\omega_c^2)^2 + (16T_1 \omega \omega_c^2 + \omega^3)^2;$$

$$Q(\omega, t) = q_0(\omega) + q_c(\omega) \cos(2\omega_c t + \varphi) + q_s(\omega) \sin(2\omega_c t + \varphi);$$

$$q_0(\omega) = -\frac{\omega k_1 \cos \varphi}{T_1^2 \omega^4 + \omega^2};$$

$$q_c(\omega) = D^{-1}(\omega) \{ 2k_1 \omega [T_1^2 \omega^4 - (1 + 16T_1^2 \omega_c^2) \omega^2 + 16T_1^2 \omega_c^4 + 4\omega_c^2] + 2k_1 (T_1 \omega^2 + 4T_1 \omega_c^2) (16T_1 \omega \omega_c^2 + \omega^3) \};$$

$$q_s(\omega) = D^{-1}(\omega) \{ -4k_1 \omega_c (16T_1 \omega \omega_c^2 + \omega^3) + 8k_1 T_1 \omega \omega_c (T_1 \omega^4 - (1 + 16T_1^2 \omega_c^2) \omega^2 + (16T_1^2 \omega_c^4 + 4\omega_c^2)) \}.$$

На основании (75) получено следующее приближенное выражение для дисперсии:

$$\begin{aligned} D_y(t) = & 0,16521 + 0,00024 \cos(2\omega_c t + \varphi) + \\ & + 0,000137 \sin(2\omega_c t + \varphi) + 1,8 \cdot 10^{-6} \sin(2\omega_c t + \varphi) + \\ & + 5 \cdot 10^{-9} \sin^2(2\omega_c t + \varphi) + 1,7 \cdot 10^{-7} \cos^2(2\omega_c t + \varphi). \end{aligned}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куракин К. И., Куракин Л. К. Анализ систем автоматического регулирования на несущей переменного тока. — М.: Машиностроение, 1978.
2. Тафт В. А. Электрические цепи с переменными параметрами. — М.: Энергия, 1968.
3. Гостев В. И., Чинаев П. И. Замкнутые системы с периодически изменяющимися параметрами. — М.: Энергия, 1979.
4. Заде Л. А. Circuit analysis of linear varying — parameter networks. — J. Appl. Phys., 1950, 22.
5. Штокало И. З. Операционные методы и их развитие в теории линейных дифференциальных уравнений. Киев: Изд-во АН УССР, 1961.
6. Розенвассер Е. Н. Периодически нестационарные системы управления. — М.: Наука, 1973.
7. Розенвассер Е. Н. Показатели Ляпунова в теории линейных систем управления. — М.: Наука, 1977.
8. Розенвассер Е. Н. Колебания нелинейных систем. — М.: Наука, 1969.
9. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1966.

[04.07.85]

Аналитическое исследование электромагнитных процессов в 12-фазном компенсированном преобразователе

ЗБОРОВСКИЙ И. А.

Свердловск

Улучшение коэффициента мощности вентильных преобразователей может быть достигнуто использованием способа искусственной коммутации вентилей. Одно из преимуществ компенсированного преобразователя (рис. 1) состоит в более высокой эффективности использования конденсаторов по сравнению, например, с их непосредственным подключением к питающей сети, так как они работают на частотах высших гармоник, порядок которых равен $6k \pm 1$, где k — нечетный ряд чисел. Выделение упомянутых гармоник осуществляется реактором-трансформатором за счет того, что одна из его обмоток включена последовательно с вентильной обмоткой, соединенной в звезду, а другая — последовательно с вентильной обмоткой, действующее значение фазного тока которой в $\sqrt{3}$ раз меньше. Намагничивающие силы от основных гармоник тока указанных обмоток реактора-трансформатора равны и направлены встречно.

Отличие схемы компенсированного преобразователя от некомпенсированного [1] заключается в том, что на магнитопроводе реактора-трансформатора размещается дополнительная компенсационная обмотка, к которой подключаются конденсаторы.

Анализ электромагнитных процессов в рассматриваемой схеме с целью получения аналитических соотношений, необходимых для расчета внешних характеристик, углов естественного отпирания вентилей и коммутации, напряжений на вентильях и конденсаторах, мгновенных выпрямленных токов мостов, гармонического состава токов вентильной и сетевой обмоток, весьма сложен из-за наличия уравнивающего тока при параллельном соединении мостов.

Рассматриваемая преобразовательная схема относится к классу схем с одноступенчатой искусственной коммутацией, которые характеризуются рядом общих закономерностей [2 и 3]. Эти закономерности распространяются и на рассматриваемую схему, но только при отсутствии уравнивающего тока, а именно при параллельной работе вентильных мостов с весьма большим индуктивным сопротивлением реактора ($x_q \rightarrow \infty$) или при последовательном соединении мостов.

В статье рассматривается принципиально новая задача, так как принимается, что при параллельной работе вентильных мостов индуктивное сопротивление x_q конечно или равно нулю (случай отсутствия реактора). Использование аналитических методов анализа электромагнитных процессов обусловлено более высокой точностью результатов расчета по сравнению с машинными методами цифрового моделирования [4].

В основном режиме работы преобразователя при разомкнутой компенсационной обмотке вентили проводят ток группами по шесть и пять, так как в токах вентильных обмоток преобразовательных трансформаторов отсутствуют гармоники $6k \pm 1$, где k — нечетный ряд чисел [1]. При замыкании компенсационной обмотки на конденсаторы создаются условия для протекания токов упомянутых гармоник. В связи с этим в основном рабочем режиме компенсированного преобразователя вентили проводят ток группами по пять и четыре, т. е. также как и в преобразователе без реактора-трансформатора [5].

Рассмотрим интервал повторяемости, состоящий из коммутационного и межкоммутационного интервалов. Начало интервала повторяемости совмещено с моментом отпирания вентилей 13 (рис. 1).

Сумма намагничивающих сил на любых двух стержнях как преобразовательных трансформаторов, так и реактора-трансформатора равна нулю. Кроме того, в соответствии с законами Кирхгофа для коммутационного интервала

$$\theta_1 = \alpha - \frac{\pi}{6} < \theta < \alpha + \gamma - \frac{\pi}{6} = \theta_2,$$

в котором ток проводят вентили 11, 12, 13, 21, 22, ниже записаны алгебраические и дифференциальные уравнения при условии, что ток нагрузки идеально сглажен:

$$i_{d1} = i_{12} = i_{11} + i_{13}, \quad i_{d2} = i_{21} = i_{23}, \quad i_{d1} + i_{d2} = I_d; \quad (1)$$

$$i_1 = \frac{1}{3}(i_{11} + 2i_{13}), \quad i_{11} = -\frac{1}{3}(2i_{12} + i_{13}); \quad (2)$$

$$\sqrt{3} u_{A1} = X_{T1}' p i_1 + X_q p i_{d1} + u_d + \sqrt{3} u_{kA}; \quad (3)$$

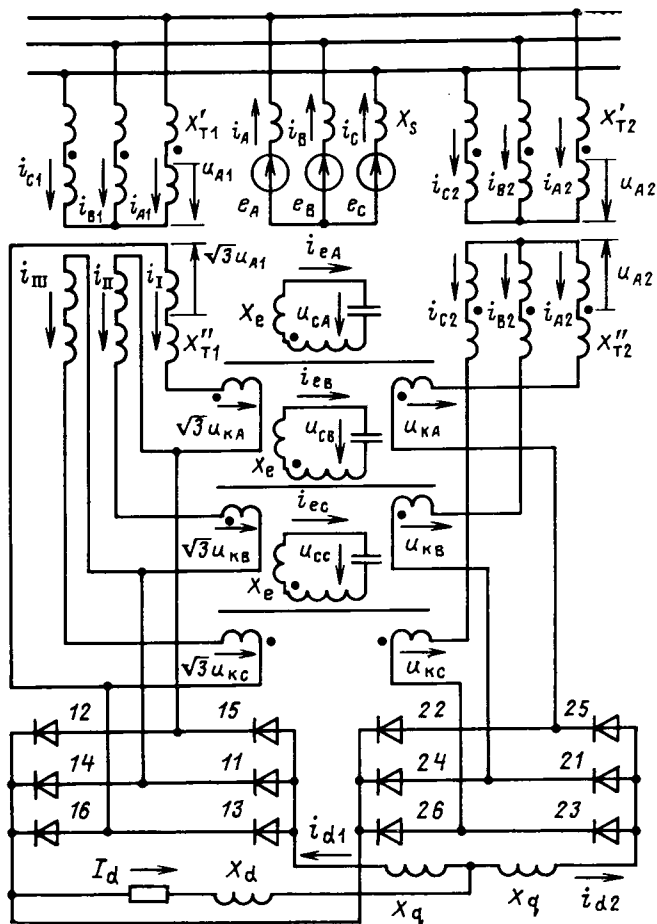


Рис. 1. Схема компенсированного двенадцатифазного преобразователя с делительным реактором-трансформатором

$$\sqrt{3}u_{B1} = X_{\tau 1}^* p i_{11} - X_q p i_{d1} - u_d + \sqrt{3}u_{kB}; \quad (4)$$

$$u_{A2} - u_{B2} = X_{\tau 2}^* p (i_{A2} - i_{B2}) + X_q p i_{d2} + u_d - u_{kA} + u_{kB}; \quad (5)$$

$$u_{kA} = \frac{X_e}{X_c} p^2 u_{cA} + u_{cA}; \quad u_{kB} = \frac{X_e}{X_c} p^2 u_{cB} + u_{cB}; \quad (6)$$

$$e_A = (X_S + X_{\tau 1}') p i_{A1} + X_{sp} i_{A2} + u_{A1}; \quad (7)$$

$$e_B = (X_S + X_{\tau 1}') p i_{B1} + X_{sp} i_{B2} + u_{B1}; \quad (8)$$

$$e_A = (X_S + X_{\tau 2}') p i_{A2} + X_{sp} i_{A1} + u_{A2}; \quad (9)$$

$$e_B = (X_S + X_{\tau 2}') p i_{B2} + X_{sp} i_{B1} + u_{B2}. \quad (10)$$

В приведенных уравнениях производные по независимой переменной

$$p = \frac{d}{d\theta}; \quad p^2 = \frac{d^2}{d\theta^2}. \quad (11)$$

В межкоммутационном интервале

$$\theta_2 = \alpha + \gamma - \frac{\pi}{6} < \theta < \alpha = \theta_3$$

ток проводят вентили 12, 13, 21, 22. При этом справедливы вышеприведенные уравнения за исключением (4), а ток $i_{11} = 0$.

Решив систему уравнений (1)–(10) для коммутационного интервала, получим выходной ток первого моста и ток вентиля 13:

$$i_{d1} = I_s \sin \theta + I_c \cos \theta + X_1 \sin v_2 \theta + X_2 \cos v_2 \theta + \frac{4 + 2\sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}} I_d; \quad (12)$$

$$i_{13} = I_s' \sin \theta + I_c' \cos \theta + X_5 \sin v_1 \theta + X_6 \cos v_1 \theta + X_7 \sin v_2 \theta + X_8 \cos v_2 \theta + \frac{2 + \sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}} I_d. \quad (13)$$

Для межкоммутационного интервала

$$i_{d1} = I_{s1} \sin \theta + I_{c1} \cos \theta + X_3 \sin v_3 \theta + X_4 \cos v_3 \theta + \frac{1}{2} I_d. \quad (14)$$

В выражениях (12)–(14) все токи записаны в относительных единицах (о. е.), причем за базисный ток принято отношение базисных величин, т. е. амплитуды э.д.с. источника питания к индуктивному сопротивлению, равному

$$X_{Re} = X_R + X_e = X_S + X_{\tau 1}' + \frac{1}{3} X_{\tau 1}'' + X_e = X_S + X_{\tau 2}' + X_{\tau 2}'' + X_e. \quad (15)$$

Амплитуды принужденных составляющих токов, изменяющихся с частотой источника питания, определяются как

$$\left. \begin{aligned} I_s &= \frac{1,5(\sqrt{3}-2)}{M - (7+4\sqrt{3})v_1^2}; \quad I_c = \frac{I_s}{\sqrt{3}}; \\ I_s' &= \frac{3(\sqrt{3}-2)(1-v_1^2) - \sqrt{3}[(7+4\sqrt{3})v_1^2 - M]}{4(1-v_1^2)[M - (7+4\sqrt{3})v_1^2]}; \\ I_c' &= \frac{\sqrt{3}(\sqrt{3}-2)(1-v_1^2) + 3[(7+4\sqrt{3})v_1^2 - M]}{4(1-v_1^2)[M - (7+4\sqrt{3})v_1^2]}; \\ I_{s1} &= \frac{3-2\sqrt{3}}{4[(2+\sqrt{3})v_1^2 - M]}; \quad I_{c1} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{3}-2}, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где

$$M = 7 + 4X_q - 4\sqrt{3}(X_S - X_e); \quad M' = 2 + X_q\sqrt{3}(X_S - X_e); \quad v_1^2 = X_c. \quad (17)$$

В выражениях (12)–(14) амплитуды свободных колебаний обозначены $X_1, X_2, \dots, X_8$. Частота свободных колебаний v_1 определяется выражением (17), а

$$v_2 = \sqrt{7+4\sqrt{3}} \frac{v_1}{\sqrt{M}}; \quad v_3 = \sqrt{2+\sqrt{3}} \frac{v_1}{\sqrt{M'}}, \quad (18)$$

причем за базисную частоту принята частота источника питания.

Напряжение на фазе A конденсаторов в коммутационном интервале

$$u_{cA} = \frac{1}{3+2\sqrt{3}} [3e_A + 2\sqrt{3}e_B + (1+\sqrt{3}-2\sqrt{3}M) p i_{d1} - (2+\sqrt{3}) p i_{13}]; \quad (19)$$

в межкоммутационном интервале

$$u_{cA} = \frac{1}{2\sqrt{3}} [(\sqrt{3}-1) e_A + e_B - (\sqrt{3}-2) v_1^2 I_d - A - 2M p i_{d1}], \quad (20)$$

где A — постоянная интегрирования, определяемая из условия равенства напряжений на фазе B конденсаторов на границе коммутационного и межкоммутационного интервалов.

Основная сложность рассматриваемой задачи состоит в нахождении амплитуд свободных колебаний $X_1, X_2, \dots, X_8$. Для их определения требуются восемь граничных условий и дополнительное (девятое) для исключения тока нагрузки I_d :

$$\left. \begin{aligned} 1. \quad i_{11}(\theta_2 - 0) &= 0; \\ 2. \quad i_{d1}(\theta_2 - 0) &= i_{d1}(\theta_2 + 0); \\ 3. \quad i_{d2}\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) &= i_{d1}(\alpha); \\ 4. \quad \frac{1}{X_c} p u_{cB} \Big|_{\theta=\theta_1} &= I_d - \frac{2+\sqrt{3}}{\sqrt{3}} i_{d1}(\theta_1); \\ 5. \quad p u_{cA} \Big|_{\theta_2-0} &= p u_{cA} \Big|_{\theta_2+0}; \\ 6. \quad u_{cA}(\alpha) - u_{cB}(\alpha) &= \sqrt{3} u_{cB}\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right); \\ 7. \quad -\sqrt{3} u_{cA}(\alpha) &= u_{cA}\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - u_{cB}\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right); \\ 8. \quad (\sqrt{3}+1) u_{cA}(\theta_2-0) &= u_{cB}(\theta_2-0) = \\ &= (\sqrt{3}+1) u_{cA}(\theta_2+0) - u_{cB}(\theta_2+0); \\ 9. \quad i_{13}\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Первые восемь граничных условий позволяют получить восемь алгебраических уравнений, в которых для исключения тока нагрузки используется девятое

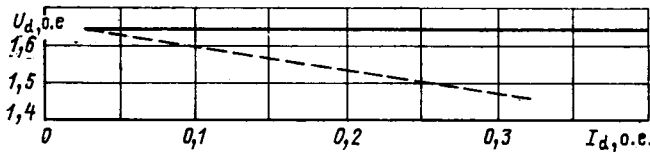


Рис. 2. Внешние характеристики ($X_s=0,546$; $X_q=0$):
— — — компенсированный $v_1=6,6$; — — — — — некомпенсированный $v_1=0$

условие (21). Условия непрерывности токов на границах интервалов выражаются равенствами 1, 2, 5, 9 системы (21), а напряжений на конденсаторах — равенством 8 этой системы. Условия повторяемости напряжений на конденсаторах соответствуют выражениям 6, 7 системы (21). Из-за ограниченного объема в статье не приводятся математические выражения для коэффициентов при неизвестных алгебраической системы уравнений, а также их правые части.

Внешняя характеристика (рис. 2) описывается соотношениями для средних значений напряжения и тока на выходе преобразователя:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= \frac{6}{\pi} \left\{ \left[\frac{6}{2 + \sqrt{3}} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) + \right. \right. \\ &+ \left. \frac{1 + (\sqrt{3} - 2)M'}{2 + \sqrt{3}} i_{d1}(\theta) \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \frac{1}{2} \left[(1 + \sqrt{3}) \sin \theta - \right. \\ &- \left. \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{\sqrt{3} - 2}{2} v_1^2 \theta^2 I_d + \frac{A}{2} \theta \right]_{\theta_1}^{\theta_2} \Bigg\}; \\ I_d &= -\frac{7 + 4\sqrt{3}}{2 + \sqrt{3}} (X_s \sin v_1 \theta_1 + X_6 \cos v_1 \theta_1 + \\ &+ X_7 v_2 \theta_1 + X_8 \cos v_2 \theta_1 + I'_s \sin \theta_1 + I'_c \cos \theta_1). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Определение внешних характеристик и углов коммутации для диодных преобразователей усложняется из-за необходимости нахождения естественного угла отпирания вентилей из трансцендентного уравнения

$$\{(7 - 3\sqrt{3})e_A + (2 + \sqrt{3})e_B + v_1^2 \theta I_d - (2 + \sqrt{3})A + 2[(\sqrt{3} - 2)M + 1] p i_{d1}\}_{\theta=\theta_s} = 0, \quad (23)$$

которое получено из условия, что в конце межкоммутационного интервала напряжение на диоде 23 (рис. 1) равно нулю.

Кривая линейного тока вентильной обмотки на полупериоде состоит из 12 интервалов, каждому из которых соответствует определенное уравнение:

$$i_{a1} = i_{d1}, \quad \left[\alpha - \frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \gamma - \frac{\pi}{6} \right]; \quad (12)$$

$$i_{a1} = I_{s1} \sin \theta + I_{c1} \cos \theta + X_3 \sin v_3 \theta + X_4 \cos v_3 \theta + \frac{1}{2} I_d \quad \left[\alpha + \gamma - \frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha \right]; \quad (24)$$

$$i_{a1} = -I_s \sin \sigma_1 - I_c \cos \sigma_1 - X_1 \sin v_2 \sigma_1 - X_2 \cos v_2 \sigma_1 + \frac{3 + 2\sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}} I_d, \quad \sigma_1 = \theta - \frac{\pi}{6}, \quad [\alpha \leq \theta \leq \alpha + \gamma]; \quad (25)$$

$$i_{a1} = -I_{s1} \sin \sigma_1 - I_{c1} \cos \sigma_1 - X_3 \sin v_3 \sigma_1 - X_4 \cos v_3 \sigma_1 + \frac{1}{2} I_d, \quad \left[\alpha + \gamma \leq \theta \leq \alpha + \frac{\pi}{6} \right]; \quad (26)$$

$$i_{a1} = (I_s - I'_s) \sin \sigma_2 + (I_c - I'_c) \cos \sigma_2 - X_5 \sin v_1 \sigma_2 - X_6 \cos v_1 \sigma_2 - (X_7 - X_1) \sin v_2 \sigma_2 - (X_8 - X_2) \cos v_2 \sigma_2 + \frac{12 + \sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}} I_d, \quad \sigma_2 = \theta - \frac{\pi}{3}, \quad \left[\alpha + \frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \gamma + \frac{\pi}{6} \right]; \quad (27)$$

$$i_{a1} = 0, \quad \left[\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \alpha + \frac{\pi}{2} \right]; \quad (28)$$

$$i_{a1} = -I'_s \sin \sigma_3 - I'_c \cos \sigma_3 - X_5 \sin v_1 \sigma_3 - X_6 \cos v_1 \sigma_3 - X_7 \sin v_2 \sigma_3 - X_8 \cos v_2 \sigma_3 - \frac{2 + \sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}} I_d, \quad \sigma_3 = \theta - \frac{2\pi}{3}, \quad \left[\alpha + \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \alpha + \gamma + \frac{\pi}{2} \right]; \quad (29)$$

$$i_{a1} = -I_{s1} \sin \sigma_3 - I_{c1} \cos \sigma_3 - X_3 \sin v_3 \sigma_3 - X_4 \cos v_3 \sigma_3 - \frac{1}{2} I_d, \quad \left[\alpha + \gamma + \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \alpha + \frac{2\pi}{3} \right]; \quad (30)$$

$$i_{a1} = I_s \sin \sigma_4 + I_c \cos \sigma_4 + X_1 \sin v_2 \sigma_4 + X_2 \cos v_2 \sigma_4 - \frac{3 + 2\sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}} I_d, \quad \sigma_4 = \theta - \frac{5\pi}{6}, \quad \left[\alpha + \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \alpha + \gamma + \frac{2\pi}{3} \right]; \quad (31)$$

$$i_{a1} = I_{s1} \sin \sigma_4 + I_{c1} \cos \sigma_4 + X_3 \sin v_3 \sigma_4 + X_4 \cos v_3 \sigma_4 - \frac{I_d}{2}, \quad \left[\alpha + \gamma + \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \alpha + \frac{5\pi}{6} \right]. \quad (32)$$

Линейный ток вентильной обмотки на трех интервалах равен нулю (28).

Амплитуды синусоид основной и высших гармоник тока вентильной обмотки

$$A_k = \frac{2}{\pi} \left(\sum_{n=1}^4 \sum_{j=1}^5 a_{n,j} + \sum_{j=1}^7 a_{5,j} + \sum_{j=1}^7 a_{9,j} + \sum_{n=10}^{12} \sum_{j=1}^5 a_{n,j} \right), \quad (33)$$

где n — номер интервала на полупериоде кривой тока; j — номер слагаемого в правой части выражений (12), (24)–(32), причем первое обозначение соответствует первому слагаемому в правой части после знака равенства.

Величины под знаком сумм (33) определяются по формуле Эйлера для амплитуды синусоиды. Выражение, аналогичное (33), может быть записано и для амплитуд косинусоид.

Кривая обратного напряжения (рис. 3) на вентиле описывается 15 уравнениями (по числу интервалов). Достаточно рассмотреть обратное напряжение, например, на вентиле 16 (рис. 1). Из-за ограниченного объема статьи приводится лишь уравнение на втором интервале кривой обратного напряжения:

$$u_{16} = 6 \sqrt{\frac{2 + \sqrt{3}}{7 + 4\sqrt{3}}} \cos \left(\theta + \frac{11}{12} \pi \right) + \frac{2M' - 2(\sqrt{3} + 2)}{2 + \sqrt{3}} p i_{d1} \times \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \sqrt{3} (X_s + X_R) p i_{13} \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right), \quad \left[\alpha - \frac{\pi}{3} < \theta < \alpha + \gamma - \frac{\pi}{3} \right]. \quad (34)$$

Под символом производной — величины i_{d1} из (12) и i_{13} из (13). Отметим, что вентиль 16 прекращает проводить ток в момент времени, когда начинается первый интервал кривой обратного напряжения, т. е. при

$$\theta = \alpha + \gamma - \frac{\pi}{2}. \quad (35)$$

В диодном преобразователе, когда проводят пять вентилях (11, 12, 21, 22, 26), на втором интервале при некотором значении тока нагрузки, начинает проводить также и вентиль 16, который проводил до момента времени, характеризующего выражением (35).

Наибольшее напряжение на запертом вентиле в режиме 5—4 при нагрузке, близкой к номинальной, равно амплитуде линейного напряжения на вентильной обмотке трансформатора при холостом ходе преобразователя (рис. 3).

Согласно изложенной теории были составлены программы расчетов для ЭВМ «МИР-2», с помощью которых, в частности, исследовались уравнивающий ток и гармонический состав токов вентильной и сетевой обмоток применительно к двум конструкциям трансформатора с «слабой» ($X_s=0,091$) и «сильной» ($X_s=0,94$) магнитными связями для диодного преобразователя.

Действующее значение уравнивающего тока при $X_q=0$ у компенсированного преобразователя существенно меньше, чем у некомпенсированного (без реактора-трансформатора и уравнивающего реактора), если между вентильными обмотками осуществлена «сильная» магнитная связь (рис. 4). Уменьшение упомянутого тока характерно также и для компенсированного преобразователя с «слабой» магнитной связью между вентильными обмотками, однако в существенно меньшей мере (рис. 4).

Независимо от магнитной связи между вентильными обмотками исключение уравнивающего реактора в компенсированном преобразователе приводит к уменьшению амплитуды пятой гармоники тока вентильной обмотки и увеличению амплитуды седьмой гармоники. Отметим, что в некомпенсированном преобразователе без реактора-трансформатора [5] исключение уравнивающего реактора приводит к увеличению амплитуды пятой гармоники. В этом случае при «слабой» магнитной связи амплитуда седьмой гармоники уменьшается, а при «сильной» — возрастает.

В таблице даны значения амплитуд гармоник вентильной обмотки компенсированного диодного преобразователя с «сильной» и «слабой» магнитной связью между вентильными обмотками преобразовательного трансформатора при нагрузке, близкой к номинальной, $X_q=0$, $v_1=6,6$.

Из таблицы видно, что в случае «сильной» магнитной связи особенно существенными следует считать 5-, 7-, 11-, 13-, 17-, 29- и 31-ю гармоники. Амплитуды первых четырех упомянутых гармоник при «сильной» и «слабой» магнитных связях между вентильными обмотками раз-

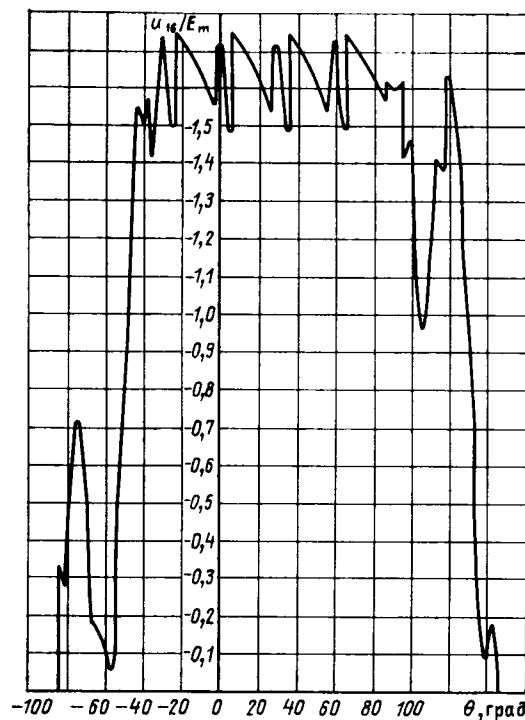


Рис. 3. Кривая напряжения на вентилю диодного преобразователя при $v_1=6,6$; $X_s=0,94$; $I_d=0,089$ о. е.

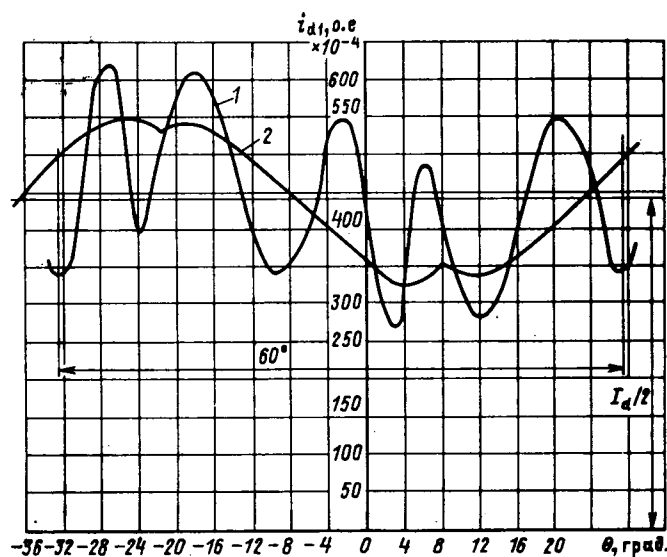


Рис. 4. Выпрямленный ток одного моста: 1 — $X_s=0,94$; 2 — $X_s=0,091$

Тип преобразователя]		Амплитуда гармоник, %												
		1-я	5-я	7-я	11-я	13-я	17-я	19-я	23-я	25-я	29-я	31-я	35-я	37-я
Компенсированный	$X_s = 0,94$	100	13,64	21,67	9,73	7,82	9,57	4,54	0,86	1,3	9,96	9,75	0,97	0,15
	$X_s = 0,091$	100	11,19	25,26	9,04	6,46	3,17	2,9	1,14	0,77	0,87	0,57	0,54	0,51
Некомпенсированный	$X_s = 0,091$	100	30,98	9,54	4,92	3,89	2,49	2,06	1,09	0,85	0,74	0,62	0,46	0,43

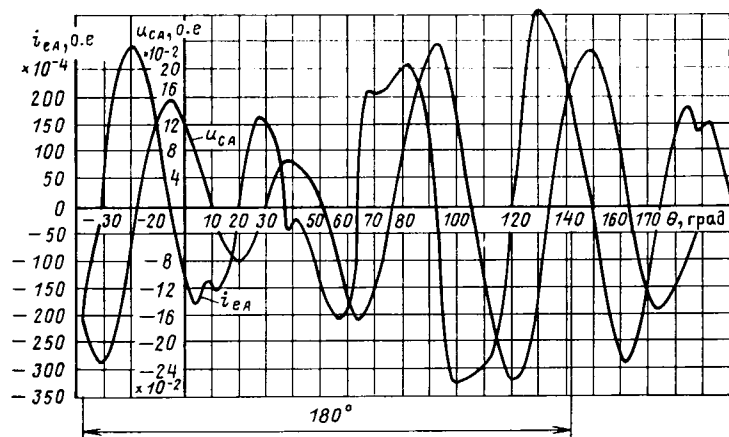


Рис. 5. Кривые напряжения и тока одной фазы конденсаторов ($X_s=0,091$)

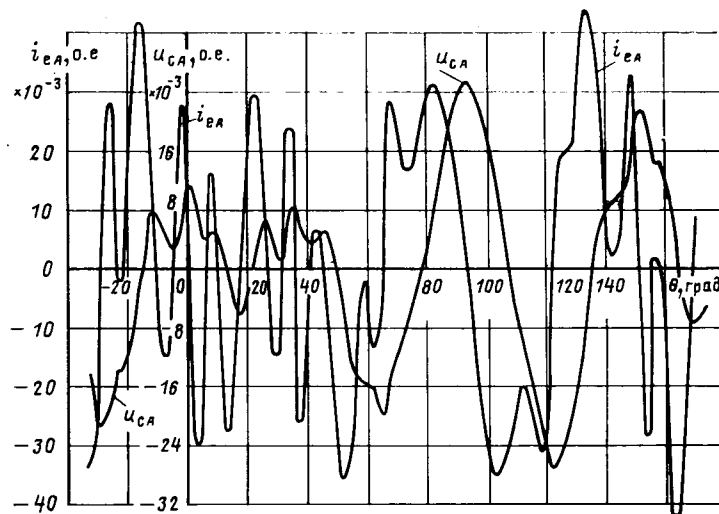


Рис. 6. Напряжение и ток одной фазы конденсаторов ($X_s=0,94$)

личаются между собой существенно меньше, чем амплитуды 17-, 29-, 31-й гармоники. По коэффициенту несинусоидальности тока вентильной и сетевой обмоток более предпочтительна «слабая» магнитная связь между вентильными обмотками.

Программа расчета гармонического состава для компенсированного преобразователя распространяется и на некомпенсированный преобразователь [5]. Для этого следует принять сравнительно малое значение v_1^2 . В таблице приведены значения амплитуд гармоник некомпенсированного преобразователя ($v_1^2=0,001$).

Амплитуды 11- и 13-й гармоник при выбранных параметрах у некомпенсированного преобразователя меньше, чем у компенсированного.

У некомпенсированного преобразователя с амплитудами гармоник согласно данным таблицы изменение выпрямленного напряжения от режима холостого хода до полной нагрузки составляет 2,98 %, тогда как у компенсированного — 0,94 %. Угол сдвига между основными гармониками напряжения и тока на входе преобразователя для некомпенсированного $\varphi_1=15,2^\circ$, а для компенсированного — $1,18^\circ$.

При сравнении двух конструкций преобразовательных трансформаторов с «слабой» и «сильной» магнитными связями между вентильными обмотками для диодного преобразователя необходимо иметь в виду, что максимальный по абсолютной величине угол отпирания вентиля, при котором сохраняется режим работы с числом проводящих вентилях четыре и пять, в первой конструкции больше, чем во второй. Это позволяет эффективно использовать конденсаторы в первой конструкции трансформатора до больших значений тока нагрузки. Дополнительное преимущество первой конструкции ($X_s=0,091$) заключается в меньшей мощности конденсаторов на 15 %, из-за увеличения действующего значения тока конденсаторов при «сильной» магнитной связи (рис. 5, 6). Сравнение максимальных напряжений на вентилях тиристорного преобразователя при перегрузках также выявляет преимущество конструкции

преобразовательного трансформатора со «слабой» магнитной связью.

Выводы. 1. Получено аналитическое решение сложной задачи преобразовательной техники, позволяющее обобщить в единых рамках теории компенсированного и некомпенсированного [5] преобразователей с уравнительным током и без него.

2. Практический интерес представляет компенсированный преобразователь при его питании от источника соизмеримой мощности из-за более жесткой внешней характеристики в сочетании с высокими коэффициентом мощности и коэффициентом эффективности использования конденсаторов. Рассмотренный преобразователь может работать также в чисто компенсационном режиме.

3. По ряду критериев (гармонический состав токов вентильных обмоток, максимальный по абсолютной величине угол отпирания вентилях в режиме 5—4, мощность конденсаторов) для диодного преобразователя без уравнительного реактора предпочтение следует отдать преобразовательному трансформатору со «слабой» магнитной связью между вентильными обмотками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зборовский И. А. Двенадцатифазный преобразователь с делительным реактором-трансформатором.— *Электричество*, 1982, № 11.
2. Глинтерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей.— Л.: Наука, 1968.
3. Вентильные преобразователи с конденсаторами в силовых цепях/А. В. Баев, Ю. К. Волков, В. П. Долинин, В. Я. Корнеев. Энергия, 1969.
4. Основные характеристики и опыт использования системы программ ЭЛТРАН/Г. М. Мустафа, А. А. Поскробко, В. Н. Тингаев, Ю. Б. Федотов, И. М. Шаранов. В кн.: «Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника». М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Зборовский И. А. Влияние электромагнитной связи между обмотками на гармонический состав токов двенадцатифазного преобразователя с параллельным соединением мостов.— *Электричество*, 1981, № 5.

[04.04.84]

Электродинамические силы, действующие на движущийся относительно проводящей полосы контур с током

КОЧЕТКОВ В. М., МАЛАХОВ В. И.

Анализ упругих сил, действующих со стороны магнитного поля на электромагнит с током, движущийся относительно проводящей полосы, при вертикальных его колебаниях, производится обычно в предположении малости амплитуды колебаний [1—2]. Представляется, однако, очевидной некорректность приближения малых колебаний при анализе динамики реального высокоскоростного экипажа, использующего такие электромагниты, поскольку из-за наличия ряда возмущающих факторов амплитуда вертикальных колебаний подвеса на практике может быть соизмерима с номинальной высотой подвеса. Указанное обстоятельство не оставляет сомнений в актуальности рассмотрения динамики колебаний движущегося токового контура при учете конечной амплитуды его возможных вертикальных перемещений.

Главная трудность, сопряженная с подобным анализом, связана с определением временной зависимости упругой силы при наличии вертикальных колебаний контура. В связи с конечной скоростью диффузии магнитного поля внутрь проводящей полосы величина упругой силы в некоторый момент времени не может, строго говоря, зависеть только от высоты подвеса для этого момента времени, но является функционалом от переменной во времени высоты подвеса для всех предшествующих моментов времени. В настоящей статье выведено строгое выражение для указанного функционала, а также дано его преобразование к форме, допускающей последующее решение уравнений динамики подвеса.

Для анализа упругих сил при наличии произвольных вертикальных колебаний контура рассмотрим традиционную физическую модель: пусть в декартовой системе координат область $T < z < 0$ занята проводящим телом с удельной электропроводностью σ , и в направлении x над этим телом движется со скоростью v токовая рамка (электромагнит) с током I . Электромагнит может совершать произвольные вертикальные перемещения вдоль оси z , оставаясь, однако, в плоскости, параллельной поверхности $z=0$ проводящего тела. Форма электромагнита считается произвольной и задается характеристической функцией

$$\chi(K_x, K_y) = \int_S e^{-i(xK_x + yK_y)} dx dy, \quad (1)$$

где интегрирование производится по поверхности S , натянутой на токовый контур электромагнита.

Анализ сил, действующих на движущийся электромагнит, производится путем решения краевой задачи о диффузии магнитного поля сквозь толщину проводящей полосы. Методы решения таких задач традиционно основаны на использовании преобразования Фурье по временной и двум пространственным координатам, орты которых параллельны поверхности проводящей полосы. Для решения поставленной задачи используем ряд полученных к настоящему времени результатов, взяв за основу методы, а также обозначения, приведенные в [1] и [2]. При этом фурье-образом вектора индукции $\vec{B}$, зависящего от координат x, y и z , будем

называть величину

$$\vec{B}(\vec{K}, z) = (2\pi)^{-2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\vec{K}\vec{r}} \vec{B}(x, y, z) dx dy \quad (2)$$

и, в случае, если индукция поля $\vec{B}$ зависит от времени t , фурье-образом вектора индукции $\vec{B}(t, x, y, z)$ будем называть величину

$$\vec{B}(\omega, \vec{K}, z) = (2\pi)^{-3} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega t} dt \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\vec{K}\vec{r}} \vec{B}(t, x, y, z) dx dy. \quad (3)$$

В (2) и (3) приняты обозначения: $\vec{r} = x\vec{e}_x + y\vec{e}_y$, $\vec{K} = K_x\vec{e}_x + K_y\vec{e}_y$, где $\vec{e}_x$ и $\vec{e}_y$ — орты соответствующих координатных направлений. Мы не делаем различий в обозначениях величины и ее фурье-образа, их различие легко производится по списку аргументов этих величин.

Фурье-образ поля покоящегося электромагнита имеет вид [2]:

$$B_z^0 = \frac{\mu_0 I K}{8\pi^2} \chi(\vec{K}) e^{-Kz}. \quad (4)$$

Здесь и далее верхний индекс «0» соответствует полю электромагнита без учета создаваемого при его движении поля вихревых токов; μ_0 — магнитная постоянная; $K = \sqrt{K_x^2 + K_y^2}$; z — расстояние до токового контура электромагнита в направлении, перпендикулярном его плоскости; I — значение тока. Индекс z в обозначении индукции в (4) отвечает тому, что рассматривается лишь z -компонента поля, через которую на основе простых соотношений выражаются все остальные компоненты [2].

Пусть электромагнит движется со скоростью v в направлении x и испытывает при этом произвольные перемещения в вертикальном направлении (вследствие разнообразных возмущающих факторов и соответствующей им реакции подвеса). Если в отсутствие вертикальных перемещений высота электромагнита h над проводящей полосой постоянна, то в рассматриваемом случае эта высота переменна во времени и задается величиной $h + f(t)$, где h — номинальное значение высоты и $f(t)$ — некоторая функция, зависящая от характера возмущающих воздействий и электродинамических свойств подвеса.

Фурье-оригинал поля движущегося электромагнита в соответствии со сказанным определяется выражением

$$B_z^0[x - vt, y, h + f(t)] = \frac{\mu_0 I}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{iK_x(x - vt) + iK_y y} K \times \\ \times \chi(\vec{K}) e^{-K[h + f(t)]} dK_x dK_y. \quad (5)$$

Для вычисления упругой силы необходимо знать фурье-образ функции B_z^0 . Для него в соответствии с равенством (3) получаем

$$B_z^0(\omega, \vec{K}, z=0) = (2\pi)^{-3} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega t} dt \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-iK_x x - iK_y y} \times$$

$$\times dx dy \frac{\mu_0 I}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{iK_x(x-vt) + iK_y K' \chi(\bar{K}') \times} \\ \times e^{-K' [h+f(t)]} dK'_x dK'_y, \quad (6)$$

где значение аргумента $z=0$ у величины B_z^0 соответствует вычислению фурье-образа поля на поверхности проводящей полосы.

Интегрирование по x и y приводит к дельта-функциям Дирака, после чего интегрирование по K'_x и K'_y дает

$$B_z^0(\omega, \bar{K}, z=0) = \frac{\mu_0 I}{16\pi^3} K \chi(\bar{K}) e^{-K h} \int_{-\infty}^{\infty} e^{it(\omega - vK_x)} e^{-K f(t)} dt. \quad (7)$$

По найденному таким образом выражению для фурье-образа поля источника (электромагнита) упругая сила F_z , действующая на движущийся электромагнит со стороны вихревых токов в проводящей полосе, находится стандартными методами (см., например, [1, 3]):

$$F_z(t) = - \frac{\mu_0 I^2}{16\pi^3} \int_{-\infty}^{\infty} K^2 |\chi|^2 e^{-2Kh - K f(t)} e^{itvK_x} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\omega t} R \times \\ \times (\bar{K}, \omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} e^{it'(\omega - vK_x) - K f(t')} dt'. \quad (8)$$

Здесь $R(\bar{K}, \omega)$ — коэффициент отражения z -компоненты поля проводящей полосой;

$$R(\bar{K}, \omega) = \frac{K - \Lambda}{K + \Lambda} \frac{1 - e^{-2\Lambda T}}{1 - \left(\frac{K - \Lambda}{K + \Lambda}\right)^2 e^{-2\Lambda T}}, \quad (9)$$

где T — толщина полосы; $\Lambda = \sqrt{K^2 - i\mu_0 \sigma \omega}$; σ — удельная электропроводность материала полосы.

В частных случаях $f(t) = \text{const}$ (отсутствие вертикальных перемещений) или $v \rightarrow \infty$ (высокоскоростной предел) формула (8) дает хорошо известные выражения для подъемной силы [3], а при $f(t) = \varepsilon \sin \Omega t$ ($\varepsilon/h \ll 1$) приводит к известным выражениям для силы при малых вертикальных колебаниях [1]. Однако по сравнению с соотношениями в цитированных работах применимость формулы (8) гораздо шире — она описывает переменную во времени подъемную силу, возникающую при произвольных вертикальных перемещениях движущегося электромагнита.

Формула (8) вследствие сложности своей структуры неудобна для практических расчетов, в связи с чем представляется целесообразным нахождение на основе (8) простых приближенных выражений. С этой целью заметим, что разложение в ряд по t в окрестности $t=0$ функции $e^{-K f(t)}$ позволяет представить интеграл по переменной t' формулы (8) в следующем виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{it'(\omega - vK_x) - K f(t')} dt' = 2\pi e^{-K f(t=0)} \left[\delta(\omega - vK_x) + \right. \\ \left. + iK \dot{f} \delta'(\omega - vK_x) + \frac{K}{2} (\ddot{f} - K \dot{f}^2) \delta''(\omega - vK_x) + \right. \\ \left. + \left(\frac{K^2}{2} \ddot{f} \dot{f} - \frac{K^3}{6} \dot{f}^3 - \frac{K}{6} \ddot{f} \right) \delta'''(\omega - vK_x) + \dots \right]. \quad (10)$$

Здесь символом δ обозначена дельта-функция Дирака, а символами δ' , δ'' , δ''' — ее последовательные производные;

величины $\dot{f}$, $\ddot{f}$ и $\ddot{\dot{f}}$ — соответствующие производные по времени для функции $f(t)$ при $t=0$.

Как видно из дальнейшего, ряд в правой части (10) порождает быстро сходящуюся последовательность, в связи с чем в нем могут учитываться несколько первых членов. Подставляя (10) в (8) и производя интегрирование по ω , получаем окончательно следующее выражение для $F_z(t)$:

$$F_z(t) = - \frac{\mu_0 I^2}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} K^2 |\chi|^2 e^{-2K[h+f(t)]} \left\{ R \Big|_{\omega=K_x v} - \right. \\ \left. - iK \dot{f}(t) \frac{\partial R}{\partial \omega} \Big|_{\omega=K_x v} + \frac{K}{2} [\ddot{f}(t) - K \dot{f}^2(t)] \frac{\partial^2 R}{\partial \omega^2} \Big|_{\omega=K_x v} - \right. \\ \left. - \frac{K^2}{2} \dot{f}(t) \ddot{f}(t) - \frac{K^3}{6} \dot{f}^3(t) - \frac{K}{6} \ddot{f}(t) \frac{\partial^3 R}{\partial \omega^3} \Big|_{\omega=K_x v} + \dots \right\} d\bar{K}. \quad (11)$$

Здесь члены ряда в фигурной скобке соответствуют последовательным членам разложения в (10) и отвечают возрастающим по степени малости поправкам к величине силы $F_z(t)$. Если рассмотреть отдельную гармоническую составляющую функции $f(t)$, то есть положить $f(t) = f_0 \cos \Omega t$, то коэффициенты в (11) при последовательных производных функции R имеют порядок соответственно Ω , Ω^2 , Ω^3 , С учетом массы токового контура спектр функции $f(t)$ является низкочастотным, поэтому указанные члены образуют убывающую последовательность. На практике это проявляется в достаточно быстром убывании последовательных членов написанного ряда при их прямом вычислении.

Как видно из (8) и (10), упругая сила $F_z(t)$ является функционалом от траектории вертикального перемещения $f(t)$, и, таким образом, система реагирует не только на мгновенное положение электромагнита, но действует с учетом предистории процесса. В упрощенном динамическом описании эта предистория согласно (11) может учитываться производными функциями $f(t)$; если в (11) вынести за знак интеграла величины $\dot{f}(t)$, $\ddot{f}(t)$, $\ddot{\dot{f}}(t)$ и ограничиться учетом членов с порядком малости до Ω^2 включительно, то для $F_z(t)$ получаем:

$$F_z(t) = F^0(t) + \varepsilon_1 \dot{f}(t) + \varepsilon_2 \ddot{f}(t) + \varepsilon_3 \ddot{\dot{f}}(t), \quad (12)$$

где

$$F^0(t) = - \frac{\mu_0 I^2}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} K^2 |\chi|^2 e^{-2K[h+f(t)]} R \Big|_{\omega=K_x v} \times \\ \times dK_x dK_y; \\ \varepsilon_1 = i \frac{\mu_0 I^2}{8\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} K^3 |\chi|^2 e^{-2K[h+f(t)]} \frac{\partial R}{\partial \omega} \Big|_{\omega=K_x v} dK_x dK_y; \\ \varepsilon_2 = - \frac{\mu_0 I^2}{16\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} K^3 |\chi|^2 e^{-2K[h+f(t)]} \frac{\partial^2 R}{\partial \omega^2} \Big|_{\omega=K_x v} dK_x dK_y; \\ \varepsilon_3 = \frac{\mu_0 I^2}{16\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} K^4 |\chi|^2 e^{-2K[h+f(t)]} \frac{\partial^3 R}{\partial \omega^3} \Big|_{\omega=K_x v} dK_x dK_y. \quad (13)$$

Для определения характера вертикального перемещения электромагнита подвеса при найденной упругой силе рассмотрим относительное движение токового контура в подвижной системе координат, в которой центр тяжести контура колеблется около положения равно-

веса $z(t)=h$. Уравнение колебаний одномерной системы для данного случая имеет вид:

$$m\ddot{z} + F_z(t) = \varphi(t), \quad (14)$$

где $\varphi(t)$ — внешнее механическое воздействие; m — масса экипажа, приходящаяся на один электромагнит.

С учетом равенства (12) и (13) уравнение колебаний экипажа (14) можно записать через обобщенную координату $q(z, t)$:

$$\ddot{q} + h(q, \dot{q}) + f^0(q) = Q(t), \quad (15)$$

где $f^0(q)$, $h(q, \dot{q})$ и $Q(t)$ — соответственно консервативная, диссипативная и вынуждающая силы, отнесенные к инерционному коэффициенту системы $m(t) = m + \varepsilon_2 + k\varepsilon_3$;

$$f^0(q) = \frac{F^0(t)}{m(t)}, \quad h(q, \dot{q}) = \frac{\varepsilon_1}{m(t)}, \quad Q(t) = \frac{\varphi(t)}{m(t)}.$$

Для решения уравнения (15) воспользуемся численным методом. Представляется целесообразным использование метода расщепления, называемый методом предиктор-корректора [4]. Согласно алгоритму этого метода составлена и отлажена программа на языке ФОРТРАН-IV для ЕС-1035. Расчеты выполнялись для экипажа высокоскоростного наземного транспорта массой 10 т, использующего для левитации четыре опорных электромагнита ($1,2 \times 0,4$ м) с м. д. с. $5 \cdot 10^5$ А, расположенных в плоскости параллельной плоскости пути. Начальные условия: $z(0) = h = 10 \cdot 10^{-2}$ м, $\dot{z}(0) = 0,5$ м/с. Движение вдоль пути происходило с расчетной скоростью $v = 100$ м/с. Со стороны пути рассматривались два механических возмущения:

1. Воздействие единичного мгновенного импульса $\varphi(t) = \delta(t - \tau)$, приложенного в момент времени $t = \tau$, при нулевых начальных условиях. Соответствующее решение дифференциального уравнения (15) ищется в виде импульсной переходной функции $z(t, \tau)$ при $t > \tau$.

2. Гармоническое возмущение $\varphi(t) = \Phi \cos 2\pi \nu t$. В рассмотренном кинематическом воздействии $\Phi = m\xi v^2$ амплитуда возмущений $\xi = 5 \cdot 10^{-2}$ м, частота периодических возмущений $\nu = v/x$, $x = 25$ м.

Рассчитанные траектории движения экипажа для указанных возмущающих воздействий представлены на рис. 1 и 2. Анализ траекторий показывает, что свободные колебания экипажа низкочастотные с малым декрементом затухания, что совпадает с экспериментальными данными, полученными в [5], где сделан вывод о необходимости принудительного демпфирования колебаний экипажа с целью получения необходимых комфортных

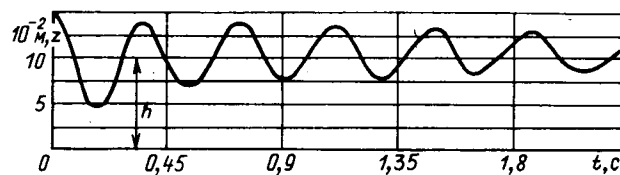


Рис. 1

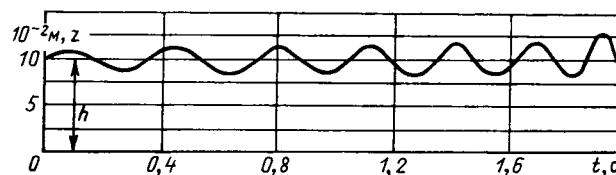


Рис. 2

условий для пассажиров. Однако необходимо учесть, что процесс демпфирования будет сопровождаться увеличением диссипации энергии и приведет к дополнительной тормозной силе, а это необходимо принимать во внимание при определении мощности тягового двигателя.

Выводы. 1. Упругие силы электродинамического подвеса экипажа, найденные с учетом конечной скорости диффузии магнитного поля внутрь левитационной полосы, зависят не только от высоты подвеса, но и являются функционалом изменения этой высоты.

2. Колебания экипажа в продольной вертикальной плоскости описываются нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка, решение которого показывает, что колебания происходят с малым декрементом затухания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кочетков В. М. О вертикальной неустойчивости электродинамического подвешивания. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 5, с. 176.
2. Кочетков В. М., Ким К. И., Трещев И. И. Теория электродинамической левитации. Основные результаты и дальнейшие задачи. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1981, № 1, с. 72.
3. Reitz I. R., Davis L. C. Force on a rectangular coil moving above a conducting slab. — I. Appl. Phys., 1972, vol. 43, N4.
4. Марчук Г. И. Методы вычислительной математики. — М.: Наука, 1980, с. 252.
5. Малахов В. И., Нагорский В. Д. Анализ переходных процессов в системе электродинамического подвеса с устройством активного демпфирования колебаний. — М.: Труды МИИТ, 1980, вып. 665, с. 146—150.

[13.09.85]

Улучшение стабилизирующих свойств АРВ в сложных электроэнергетических системах

ТУЛЬЧИНСКИЙ Г. А.

Усть-Илимская ГЭС

Одна из актуальных задач повышения эффективности применения АРВ в электроэнергетических системах (ЭЭС) — правильный выбор места установки АРВ сильного действия. Для рационального решения этой задачи в [1] использован подход, заключающийся в определении коэффициентов чувствительности вещественных частей корней характеристического уравнения к коэффициентам стабилизации. Предложенный метод применим при разработке проектов новых электростанций, линий электропередач, крупных узлов нагрузки и т. п. В то же время в практике эксплуатации известны случаи, когда вследствие развития электрической схемы ЭЭС, изменения режима использования межсистемных связей, баланса мощностей эффективность демпфирования малых низкочастотных колебаний снижается, что требует пересмотра структуры ранее установленных АРВ на электростанциях.

Для решения этой задачи требуются точные данные, позволяющие проводить практическую корректировку структуры регуляторов. Теоретические же исследования сложных объектов управления в энергетике неизбежно связаны с недостаточностью и неполнотой информации о системе, с упрощающими допущениями, которые зачастую делают невозможным учет изменений режима и параметров в отдельных частях ЭЭС. Поэтому желательно применять методы, при которых зависимость результатов от полноты и достоверности информации была бы минимальной. Такими методами, в частности, являются частотные методы исследования. Их преимущество заключается в возможности использования экспериментальных частотных характеристик, содержащих информацию о динамических свойствах системы в режиме малых колебаний. Выделяя в ЭЭС исследуемую электростанцию Г/Л (рис. 1), можно все элементы структурной схемы регулирования возбуждения представить реальными, частотными характеристиками, полученными из опытов подачи гармонических возмущений от генератора синусоидальных колебаний (ГСК): $W_f(j\omega)$ — амплитудно-фазовая характеристика (АФЧХ) общей части системы регулирования с учетом обратных связей с колец ротора; $W_u(j\omega)$ — АФЧХ канала регулирования по напряжению; $W_n(j\omega)$ — АФЧХ по одному из наблюдаемых параметров П; $K_n(j\omega)$ — АФЧХ корректирующего звена стабилизации АРВ по параметру П; $f(p)$, $X(p)$ — входное (воз-

мущающее) и выходное воздействия при исследовании рассматриваемой ЭЭС.

Характеристики $W_u(j\omega)$, $W_n(j\omega)$ включают информацию о динамических свойствах всей системы. Такая схема отражает особенности динамики ЭЭС в условиях эксплуатации и после преобразований (рис. 2) может быть использована для решения поставленной задачи структурными методами теории чувствительности [2]. Рассматривая АФЧХ замкнутой системы $\Phi(j\omega)$ в качестве динамической характеристики ЭЭС, определяемой параметрами схемы, режима и АРВ, исследуем поведение этой характеристики в изменяющихся условиях эксплуатации.

В данном случае смысл введения меры чувствительности состоит в том, что обусловленное вариацией параметра схемы или режима изменение АФЧХ замкнутой системы можно представить как

$$\Delta\Phi(j\omega) = S_\gamma^\Phi(j\omega) \Delta\gamma,$$

здесь $S_\gamma^\Phi(j\omega)$ — логарифмическая частотная функция чувствительности АФЧХ к изменению параметра γ .

Далее выделим в системе отдельное звено, влияние которого на $\Phi(j\omega)$ можно было бы при необходимости варьировать в зависимости от условий функционирования системы. В качестве такого звена наиболее целесообразно принять звено с характеристикой $W_n(j\omega)$, так как структуру и параметры обобщенного звена $W_{nc}(j\omega)$ во многом определяют требования к качеству поддержания напряжения и устойчивости внутреннего контура регулирования.

Пусть в результате изменения параметра γ передаточная функция $W_n(p)$, а следовательно, и АФЧХ $W_n(j\omega)$, получают вариации соответственно $\Delta W_n(p)$, $\Delta W_n(j\omega)$. Тогда все координаты также получат приращения.

Чувствительность АФЧХ замкнутой схемы к изменению параметра определяется как изменением АФЧХ отдельного звена

$$\Delta W_n(j\omega) = S_{\gamma}^{W_n}(j\omega) \Delta\gamma,$$

так и влиянием отдельного звена на $\Phi(j\omega)$:

$$S_\gamma^\Phi(j\omega) = S_{W_n}^\Phi(j\omega) S_{\gamma}^{W_n}(j\omega), \quad (1)$$

где

$$S_{W_n}^\Phi(j\omega) = \frac{\Delta\Phi(j\omega)}{\Delta W_n(j\omega)} \cdot \frac{W_n(j\omega)}{\Phi(j\omega)} = \frac{\partial \ln \Phi(j\omega)}{\partial \ln W_n(j\omega)}.$$

Входящие в (1) составляющие чувствительности можно определить экспериментально. Используя принцип суперпозиций, можно записать следующее выражение для вызванного вариацией параметра изменения АФЧХ (рис. 2):

$$\Delta\Phi(j\omega) = \frac{U}{f}(j\omega) \frac{\Delta X}{\Delta P}(j\omega) \Delta W_n(j\omega). \quad (2)$$

Таким образом

$$S_{W_n}^\Phi(j\omega) = W_{uf}(j\omega) W_{Xn}(j\omega). \quad (3)$$

Вычисление чувствительности может производиться без знания аналитической зависимости характеристик системы от характеристик варьруемой функции.

Если в опытах определения частотных характеристик действующей ЭЭС с подачей возмущения от ГСК определить также «собственную» $W_{uf}(j\omega)$ и «взаимную» $W_{Xn}(j\omega)$ характеристики, то тем самым в одной серии опытов совмещается определение

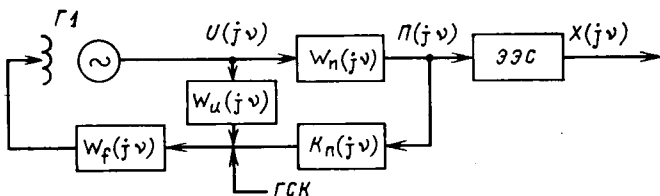


Рис. 1. Структурная схема регулирования

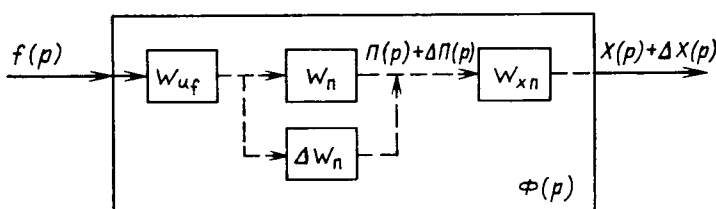


Рис. 2. Обобщенная структурная схема

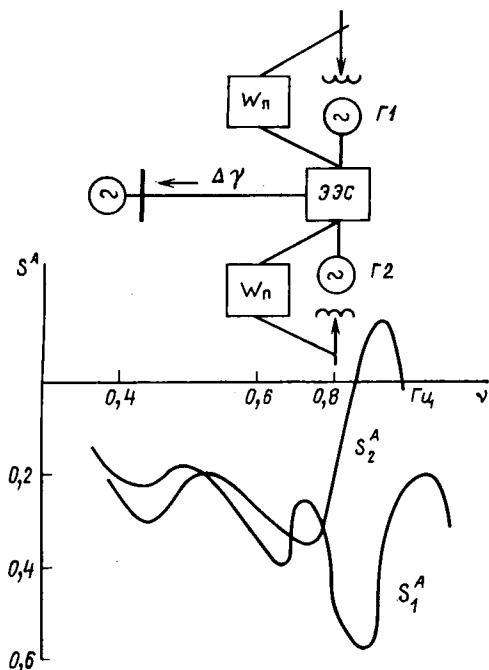


Рис. 3. Схема эксперимента и функции чувствительности АЧХ к изменению передаточной функции регулятора

экспериментальных частотных характеристик (имеющих самостоятельное значение) и определение частотных функций чувствительности по (3).

Покажем, что в этом случае возможно одновременно осуществлять анализ качества в исходном режиме и чувствительности при его изменении.

По АФЧХ замкнутой схемы, представленной в виде

$$\Phi(j\nu) = \frac{W_{об}(j\nu)}{1 + W_{об}(j\nu)K(j\nu)} \quad (4)$$

или

$$K(j\nu) = \frac{1}{\Phi(j\nu)} - \frac{1}{W_{об}(j\nu)}, \quad (5)$$

где $W_{об}(j\nu)$ — АФЧХ обобщенного объекта регулирования; $K(j\nu)$ — экспериментальная АФЧХ регулятора при рабочей на-

стройке, получаем годограф границы устойчивости, который, с одной стороны, совпадает с обратной АФЧХ разомкнутой системы в силу равенства нулю знаменателя в (4), а с другой стороны, может быть определен согласно (5) как разность:

$$K_{гр}(j\nu) = K(j\nu) - \frac{1}{\Phi(j\nu)}.$$

С помощью функций чувствительности одновременно оценивается стабильность качественных показателей и степени устойчивости при изменении условий работы системы. Заметим, что вещественной и мнимой частями комплексной функции чувствительности $S(j\nu)$ являются функции чувствительности амплитудной и фазовой характеристик — АЧХ и ФЧХ замкнутой системы:

$$S^\Phi(j\nu) = S^A(\nu) + jS^\Psi(\nu),$$

что позволяет совместно анализировать частотные оценки качества и чувствительности.

В сложной ЭЭС применение описанной методики дает возможность выявить при каких схемно-режимных условиях регулирование возбуждения недостаточно эффективно для поддержания показателей качества в заданном диапазоне, а с другой стороны, позволяет выбрать станцию, на которой отрицательная чувствительность к изменению параметров регулирования (стабилизации) максимальна по модулю. Именно на этой станции и необходимо, в первую очередь, корректировать передаточную функцию АРВ.

На рис. 3 в качестве иллюстрации приведены значения функций чувствительности АЧХ замкнутой системы $S^A(\nu)$. Эти характеристики получены из экспериментальных АФЧХ, снятых при поочередном приложении синусоидального возмущающего воздействия к обмоткам возбуждения генераторов смежных станций Г1 и Г2.

В качестве отклонения параметра задавалось отклонение $\Delta\gamma$ перетока по межсистемной связи. Из рис. 3 видно, что для более эффективного демпфирования колебаний при заданных изменениях условий функционирования следует осуществить коррекцию передаточной функции (частотной характеристики) регулятора в узле Г1 в диапазоне частот 0,6—0,9 Гц.

Благодаря использованию натуральных характеристик достоверность результатов не связана с точностью математического описания переходных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бросман Э., Строев В. А., Хачатурова Е. А. Демпфирование малых низкочастотных колебаний в сложных электроэнергетических системах с помощью АРВ сильного действия. — Электричество, 1984, № 7.
2. Розенвассер Е. Н., Юсупов Р. М. Чувствительность систем автоматического управления. — Л.: Энергия, 1969. [24.06.85]

УДК 621.311.014.38:519.251.8

Статистический анализ параметров аperiodических составляющих токов короткого замыкания в сети 500 кВ

АЛЕКСЕЕВ В. Г.

Аperiodические составляющие токов к. з. оказывают решающее влияние на погрешности трансформаторов тока (ТТ) в переходных режимах в сетях сверхвысокого напряжения [1—4]. Расчетные условия, при которых должны нормироваться погрешности ТТ для релейной защиты, необходимо выбирать с учетом статистических законов распределения параметров аperiodических составляющих. Их расчет затруднен из-за влияния большого числа случайных факторов. В связи с этим представляет интерес получение информации о законах распределения параметров тока к. з. на основе непосредственных измерений в энергосистемах. В данной работе приводятся результаты статистической обработки данных по токам к. з. в сетях 500 кВ ряда объединенных энергосистем за последние 15 лет. Источником информации служили осциллограммы, снятые на аварийных осциллографах при к. з. Всего проанализировано около 900 осциллограмм 127 присоединений 20 электростанций и 40 подстанций. Рассмотрены в основном однофазные к. з., составляющие

более 95 % всех случаев. При анализе осциллограмм обрабатывались данные о вторичных токах поврежденных фаз I_Φ и токах в нулевом проводе ТТ — $3I_0$.

Восстановление кривой аperiodического тока производилось по точкам максимума через каждые полпериода промышленной частоты. Аperiodический ток при этом определяется как

$$i_1 = |A_1 - 0,25(A_1 + A_3) - 0,5A_2|;$$

$$i_{k+1} = |0,5A_{k+1} - 0,25(A_k + A_{k+2})|,$$

где A_k — амплитуда k -го полупериода тока к. з. В случаях, когда ТТ работают с погрешностями, связанными с насыщением магнитопроводов, кривые вторичного тока, совпадающие в данные полупериоды по знаку с аperiodической составляющей, могут искажаться. Восстановление истинной кривой вторичного аperiodического тока в этих случаях может быть выполнено по кривым в полупериоды противоположного знака, которые пе-

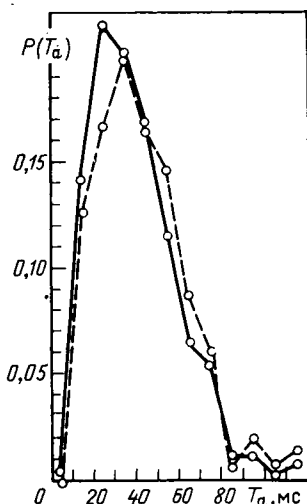


Рис. 1

редаются практически без искажений. Такое восстановление имеет более значительную методическую погрешность, поскольку амплитуда периодической составляющей принимается неизменной на протяжении переходного процесса. Эта амплитуда может быть либо найдена по участку осциллограммы без насыщения, либо вычислена в предположении, что затухание аperiodического тока происходит по экспоненциальному закону. В последнем случае аperiodический ток определяется как

$$i_{2k-1} = \left| A_{2k-1} - \frac{A_1 A_5 - A_3^2}{A_1 + A_5 - 2A_3} \right|.$$

В общем случае изменение аperiodической составляющей тока к. з. происходит по сложному закону, что связано с наличием большого числа генерирующих источников и сложностью схемы соединения сети. Для анализа режима работы ТТ реальную кривую аperiodической составляющей целесообразно заменить эквивалентной. Эквивалентирование может производиться разными способами [5], однако чаще всего реальную кривую заменяют экспонентой методом наименьших квадратов. Эквивалентная экспонента определяет двухмерную случайную величину, компонентами которой являются начальная амплитуда экспоненты и постоянная времени затухания. Постоянная времени может быть найдена как

$$T_a = \frac{\sum_{k=1}^n t_k^2 - \frac{1}{n} \left(\sum_{k=1}^n t_k \right)^2}{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n t_k \sum_{k=1}^n \ln i_k - \sum_{k=1}^n t_k \ln i_k},$$

где t_k — время от первого максимума тока до момента, при котором производится измерение аperiodической составляющей; i_k — значение аperiodической составляющей тока в рассматриваемый момент времени; n — количество точек измерения аperiodической составляющей на одной осциллограмме.

Относительная начальная амплитуда аperiodической составляющей I_a определяется путем экстраполяции экспоненты до момента прохождения током к. з. первого максимума до момента, соответствующего возникновению повреждения:

$$I_a = \frac{2B}{A \{ \exp [5(B/A + 1 - L)/T_a] + \exp [5(B/A - 3 - L)/T_a] \}},$$

где

$$B = \exp \left[\frac{\sum_{k=1}^n \ln i_k}{n} + \frac{5(n-1)}{T_a} \right];$$

A — амплитуда периодической составляющей тока к. з. Как известно, при внезапном к. з. на осциллограмме аварийного осциллографа типа Н-13, оборудованного стандартным устройством запуска УПО-1 и имеющего запаздывание в форсировке лампы осветителя гальванометров до 20 мс, теряется первый максимум тока. Учет запаздывания производится введением в расчетную формулу параметра L .

Таблица 1

Параметр	Канал	Число измерений	Среднее значение, мс	Стандартное отклонение, мс	Параметры аппроксимирующего распределения	
					a , мс	b
T_a при однофазных к. з.	I_Φ	281	40,7	20,5	46,1 (43,9—48,4)	2,11 (1,96—2,28)
	$3I_0$	167	43,2	21,4	48,8 (45,8—52,0)	2,14 (1,95—2,38)
T_a при междуфазных к. з.	I_Φ	37	41,1	13,7	—	—

По приведенной методике рассчитаны параметры аperiodической составляющей по осциллограммам фазных токов и токов в канале нулевой последовательности. На рис. 1 приведен полигон распределения значений эквивалентных постоянных времени затухания аperiodических составляющих токов при однофазных к. з. (сплошная линия — I_Φ , пунктирная линия — $3I_0$). При вычислении T_a доверительный интервал при 90 %-ной доверительной вероятности в большинстве случаев не превосходит 10 мс, что и определило степень дискретизации при построении полигона. Полученные эмпирические функции распределения постоянных времени хорошо аппроксимируются распределением Вейбулла:

$$P(T_a) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{T_a}{a} \right)^b \right].$$

В табл. 1 приведены параметры эмпирического и соответствующего аппроксимирующего распределений постоянных времени. Оценка параметров распределения Вейбулла произведена методом максимального правдоподобия в соответствии с ГОСТ 11.007—75. В скобках указаны доверительные интервалы оценок при доверительной вероятности 0,9. Из сравнения параметров аппроксимирующего распределения и доверительных интервалов для постоянных времени фазных токов и токов канала нулевой последовательности можно предположить, что они подчиняются закону распределения с одинаковыми параметрами. Проверка этой гипотезы по критерию Вилкоксона подтверждает предположение. Таким образом, в целом для однофазных к. з. функция распределения постоянных времени может аппроксимироваться распределением Вейбулла с параметрами $a=46,5$ мс; $b=2,12$.

Максимальные зарегистрированные значения постоянных времени аperiodических токов не превосходят 120 мс, причем такие значения зарегистрированы лишь дважды при к. з. в расщепленном (РУ) мощных электростанций. Расчетные значения постоянных времени в подобных условиях, вычисленные исходя из параметров блоков 300—500 МВт, составляют 500—700 мс, а значения, полученные при опытах искусственных к. з. [6] — 300—400 мс. Существенное расхождение с максимальными статистическими данными объясняется тем, что реальные непреднамеренные к. з. почти всегда происходят через переходное сопротивление. Причем вблизи шин электростанций, когда токи велики, а суммарное реактивное сопротивление петли к. з. мало, даже малые активные сопротивления дуги повысить значение постоянной времени. Расчеты показывают, что сопротивление дуги длиной 5 м при перекрытии гирлянды изоляторов 500 кВ способно снизить постоянную времени при к. з. в РУ электростанции с 300—400 мс до 100—130 мс.

Короткие замыкания на линиях в 95 % случаев являются однофазными, при этом ток чаще всего протекает через опору и ее контур заземления. Сопротивления заземления опор относительно велики — в среднем 3,72 Ома (по 1269 измерениям). Такие сопротивления предопределяют существенно более низкие постоянные времени по сравнению с собственной постоянной времени линии, которая при однофазном к. з. достигает 80—90 мс. При к. з. не через опоры, а на деревья, движущуюся технику и т. п. сопротивление растеканию еще более увеличивается, а постоянные времени соответственно снижаются. Определяющее влияние переходного сопротивления на постоянную времени приводит к тому, что, как показывает проверка по кри-

Таблица 2

Параметр	Канал	Число измерений	Среднее значение, отн. ед.	Стандартное отклонение, отн. ед.	Параметр аппроксимирующего распределения ϵ
I_a при внезапных к. з.	I_Φ	273	0,186	0,209	0,26
	$3I_0$	253	0,175	0,192	0,25
I_a при неуспешных АПВ и опробованиях	I_Φ	121	0,443	0,233	1,09
	$3I_0$	37	0,393	0,226	—

териям Пирсона и Вилкоксона, функция распределения постоянных времени не зависит от того, отходит линия от шин электростанции или от шин подстанции. По этим же причинам функция распределения слабо зависит от длины линии.

Начальная амплитуда аperiodической составляющей тока к. з. является случайным параметром, зависящим от угла возникновения к. з. относительно синусоиды напряжения эквивалентного источника. Известно, что угол возникновения к. з. во многом определяется его причиной. На основе статистики причин может быть построена гистограмма углов или начальных амплитуд аperiodических токов [3, 4]. Однако подобное построение может рассматриваться лишь как весьма приближенное из-за неточности определения первоначальных причин при развитии повреждения. Так, например, перекрытия на линии часто приводят к расщеплению гирлянд [7] и т. д.

Расчет начальных амплитуд на основе обработки осциллограмм показывает, что при внезапных к. з. более чем в половине случаев амплитуда аperiodической составляющей тока имеет значение менее 10 % от периодической амплитуды. Полигон распределения представлен на рис. 2 (сплошная линия — I_Φ , пунктирная линия — $3I_0$). Особо следует остановиться на случаях неуспешных АПВ. При АПВ принято считать, что начальная амплитуда аperiodической составляющей определяется углом включения выключателя. Анализ осциллограмм аварийных осциллографов показал ошибочность этого предположения. Примерно в 50 % случаев АПВ, считающихся неуспешными, поврежденное оборудование выдерживает рабочее напряжение в течение времени от нескольких десятых секунды до нескольких секунд, затем происходит повторное к. з. Такие процессы характерны, например, для пляски проводов. С точки зрения анализа амплитуд аperiodических составляющих такое неуспешное АПВ следует рассматривать как внезапное к. з., что и сделано в данной работе. В других 50 % случаев, хотя пробой и происходит до достижения рабочим напряжением амплитудного значения, но остаточная электрическая прочность в месте повреждения существенно смещает углы возникновения к. з. в сторону увеличения. Это иллюстрируется на рис. 3, где приведены полигон распределения значений относительных начальных амплитуд аperiodических составляющих токов при неуспешных АПВ и опробованиях (сплошная линия — I_Φ , пунктирная линия — $3I_0$) и расчетная кривая распределения, построенная на основе данных по углам включения выключателей (металлическое к. з., штрих-пунктирная линия) [8]. Из их сравнения следует, что реальная вероятность возникновения больших аperiodических амплитуд существенно меньше, чем вероятность, рассчитанная по распределению углов включения на металлическое к. з.

Проверка по критерию Пирсона показала, что эмпирическое распределение начальных амплитуд аperiodической составляющей (табл. 2) хорошо аппроксимируется функцией распределения вида

$$P(I_a) = I_a^{\epsilon} \cos\left(\frac{\pi}{2} I_a\right).$$

Оценки параметров распределения приведены в табл. 2 (значения аperiodической составляющей отнесены к периодической). Для внезапных к. з. они получены методом минимизации

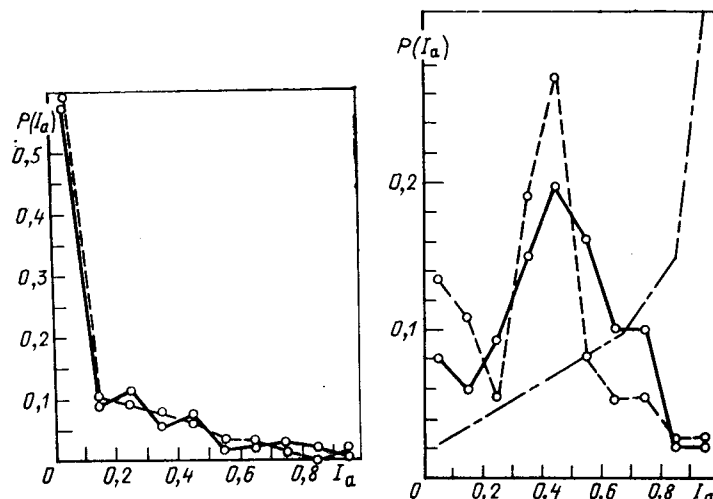


Рис. 2

Рис. 3

ции χ^2 , а для неуспешных АПВ и опробований — методом наибольшего правдоподобия. Как и для постоянных времени, параметры аппроксимирующего распределения для фазных токов и токов канала нулевой последовательности примерно одинаковы.

В целях определения взаимозависимости между начальными амплитудами аperiodических токов и постоянными времени определены коэффициенты корреляции между ними. Для фазных токов и токов канала нулевой последовательности эти коэффициенты составляют 0,036 и —0,039 соответственно. Исходя из доверительной вероятности 0,9, доверительные интервалы для коэффициентов корреляции включают нулевое значение и, следовательно, гипотеза об отсутствии корреляционной связи между начальными амплитудами и постоянными времени аperiodических токов может быть принята.

Вывод. Исследование показало, что переходное сопротивление и остаточная электрическая прочность в месте повреждения резко снижают вероятность больших значений постоянной времени и начальной амплитуды аperiodических составляющих токов к. з. Предложены функции распределения, которые следует учитывать при разработке технических требований на ТТ сверхвысокого и ультравысокого напряжения для релейной защиты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Характеристики переходных режимов работы трансформаторов тока/Э. В. Подгорный, А. В. Богдан, И. И. Надтока, М. М. Середина.— Изв. вузов. Энергетика, 1975, № 12.
2. Погрешности трансформаторов тока 330 кВ при переходных режимах/Э. В. Подгорный, Б. П. Золотов, Г. В. Бердов, М. М. Середин — Электрические станции, 1979, № 8.
3. Алексеев В. Г., Зихерман М. Х. Оценка вероятности насыщения трансформаторов тока в сети 500 кВ.— Электричество, 1979, № 2.
4. Вероятность возникновения больших погрешностей трансформаторов тока в переходных режимах и оценка действия релейных защит/А. Д. Дроздов, В. А. Гармаш, М. А. Беркович, В. В. Ильиничин — Электричество, 1978, № 6.
5. Подгорный Э. В. Аperiodические составляющие переходного тока короткого замыкания.— Изв. вузов. Электромеханика, 1980, № 9.
6. Исследование аperiodических составляющих переходных токов трехфазных коротких замыканий/В. С. Богомолов, Г. А. Дорф, Ю. Н. Львов и др.— Электричество, 1978, № 11.
7. Крылов С. В., Редков В. П. Разработка и исследование изолирующей подвески проводов для линий 750 кВ — Электрические станции, 1975, № 9.
8. Шперлинг Б. Р. Характеристики включения выключателей и их влияние на параметры распределения перенапряжений при включении ненагруженной линии.— Изв. НИИПТ. Передача энергии постоянным и переменным током.— Л.: Энергия, 1968, вып. 14.

[20.04.85]

Об определении плотности разрядов молнии в землю

РАКОВ В. А., канд. техн. наук

НИИ высоких напряжений при Томском политехническом институте

Плотность разрядов молнии в землю (число разрядов на единицу площади в единицу времени) является основой для оценки частоты воздействий молнии на линии электропередачи [1] и другие объекты. Однако надежные данные об этом параметре для территории СССР отсутствуют. В настоящее время они могут быть получены с приемлемой точностью только посредством массовых измерений с помощью счетчиков разрядов молнии с известными характеристиками [2].

Для перехода от показаний счетчика K к плотности разрядов молнии N необходимо знать его эффективный радиус действия [3]

$$R = \left(2 \int_0^{\infty} x f(x) dx \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

где x — расстояние до места разряда; $f(x)$ — рабочая характеристика счетчика, определяющая долю разрядов, регистрируемых прибором на расстоянии x , от общего числа разрядов на этом расстоянии.

Любой счетчик независимо от амплитудно-частотной характеристики его фильтра регистрирует как наземные, так и облачные разряды [4, 5]. Поэтому интересующая нас плотность наземных разрядов N_a определяется следующим образом [3]:

$$N_a = qK = \frac{Y_a}{\pi R_a^2} K, \quad (2)$$

где R_a — радиус действия прибора для наземных разрядов, а величина

$$Y_a = \left[1 + \left(\frac{R_0}{R_a} \right)^2 z \right]^{-1} \quad (3)$$

определяет долю наземных разрядов в общем числе регистраций счетчика K и может быть названа коэффициентом селекции. В (3) z представляет собой отношение плотности облачных и наземных разрядов, а R_0 — эффективный радиус действия счетчика для облачных разрядов.

На сегодняшний день известны десятки модификаций счетчиков разрядов молнии. С целью унификации инструментального определения плотности разрядов молнии в землю СИГРЭ рекомендует к применению два счетчика [2]. Фильтр одного из них имеет максимум амплитудно-частотной характеристики в области 10 кГц (СИГРЭ 10 кГц), а другого — в области 500 Гц (СИГРЭ 500 Гц). Оба счетчика имеют вертикальную антенну и порог срабатывания E_0 около 5 В/м. В СССР приборы типа счетчиков СИГРЭ разрабатываются и используются в НИИ высоких напряжений при Томском политехническом институте.

Независимо от того, какой счетчик применяется для определения плотности разрядов молнии в землю, необходимо с достаточной надежностью определить его эффективный радиус действия R_a и коэффициент селекции Y_a .

Коэффициент селекции счетчика определяется как селективностью самого прибора, так и отношением плотности облачных и наземных разрядов в той местности, где он установлен. Обычно полагают, что это отношение зависит от географической широты [6].

В соответствии с (1) для определения эффективного радиуса действия счетчика разрядов молнии необходимо определить его рабочую характеристику. При этом необходимы синхронные наблюдения из различных пунктов за типом разрядов, расстоянием до разрядов от каждого из пунктов и фактами регистрации или нерегистрации этих разрядов счетчиками. Наблюдения из одного пункта здесь оказываются непригодными в связи с ограниченностью диапазона расстояний, в котором можно надежно идентифицировать тип разряда. Для обеспечения статистической надежности получаемой характеристики наблюдения должны проводиться в течение длительного времени.

Следует также иметь в виду, что рабочая характеристика счетчика зависит и от параметров молнии, которые могут изменяться при переходе от одного региона к другому. В частности, в [6] показано, что медианное значение амплитуды тока молнии изменяется в зависимости от географической широты. Следовательно, проведение таких трудоемких наблюдений требуется в каждом новом пункте установки счетчика, если он находится на другой широте.

В то же время известны результаты длительных (с 1972 г. по

1981 г.) исследований характеристик счетчиков, рекомендуемых СИГРЭ [4]. В этих исследованиях использовались пять оснащенных счетчиками автоматизированных станций, имеющих привязку к единому времени с точностью до 1 с. Для идентификации типа разряда и определения его удаленности на станциях установлены охватывающие всю видимую часть неба пеленгующие фотокамеры. Использовались также телевизионные камеры с записью на видеомагнитофон.

В результате этих исследований были получены рабочие характеристики (для облачных и наземных разрядов отдельно) счетчиков СИГРЭ 10 кГц и СИГРЭ 500 Гц. При этом во втором случае объем выборки для наземных разрядов составил около 5000. Кроме того, для счетчика СИГРЭ 10 кГц посредством подсчета количества идентифицированных наземных разрядов в общем числе его регистраций определялся коэффициент селекции Y_a . Для счетчика СИГРЭ 500 Гц этот коэффициент вычислялся на основании (2) при соответствующем значении N_a , полученном с помощью счетчика СИГРЭ 10 кГц. При использовании данных счетчика СИГРЭ 10 кГц и специального счетчика с $Y_a = 0,6$ определено отношение плотности облачных и наземных разрядов z .

Эти обширные исследования позволили определить для счетчика СИГРЭ 10 кГц $R_a = 19,9$ км и $Y_a = 0,93$, а для счетчика СИГРЭ 500 Гц — $R_a = 36,8$ км и $Y_a = 0,80$. При этом в соответствии с (2) отношение числа регистраций счетчиков СИГРЭ 500 Гц и СИГРЭ 10 кГц равнялось $K_{отн} = 3,98$. Указанные характеристики можно считать вполне надежными, однако применение их в других регионах по изложенным выше причинам было бы некорректным.

Целью настоящей работы является вывод расчетных выражений для определения R_a и Y_a счетчиков СИГРЭ с учетом места их установки при использовании характеристик этих счетчиков, а также значения z и параметров молнии, полученных в [4, 7].

При определении R_a предполагалось, что вариация амплитуд атмосфериков E при фиксированном расстоянии до разрядов x определяется прежде всего изменением амплитуд токов молнии I . Амплитуда атмосферика зависит также от скорости главного разряда [5], однако значительно слабее, чем от амплитуды тока. Задавалось следующее соотношение между E и I [8]:

$$E = I/Q(x), \quad (4)$$

где $Q(x)$ — некоторый эквивалентный (одинаковый для всех разрядов при данном x) коэффициент между I и E , который не зависит от места установки счетчика. Было принято, что распределение амплитуд атмосфериков при $x = \text{const}$ подчиняется логарифмически нормальному закону [9].

При принятых допущениях рабочая характеристика счетчика

$$f(x) = 1 - \Phi^* \left(\frac{\ln(E_0 + \ln Q(x)) - M[\ln I]}{\sigma[\ln I]} \right), \quad (5)$$

где Φ^* — нормальная функция распределения; $M[\ln I]$ — среднее значение логарифмов амплитуд токов молнии. а $\sigma[\ln I]$ — их среднее квадратическое отклонение.

Используя рабочие характеристики счетчиков $f(x)$, а также параметры распределения амплитуд токов молнии $M[\ln I] = 3,71$ и $\sigma[\ln I] = 0,91$, полученные в [4, 7], можно решить уравнение (5) относительно $Q(x)$. Это позволяет, зная $M[\ln I]$ и $\sigma[\ln I]$ для той местности, где установлен счетчик, определить с помощью формул (5) и (1) его эффективный радиус действия R_a .

На рис. 1 сплошными линиями показаны результаты расчета по формулам (5) и (1) зависимостей R_a для счетчиков СИГРЭ от географической широты λ . При этом в соответствии с [6] были взяты значения

$$M[\ln I] = 3,65 \text{ при } \lambda < 35^\circ; \quad (6)$$

$$M[\ln I] = (2,10 - 14,6 \cdot 10^{-3} \lambda) \ln 10 \text{ при } \lambda \geq 35^\circ. \quad (7)$$

В качестве $\sigma[\ln I]$ использовалось средневзвешенное 19 его значений по результатам измерений I в разных странах, равное 0,86 (7,5 дБ). Оно хорошо согласуется с диапазоном значений $\sigma[\ln E] = 7 \div 8$ дБ, который считается достаточно устойчивой характеристикой распределения амплитуд атмосфериков [9]. Это в некоторой степени является подтверждением справедливости допущения $Q(x) = \text{const}$ (при фиксированном x).

Выше не делалось никакого допущения о законе изменения $M[\ln E]$ от расстояния x , и это не позволило получить аналитическое выражение для R_3 .

Обычно полагают, что медианное значение амплитуд атмосфериков изменяется обратно пропорционально расстоянию x в степени $k = \text{const}$. При этом для определения эффективного радиуса действия счетчика может быть использована формула, полученная Л. Г. Махоткиным [10]:

$$R = x_1 \left(\frac{E_1}{E_0} \right)^{\frac{1}{k}} \exp \left(\frac{\sigma^2 [\ln E]}{k^2} \right), \quad (8)$$

где E_1 — медианное значение амплитуд атмосфериков, обусловленных разрядами, на расстоянии x_1 от точки приема.

Используя рабочую характеристику каждого счетчика $f(x)$ и $\sigma[\ln I] = 0,91$ [4, 7], из (5) с учетом (4) можно определить зависимость $M[\ln E]$ от $\ln x$ (точки на рис. 2), производная от которой представляет собой соответствующий показатель степени затухания амплитуд атмосфериков k . Как видно из рис. 2, допущение $k = \text{const}$ справедливо для счетчика СИГРЭ 10 кГц, начиная примерно с $x = 7,5$ км, а для счетчика СИГРЭ 500 Гц — примерно с $x = 12,5$ км. Используя метод наименьших квадратов без учета показанных пунктиром нелинейных участков, получим уравнения прямых, в которых коэффициент при $\ln x$ равен соответствующему значению $k = \text{const}$. При этом для счетчика СИГРЭ 10 кГц $k = 1,68$, а для счетчика СИГРЭ 500 Гц $k = 2,59$.

Из уравнений прямых, показанных на рис. 2, с учетом (4) при $M[\ln I] = 3,71$ (см. выше) можно получить выражения для $Q(x)$, соответствующие допущению $k = \text{const}$, что позволяет записать для счетчика СИГРЭ 10 кГц

$$R_3 = 1,69 I_1^{0,59} \exp \left(\frac{\sigma^2 [\ln I]}{1,68^2} \right), \quad (9)$$

а для счетчика СИГРЭ 500 Гц —

$$R_3 = 7,95 I_1^{0,39} \exp \left(\frac{\sigma^2 [\ln I]}{2,59^2} \right), \quad (10)$$

где I_1 — медианное значение амплитуд токов молний.

Используя формулы (9) и (10), получим при соответствующих значениях I_1 и $\sigma[\ln I]$ [4, 7] в первом случае $R_3 = 20,5$ км, а во втором $R_3 = 37,7$ км, что отличается от значений, полученных по формуле (1), менее, чем на 3%. При $\sigma[\ln I] = 0,86$ (см. выше) формулы (9) и (10) можно представить в виде

$$R_3 = 2,20 I_1^{0,59}; \quad (11)$$

$$R_3 = 8,88 I_1^{0,39}. \quad (12)$$

При использовании (11) и (12) с учетом (6) и (7) были определены зависимости R_3 от географической широты, показанные на рис. 1 пунктиром. Близость широтных зависимостей эффективного радиуса действия, полученных двумя способами, позволяет сделать вывод, что влияние отклонения k от постоянного значения при малых x на полученный результат в рассматриваемом случае несущественно.

Таким образом, если известны параметры распределения амплитуд токов молний (I_1 и $\sigma[\ln I]$) в той местности, где установлен счетчик, его эффективный радиус действия для наземных разрядов можно оценить из (9) или (10). Если известно только I_1 , можно воспользоваться формулами (11) и (12).

При определении Y_3 предполагалось, что факторы, влияющие на территориальную неоднородность амплитуд токов молний, приблизительно в одинаковой степени воздействуют на облачные и наземные разряды, и вследствие этого отношение R_0/R_3 остается более или менее постоянным при изменении места установки счетчика. Это отношение было найдено из выражения [3] по экспериментально полученным значениям Y_3 и $z = 2,5$ [4]. Для счетчика СИГРЭ 10 кГц оно составляет 0,17, а для счетчика СИГРЭ 500 Гц — 0,32. Подставляя указанные значения R_0/R_3 в (3), получим расчетные выражения, позволяющие определить Y_3 в зависимости от z в той местности, где установлен счетчик:

$$Y_3 = (1 + 0,03z)^{-1}; \quad (13)$$

$$Y_3 = (1 + 0,10z)^{-1}. \quad (14)$$

Выражение (13) соответствует счетчику СИГРЭ 10 кГц, а (14) — счетчику СИГРЭ 500 Гц.

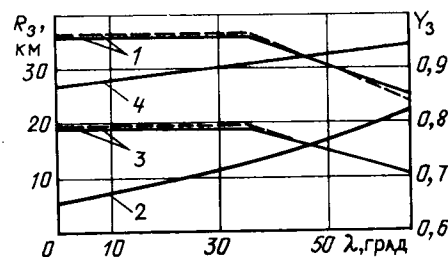


Рис. 1. Широтная зависимость R_3 и Y_3 для счетчиков СИГРЭ 500 Гц (1 и 2 соответственно) и СИГРЭ 10 кГц (3 и 4 соответственно)

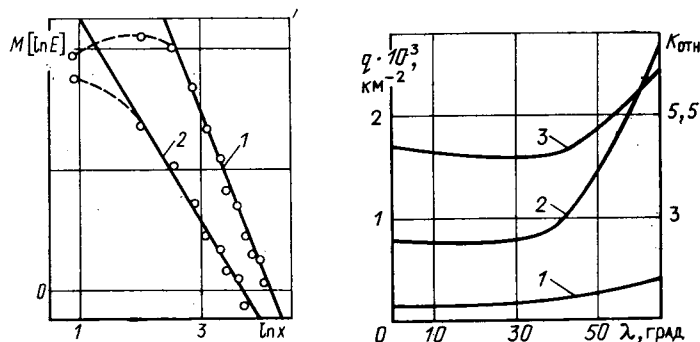


Рис. 2. Зависимость $M[\ln E]$ от $\ln x$ для счетчиков СИГРЭ 500 Гц (1) и СИГРЭ 10 кГц (2) по данным [4]

Рис. 3. Широтная зависимость коэффициента пересчета показаний счетчиков СИГРЭ 500 Гц (1) и СИГРЭ 10 кГц (2) в плотность разрядов молнии в землю, а также отношения этих показаний (3)

На рис. 1 показаны зависимости Y_3 для счетчиков СИГРЭ от географической широты λ , полученные на основании (13) и (14) при использовании приведенного в [6] уравнения линейной регрессии:

$$z = 5,13 - 0,05\lambda. \quad (15)$$

На рис. 3 показаны широтные зависимости коэффициента пересчета q показаний каждого счетчика K в плотность разрядов молнии в землю N_3 , а также отношения числа регистраций рассмотренных счетчиков $K_{\text{отн}}$, определяемые на основании (2). Из рисунка видно, что в умеренных широтах значение q существенно зависит от λ и может значительно отличаться от значения q в тропических широтах. Особенно сильно это выражено для счетчика СИГРЭ 10 кГц.

Полученные результаты могут быть использованы при создании сети счетчиков для исследования территориальной неоднородности плотности разрядов молнии в землю в Томской области и в СРБ.

Выводы. 1. Получены расчетные выражения, позволяющие определять эффективный радиус действия и коэффициент селекции для счетчиков, рекомендуемых СИГРЭ, в зависимости от места их установки.

2. Показано изменение характеристик счетчиков СИГРЭ в зависимости от географической широты местности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руководящие указания по защите от внутренних и грозовых перенапряжений сетей 3—750 кВ (проект).— Тр. НИИПТ, 1975, вып. 21—22.
2. Anderson R. B., Eriksson A. J. Lightning parameters for engineering application.— Electra, 1980, N 69.
3. Prentice S. A. The CIGRE lightning flash counter.— Electra, 1972, N 22.
4. The development and testing of lightning flash counters in the Republic of South Africa during 1980/81/R. B. Anderson, H. Kröninger, D. V. Meal, M. A. Smith — CSIR Special Report ELEK 227, Pretor., 1981.
5. Базелян Э. М., Горин Б. Н., Левитов В. И. Физические и инженерные основы молниезащиты.— Л.: Гидрометеоздат, 1978.

6. Раков В. А., Дульзон А. А. О широтных особенностях грозовой деятельности. — Метеорология и гидрология, 1984, № 1.
7. Eriksson A. J. Lightning and tall structures. — Trans. SAIEE, 1978, vol. 69, pt 8.
8. Раков В. А., Дульзон А. А., Потапкин В. И. Разработка методики и аппаратуры для исследования распределений амплитуд токов молнии/Труды расширенного заседания IV секции научного совета АН СССР по проблеме «Теоретические и

электрофизические проблемы молнии и молниезащиты». — Баку Элм, 1984.

9. Махоткин Л. Г. Оценка параметров амплитудного распределения атмосфериков, генерируемых изолированным источником. — Геомагнетизм и аэрономия, 1964, т. IV, № 1.

10. Колоколов В. П., Симонова Р. И. Методика составления карт грозových разрядов. — М.: Гидрометеониздат, 1965. — Тр./Главная геофизическая обсерватория, вып. 177.

[11.04.85]

УДК 621.382.32(048)

Мощные высоковольтные ключевые МДП-транзисторы для бестрансформаторных источников питания

БАЧУРИН В. В., канд. техн. наук, ДЬЯКОНОВ В. П., доктор техн. наук, ЛЕВИН А. Б., инж., СМЕРДОВ В. Ю., инж.

Бестрансформаторный источник вторичного электропитания (БИЭП) содержит выпрямитель сетевого напряжения (127 или 220 В, частота 50—60 Гц) и высокочастотный транзисторный инвертор. Повышение частоты преобразования обеспечивает снижение габаритов и массы высокочастотного силового трансформатора (ВСТр), дросселя и конденсаторов выходного фильтра, упрощает построение входных фильтров. Однако развитие БИЭП все еще сдерживается из-за отсутствия высоковольтных быстродействующих транзисторов, необходимых для схем инвертора.

Новые возможности в построении БИЭП открывают высоковольтные ключевые МДП-транзисторы КП701, описанные в данной статье. Они являются первыми отечественными МДП-транзисторами с вертикальным каналом, специально предназначенными для применения в БИЭП. Эти приборы сочетают большие максимально допустимые напряжения на стоке $U_{с.и.макс} = 500$ В и большие максимальные токи стока $I_{с.макс} \leq 9$ А с весьма малыми для таких приборов временами задержки и переключения (единицы — десятки наносекунд). Им присущи и другие известные достоинства мощных МДП-транзисторов: большое входное сопротивление, возможность управления однополярными сигналами, малая вероятность вторичного и теплового пробоя, простота построения схем запуска и др. [1 и 2].

Помимо отмеченных, к основным параметрам ключевых высоковольтных МДП-транзисторов относятся: сопротивление сток — исток (канала) во включенном состоянии $R_{с.и.вкл}$, входная C_{11} , проходная C_{12} и выходная C_{22} емкости, крутизна $S_0 = \Delta I_c / \Delta U_{з.и}$ в линейной части передаточной характеристики $I_c = f(U_{з.и})$ при $U_{с.и} = \text{const}$ и рассеиваемая на стоке мощность P_c . Для приборов КП701 эти параметры следующие: $R_{с.и.вкл} \approx 1,2 \div 3$ Ом; $C_{11} = 1000$ пФ, $C_{12} \approx 30 \div 50$ пФ, $C_{22} \approx 150$ пФ, $S_0 = 1$ А/В и $P_c = 40$ Вт. В импульсном режиме ($t_{п} = 10$ мкс и скважность импульсов $Q = 20$) импульсная мощность $P_{с.имп} = 500$ Вт. Таким образом, по энергетическим показателям приборы КП701 обеспечивают построение БИЭП с выходной мощностью от десятков ватт до 2 кВт.

Для точного анализа переходных процессов в импульсных устройствах на мощных МДП-транзисторах требуется учет нелинейностей их выходных вольт-амперных характеристик и зависимостей емкостей C_{11} , C_{12} и C_{22} от напряжений затвор — исток $U_{з.и}$ и сток — исток $U_{с.и}$. Такой расчет возможен на ЭВМ по модели МДП-транзистора и методике, описанной в [1]. Этот расчет и учет реальных соотношений между параметрами приборов КП701 позволили разработать простую методику инженерной оценки параметров ключевых схем на мощных МДП-транзисторах, описанную ниже и базирующуюся на использовании паспортных параметров приборов. Проиллюстрируем ее на примере расчета типовой схемы ключа рис. 1, а, рекомендуемой для оценки импульсных параметров мощных МДП-транзисторов.

Статические параметры ключа определяются начальным током стока $I_{с.нач} \leq 10$ мА выключенного и сопротивлением $R_{с.и.вкл}$ включенного транзистора. Ключ выключен, если напряжение $U_{з.и} < U_0 \approx 6$ В, где U_0 — пороговое напряжение отпирания. Для надежного включения ключа напряжение выбирается из условия

$$U_{з.и} > (1,2 \div 1,5) (U_0 + I_{с.вкл} / S_0),$$

где

$$I_{с.вкл} = E_c / (R_c + R_{с.и.вкл}).$$

Напряжение на стоке выключенного транзистора

$$U_{с.и.вкл} = E_c - I_{с.нач} R_c \approx E_c,$$

а напряжение на стоке включенного транзистора

$$U_{с.и.ост} = R_{с.и.вкл} I_{с.вкл} = R_{с.и.вкл} E_c / (R_{с.и.вкл} + R_c).$$

Переходные процессы (рис. 1, б) имеют шесть характерных стадий. На первой стадии (задержки включения) напряжение $u_{с.и}(t) = U_{с.и.вкл} = \text{const}$ и происходит заряд усредненных емкостей C_{11} и C_{12} через резистор R_r с постоянной времени $\tau_1 = R_r (C_{11} + C_{12})$. В ходе заряда напряжение $U_{з.и}(t)$ меняется по экспоненциальному закону:

$$u_{з.и}(t) = U_{з.ап} (1 - e^{-t/\tau_1})$$

и в момент времени $t = t_{з.вкл}$ достигает значения $u_{з.и}(t_{вкл}) = U_0$. Логарифмируя (1) для этого момента, находим

$$t_{з.вкл} = R_r (C_{11} + C_{12}) \ln \frac{U_{з.ап}}{U_{з.ап} - U_0}. \quad (2)$$

На второй стадии (включения) транзистор отпирается и ключ переходит в активный (усилительный) режим работы. Коэффициент усиления приращений напряжения $U_{с.и}(t)$ равен $K_0 = S_0 R_c$ и при типовых $R_c = 50 \div 200$ Ом (для $E_c \approx 400 - 500$ В) изменяется от 50 до 200. Это говорит о том, что приращение $\Delta U_{з.и}(t) \approx \Delta U_{с.и}(t) / K_0$ мало, несмотря на большую величину $\Delta u_{с.и}(t) \approx E_c$. Для этой стадии характерно действие сильной отрицательной обратной связи через проходную емкость C_{12} (аналогично эффекту интегрирования Миллера в ламповых схемах). В результате действующее значение входной емкости резко возрастает:

$$C_{вх0} = C_{11} + C_{12} (1 + K_0) = C_{11} + C_{12} (1 + S_0 R_c). \quad (3)$$

Это приводит к характерному сильному замедлению изменения напряжения $U_{з.и}(t)$ из-за возрастания постоянной времени

$$\tau_{вх0} = R_r C_{вх0}. \quad (4)$$

Нелинейность зависимости $C_{12}(U_{с.и})$ может приводить даже к уменьшению $U_{з.и}(t)$, так как при спаде $U_{с.и}$ емкость C_{12} и постоянная времени $\tau_{вх0}$ дополнительно возрастают [1].

Практическую оценку для длительности этой стадии $t_{вкл}$ можно получить, усредняя C_{12} (при этом значение средней емкости C_{12} весьма близко к паспортному) и напряжение $U_{з.и}$ на участке его медленного изменения. Для этого полагаем $u_{з.и}(t)$, равным среднему значению напряжения на затворе в середине этой стадии:

$$U_{з.и} = (U_0 + E_c - U_{ост}) / 2 R_c S_0. \quad (5)$$

При указанных выше типовых значениях R_c соблюдаются условия

$$C_{вх0} \approx C_{12} (1 + S_0 R_c) \gg C_{11};$$

$$\tau_{вх0} \approx R_r C_{12} (1 + S_0 R_c) \gg \tau_{вых} = R_c (C_{22} + \bar{C}_{12}),$$

что говорит о несущественном влиянии емкостей C_{11} и C_{22} на переходной процесс включения. Интересно отметить, что при указанном выше возможном уменьшении $u_{з.и}(t)$ на стадии включения кривая малого тока $i_{с11} = C_{11} dU_{з.и}(t)/dt$ дважды проходит

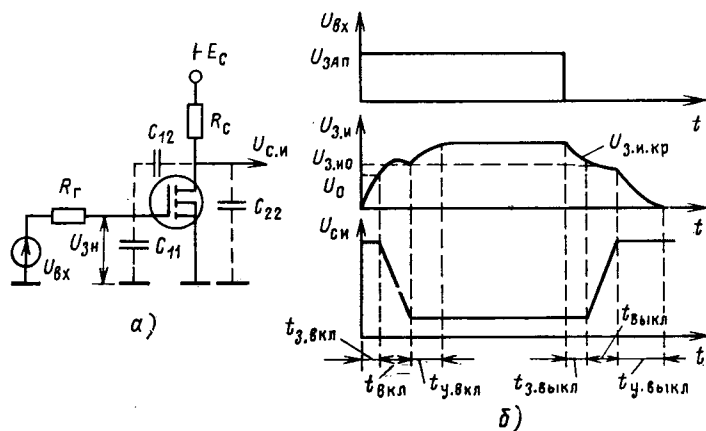


Рис. 1. Типовая схема ключа на мощном МДП-транзисторе (а) и временные диаграммы ее работы (б)

через нуль (это говорит о возможности пренебрежения влиянием емкости \$C_{11}\$ на данной стадии).

Таким образом, основное влияние на переходной процесс включения оказывает отрицательная обратная связь, действующая через проходную емкость \$C_{12}\$. За счет ее средний входной ток \$\bar{i}_{вх} \approx (U_{з.ап} - U_{з.и.0})/R_f \approx \text{const}\$ автоматически компенсируется током разряда емкости \$C_{12}\$: \$\bar{i}_{C_{12}} = \bar{C}_{12} du_{з.и}/dt\$ (как и в интеграторе Миллера). При \$\bar{i}_{вх} = \text{const}\$ спад \$u_{з.и}(t)\$ происходит по линейному закону и \$du_{з.и}/dt = (E_c - U_{ост})/t_{вкл}\$. Из этих условий находим

$$t_{вкл} \approx 0,8 \bar{C}_{12} \frac{R_f (E_c - U_{ост})}{U_{з.ап} - U_0 - (E_c - U_{ост})/2R_c S_0}. \quad (6)$$

Здесь коэффициент 0,8 введен потому, что в технических расчетах длительность \$t_{вкл}\$ принято оценивать как интервал времени изменения \$u_{з.и}(t)\$ от 0,1 \$(E_c - U_{ост})\$ до 0,9 \$(E_c - U_{ост})\$. Это увеличивает точность расчета, поскольку при расчете \$t_{вкл}\$ исключаются участки нелинейного изменения \$u_{з.и}(t)\$ при переходе ключа из закрытого состояния в открытое.

На третьей стадии (установления включения) \$u_{з.и}(t) \approx U_{ост}\$ и почти не меняется. Это означает выключение внутренней обратной связи и заряд емкости \$(C_{11} + C_{12})\$ до напряжения \$u_{з.и}(t) \rightarrow U_{з.ап}\$. Длительность этой стадии

$$t_{у.вкл} \approx 3R_f (C_{11} + C_{12}). \quad (7)$$

Следующие три стадии характеризуют выключение ключа. На четвертой стадии значение \$u_{вх}(t)\$ падает скачком до нуля и происходит разряд емкости \$(C_{11} + C_{12})\$ от начального напряжения \$u_{з.и}(t) = U_{з.ап}\$ до порогового уровня входа в активный режим работы

$$U_{з.и.кр} = U_a + (E_c - U_{ост})/R_c S_0 \quad (8)$$

по экспоненциальному закону

$$u_{з.и}(t) = U_{з.ап} e^{-t/\tau_1}. \quad (9)$$

Для момента \$t = t_{з.выкл}\$ и \$u_{з.и}(t_{выкл}) = U_{з.и.кр}\$ логарифмируя (9), получаем

$$t_{з.выкл} = R_f (C_{11} + C_{12}) \ln (U_{з.ап}/U_{з.и.кр}). \quad (10)$$

На пятой стадии ключ вновь переходит в активный режим работы и возникает отрицательная обратная связь через емкость \$C_{12}\$. При этом \$\tau_{вх}\$ возрастает и спад \$u_{з.и}(t)\$ резко замедляется при \$u_{з.и}(t) \approx U_{з.и.0}\$. Длительность стадии выключения находим, приравняв средний входной ток \$\bar{i}_{вх} \approx U_{з.и.0}/R_f\$ (так как теперь \$U_{вх} = 0\$) току \$\bar{i}_{C_{12}} = \bar{C}_{12} du_{з.и}(t)/dt \approx \bar{C}_{12} (E_c - U_{ост})/t_{выкл}\$.

На заключительной шестой стадии (установление выключения) напряжение \$u_{з.и}(t)\$ падает из-за разряда емкости \$(C_{11} + C_{12})\$ через \$R_f\$ до значения \$u_{з.и}(\infty) = 0\$. Обратная связь при этом не действует, поскольку \$u_{з.и}(t) = E_c = \text{const}\$ и \$du_{з.и}/dt = 0\$. Длительность этой стадии

$$t_{у.выкл} \approx 3R_f (C_{11} + C_{12}). \quad (12)$$

Выполненный анализ предсказывает следующие закономерности переходных процессов: независимость крутизны спада и

Значение \$R_f\$, Ом	Параметры ключа на МДП-транзисторе КП701, нс			
	\$t_{з.вкл}\$	\$t_{вкл}\$	\$t_{з.выкл}\$	\$t_{выкл}\$
15	\$\frac{5,511}{6,0}\$	\$\frac{12,1}{12,0}\$	\$\frac{9,575}{10,0}\$	\$\frac{16,77}{19,0}\$
25	\$\frac{9,184}{10,0}\$	\$\frac{20,16}{20,0}\$	\$\frac{15,96}{16}\$	\$\frac{27,95}{30,0}\$
50	\$\frac{18,37}{20,0}\$	\$\frac{40,33}{40,0}\$	\$\frac{31,92}{35,0}\$	\$\frac{55,91}{55,0}\$

Примечание. В числителе указаны расчетные значения параметров, в знаменателе — экспериментальные

роста \$u_{з.и}(t)\$ от напряжения \$E_c\$ (она задается током \$\bar{i}_{вх}\$), пропорциональность \$t_{вкл}\$ и \$t_{выкл}\$ перепаду \$(E_c - U_{ост})\$, наличие задержек \$t_{з.вкл}\$ и \$t_{з.выкл}\$ пропорциональных постоянной времени \$R_f(C_{11} + C_{12})\$, слабое влияние на \$t_{вкл}\$ и \$t_{выкл}\$ емкостей \$C_{11}\$ и \$C_{22}\$ и доминирующее влияние \$C_{12}\$. При этом \$t_{вкл}\$ и \$t_{выкл}\$ пропорциональны постоянной времени \$R_f \bar{C}_{12}\$.

Эти закономерности переходных процессов подтверждаются данными эксперимента — рис. 2. Осциллограммы рис. 2, а (верхние кривые \$u_{з.и}(t)\$, нижние \$u_{з.и.кр}(t)\$) сняты при \$R_f = 15, 25\$ и \$50\$ Ом, \$R_c = 82\$ Ом, \$U_{з.ап} = 20\$ В и \$E_c = 400\$ В. Осциллограммы рис. 2, б сняты при \$R_f = 15\$ Ом и значениях \$E_c\$, равных 100, 200, 300, 400 и 500 В. Эффект резкого замедления роста \$u_{з.и}(t)\$ вплоть до небольшого спада хорошо заметен на осциллограммах рис. 2, а (особенно при \$R_f = 50\$ Ом).

Несмотря на приближенность полученных расчетных выражений данные расчета хорошо соответствуют экспериментальным (см. таблицу). Расчет велся при \$U_0 = 6\$ В, \$C_{11} = 10^{-9}\$ Ф, \$C_{12} = 30 \cdot 10^{-12}\$ Ф, \$S_0 = 1\$ А/В, \$R_{с.и.вкл} = 2\$ Ом, \$R_c = 82\$ Ом, \$E_c = 400\$ В, \$U_{з.ап} = 20\$ В и \$R_f = 15, 25\$ и \$50\$ Ом. Слабое влияние неучтенных при расчете \$t_{вкл}\$ и \$t_{выкл}\$ емкостей \$C_{11}\$ и \$C_{12}\$ можно объяснить еще и тем, что их наличие ведет к ослаблению действия отрицательной обратной связи через емкость \$C_{12}\$. Возникающее при этом уменьшение инерционности за счет эффекта интегрирования ослабляет ее возрастание, которое следует ожидать при учете этих емкостей.

Следует отметить, что переходные процессы в ключевой схеме на мощном МДП-транзисторе рассматривались и в [3] при запуске ключа от идеального источника тока. В отличие от [3] в данной статье анализ выполнен при запуске ключа от источника напряжений с конечным выходным сопротивлением, причем для времен \$t_{вкл}\$ и \$t_{выкл}\$ получены явные (а не трансцендентные, как в [3]) выражения. Расчеты и сравнение с данными эксперимента проведены для реальных отечественных приборов КП701.

В реальных схемах БИЭП ключи на мощных МДП-транзисторах работают на индуктивную нагрузку. Отличия переход-

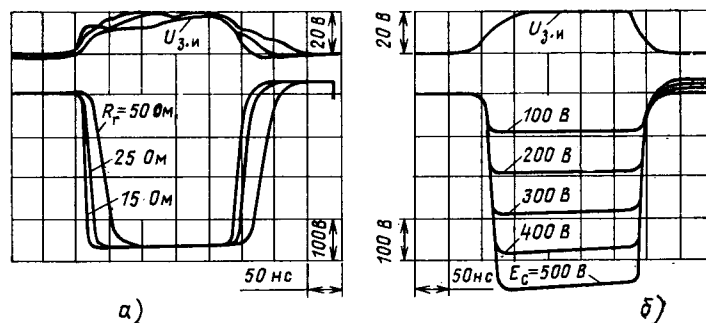


Рис. 2. Осциллограммы импульсов напряжения на затворе (верхние кривые) и стоке (нижние кривые) при разных значениях \$R_f\$ (а) и \$E_c\$ (б) (масштаб осциллограмм 20 В/делений по вертикали для верхних кривых и 100 В/делений для нижних, по горизонтали 50 нс/делений, осциллограммы сняты с помощью стробоскопического запоминающего осциллографа С7-8).

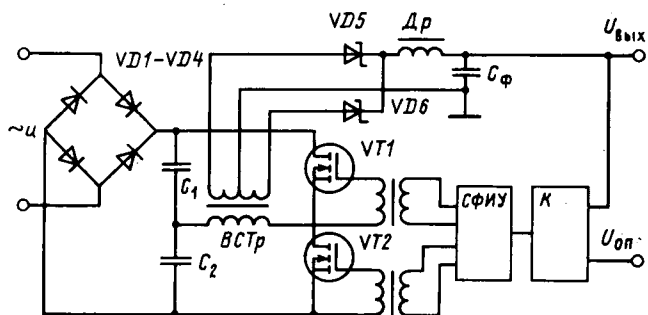


Рис. 3. Функциональная схема бестрансформаторного источника вторичного электропитания от сети 220 В, 50 Гц с импульсным преобразователем (инвертором) на мощных ключевых МДП-транзисторах КП701

ных процессов в этом случае от описанных выше качественно оценены в [3]. Детальный расчет их на ЭВМ дан в [1], где показано, что выигрыш в к. п. д. по сравнению с БИЭП на биполярных транзисторах, имеющих меньшие $U_{ост}$, но меньшее быстродействие, чем у мощных МДП-транзисторов, наблюдается при частотах переключения ключей выше 30 кГц.

Несмотря на разброс сопротивления $R_{с.н.вкл}$ мощных МДП-транзисторов (разброс крутизны S незначителен), последние могут включаться параллельно. Из-за загиба графика передаточной характеристики мощных МДП-транзисторов вверх обеспечивается автоматическое ограничение предельных значений тока стока. Для выравнивания температуры приборов рекомендуется крепить их на общем теплоотводе. Параллельное соединение мощных МДП-транзисторов КП701 обеспечивает увеличение переключаемых мощностей до 10 кВт.

Типовая схема включения МДП-транзисторов КП701 в БИЭП показана на рис. 3. Напряжение промышленной сети выпрямляется мостовым выпрямителем на диодах VD1—VD4 с конденсаторами C_1 и C_2 фильтра. Они совместно с ключами на транзисторах VT1 и VT2 образуют полумостовой инвертор. Ключи поочередно отпираются прямоугольными импульсами, формируемыми схемой фазоимпульсного управления СФИУ. Выходное напряжение инвертора имеет форму прямоугольных

импульсов и через высокочастотный силовой трансформатор BCTP дается на выпрямитель, выполненный на силовых диодах Шоттки VD5 и VD6 с дросселем и конденсатором C_f фильтра. Скважность импульсов СФИУ регулируется с помощью компаратора, сравнивающего $U_{вых}$ с опорным напряжением $U_{оп}$.

Выпрямленное сетевым выпрямителем напряжение $U_{в} \approx K_{зап} U_{с}$, где $K_{зап} = 1,1 \div 1,2$ — коэффициент запаса (учитывает возможное повышение $U_{с}$ на 10—20 % сверх номинального. При $U_{с} = 220$ В и $K_{зап} = 1,2$ получаем $U_{в} = 372$ В. Приборы КП701 имеют $U_{с.мах} = 500$ В, т. е. обладают определенным запасом по напряжению, необходимым для повышенной надежности и предотвращения выхода из строя при кратковременных выбросах напряжения $U_{с.п.}$, связанных с коммутационными процессами в сети и влиянием паразитных реактивностей BCTP.

Малые времена $t_{з.вкл}$ и $t_{з.выкл}$ обеспечивают резкое уменьшение сквозных токов, обусловленных например, задержкой времени выключения VT1 при не успевшем выключиться VT2 (и наоборот). Времена $t_{з.вкл}$, $t_{з.выкл}$, $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ у приборов КП701 в несколько раз меньше, чем у аналогичных по энергетическим показателям зарубежных приборов. Например, у HEXFET приборов IRF-305 ($U_{с.мах} = 400$ В, $I_{смах} = 10$ А, $R_{с.н.вкл} = 1$ Ом) они достигают значений 80 нс для $t_{з.вкл}$ и $t_{вкл}$ и 130 нс для $t_{з.выкл}$ и $t_{выкл}$. По этим параметрам мощные МДП-транзисторы КП701 более чем на порядок превосходят биполярные транзисторы с аналогичными рабочими напряжениями (500 В). Это свидетельствует о возможности повышения частот преобразования $f_{п}$ до 200—500 кГц и выше, что позволит уменьшить габариты и массу высокочастотных реактивных элементов БИЭП, либо (за счет резкого снижения динамических потерь при $f_{п} \leq 100$ кГц) увеличить к. п. д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мощные переключающие МДП-транзисторы и их применение. Ч. 2. Области применения/В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, В. С. Ежов, А. М. Ремнев. Обзор по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы.— М.: ЦНИИ «Электроника», 1984, вып. 1 (1013).
2. Дьяконов В. П. Силовые полевые транзисторы в энергетических устройствах — Электричество, 1984, № 4.
3. Машуков Е. В., Конев Ю. И., Леоненко И. М. Процессы переключения силовых МДП-транзисторов в импульсных регуляторах мощности.— ЭТвА, 1982, вып. 13, с. 8—16.

[04.07.85]

УДК 621.316.72

Преобразователи с ферромагнитным регулятором в звене повышенной частоты

КОБЗЕВ А. В., доктор техн. наук, КОНОВАЛОВ Б. И., канд. техн. наук

НИИ автоматики и электромеханики при Томском институте автоматизированных систем управления и радиоэлектроники

Управляемые ферромагнитные устройства для регулирования параметров электрической энергии применяются давно: именно они были первыми статическими регуляторами напряжения и тока. Но с внедрением силовых управляемых полупроводниковых приборов ферромагнитные регуляторы (ФР) были вытеснены полупроводниковыми. Объясняется это тем, что при работе на частоте промышленной сети принципиальные достоинства ФР не могут компенсировать их недостатков, таких как инерционность, громоздкость, большая масса. В то же время с повышением частоты питающего напряжения перечисленные недостатки устраняются [1 и 2] и открываются новые возможности применения ФР в последнем поколении преобразователей электрической энергии — со звеном повышенной частоты (ПЧ). Эти новые возможности обусловлены не только повышением частоты, но и появлением новых положительных эффектов за счет промежуточного преобразования на этапе повышения частоты источника неизменного напряжения в источник неизменного тока.

В таком режиме ФР становится многофункциональным устройством и позволяет решить также ряд проблем построения и обеспечения работоспособности полупроводниковой части пре-

образователя. В частности, ФР выполняет роль сглаживающего дросселя (хотя установлен в цепи переменного тока), обеспечивает защиту преобразователя от перегрузок и коротких замыканий, предотвращает одностороннее насыщение трансформатора звена повышенной частоты, обеспечивает параллельную работу блоков. Наиболее ярко эти свойства проявляются, если напряжение ПЧ формируется непосредственно из синусоиды низкочастотного напряжения сети, минуя традиционную ступень предварительного выпрямления, а дроссель насыщения (ДН) используется в режиме вынужденного намагничивания. В этом режиме ДН осуществляет фактически амплитудное регулирование тока и напряжения, сопровождающееся искажением формы выходных кривых за счет срезания определенной доли верхней части полувольт выпрямленной синусоиды [3] (рис. 1). На рис. 1 приведены диаграммы токов и напряжений при работе ДН в звене ПЧ; приняты обозначения: $I_{дср}$ — среднее значение тока подмагничивания, i_1 , i_n , i_c — токи в первичной цепи, цепях нагрузки и сети.

Обозначим интервал от начала полувольт сетевой синусоиды до начала интервала регулирования (т. е. срезания верхней части соответствующей полувольты) через α . Величина α

Схемы преобразователя и выпрямителя	Формула для определения $U_{н. ср}$	Формула для определения U_A	Пределы изменения угла регулирования
Однофазный преобразователь, двухполупериодный выпрямитель	$\frac{U_m}{\pi} [2(1 - \cos \alpha) + (\pi - 2\alpha) \sin \alpha]$	$\frac{2U_m}{\pi} \left(\frac{2}{3} - \frac{\cos \alpha}{2} - \frac{\cos 3\alpha}{6} \right)$	$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$
Трехфазный преобразователь, нулевой выпрямитель	$\frac{3U_m}{2\pi} [\sqrt{3} - 2 \cos \alpha + (\pi - 2\alpha) \sin \alpha]$	$\frac{3U_m}{2\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{\sin 2\alpha}{3} - \frac{\sin 4\alpha}{6} \right)$	$\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$
	$U_m \sin \alpha$	0	$0 \leq \alpha < \frac{\pi}{6}$
Трехфазный преобразователь, мостовой выпрямитель	$\frac{3U_m}{\pi} [\sqrt{3} - 2 \cos \alpha + (\pi - 2\alpha) \sin \alpha]$	$\frac{6U_m}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{35} + \frac{\cos 5\alpha}{30} + \frac{\cos 7\alpha}{42} \right)$	$\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$
	$2U_m \sin \alpha$	0	$0 \leq \alpha < \frac{\pi}{6}$

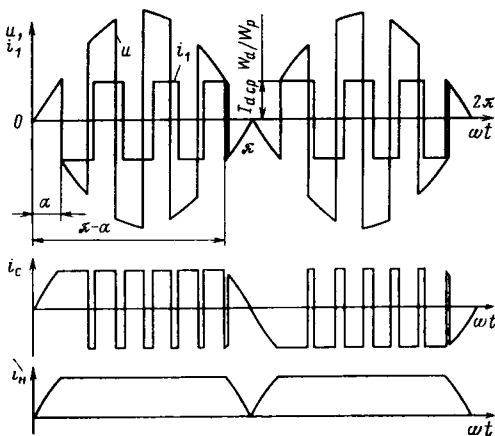


Рис. 1

определяется выражением:

$$\alpha = \arcsin \frac{R_H U_Y W_d}{r_Y U_m W_p},$$

где R_H , r_Y — сопротивления нагрузки и цепи подмагничивания; W_d , W_p — числа витков обмоток управления и рабочей; U_Y , U_m — напряжения управления и амплитудное сети.

По известным значениям α рассчитываются величины среднего значения выпрямленного напряжения $U_{н. ср}$ и амплитуды низшей гармоники U_A (формулы приведены в таблице) и затем — коэффициент пульсаций k_n , зависимости которого для различных схем даны на рис. 2. Здесь приведены зависимости коэффициента пульсаций от $U_H/U_{н. ном}$ для различных схем: 1 — однофазный преобразователь, 2 — трехфазный с нулевым выпрямителем; 3 — трехфазный с мостовым выпрямителем. Представленные характеристики наглядно иллюстрируют проявление фильтрующих свойств у рассматриваемых преобразователей. Особенно здесь важен тот факт, что в отличие от всех других систем импульсного и фазового регулирования коэффициент пульсаций уменьшается с увеличением глубины регулирования и даже становится равным нулю в трехфазных схемах (кривые 2 и 3 рис. 2).

Для подтверждения и количественного обоснования других полезных свойств ДН в звене ПЧ необходим детальный анализ электромагнитных процессов с учетом частотных свойств кривых перематгивания ДН и трансформаторов. Такой анализ проведен ниже для ДН с импульсным подмагничиванием, обладающим в совокупности лучшими характеристиками, чем ДН с непрерывным управлением [4], на основе математического моделирования с использованием метода коммутационных разрывных функций [5] в два этапа.

На первом рассматривались процессы в силовых цепях при замене импульсного напряжения управления U_d эквивалентным постоянным U_Y , на втором — процессы в цепи импульс-

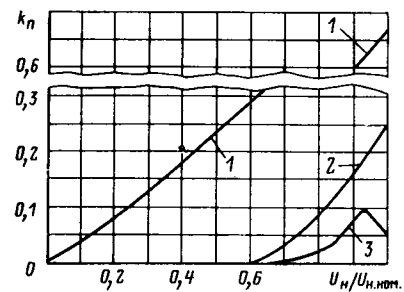


Рис. 2

ного подмагничивания. На втором этапе силовая цепь заменялась генератором тока, параметры которого определялись по результатам расчетов первого этапа. При составлении схемы замещения однофазного преобразователя, представленной на рис. 3, использовались мостовая схема замещения ДН и Т-образная трансформатора. Транзисторы инвертора и диоды выходного выпрямителя представлялись идеальными управляемыми ключами; нагрузка полагалась активной. Штриховой линией изображена схема замещения цепи импульсного подмагничивания, которая использовалась только на втором этапе исследования. На рис. 3 обозначено:

$$e_1 = \frac{dB_1}{dt}, e_2 = \frac{dB_2}{dt}, e_T = \frac{dB_T}{dt} -$$

мгновенные значения э. д. с. самоиндукции обмоток ДН и трансформатора; B_1 , B_2 , B_T — мгновенные значения индукции в сердечниках ДН и трансформатора; i_1 , i_d , i_Y — мгновенные значения тока в первичной цепи, цепях подмагничивания, источника импульсного управления; L_Y , $L_{\Sigma 1}$, L_2 — индуктивности линейного дросселя в цепи подмагничивания, суммарная потока рассеяния в первичной цепи, приведенная вторичной обмотки трансформатора; $R_{\Sigma 1}$, R_2 , R_H — активные сопротивления — суммарное первичной цепи, приведенные вторичной обмотки трансформатора и нагрузки.

Для схемы замещения на рис. 3 исходная система дифференциальных уравнений приведена ниже:

$$\left. \begin{aligned} U_m \sin \omega t f_a(t) &= -WS \left(\frac{dB_1}{dt} + \frac{dB_2}{dt} \right) - W_T S_T \frac{dB_T}{dt} + \\ &+ l \frac{R_{\Sigma 1}}{2W} (H_1 + H_2) + l \frac{L_{\Sigma 1}}{2W} \left(\frac{dH_1}{dt} + \frac{dH_2}{dt} \right); \\ U_Y &= WS \left(\frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_2}{dt} \right) + l \frac{r_Y}{2W} (H_1 - H_2) + \\ &+ l \frac{L_Y}{2W} \left(\frac{dH_1}{dt} - \frac{dH_2}{dt} \right); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

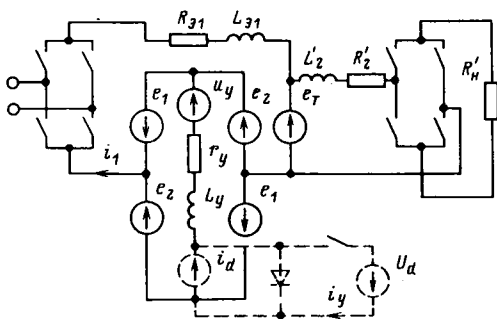


Рис. 3

$$-W_T S_T \frac{dB_T}{dt} = (R'_n + R'_2) \left[\frac{l}{2W} (H_1 + H_2) - \frac{l}{W_T} H_T \right] + \left| L_2 \left[\frac{l}{2W} \left(\frac{dH_1}{dt} - \frac{dH_2}{dt} \right) - \frac{l_T}{W_T} \frac{dH_T}{dt} \right] \right|$$

где $f_a(t)$ — функция прямоугольного синуса полупериода a напряжения ПЧ; W, W_T — число витков обмоток ДН (принято, что рабочие обмотки и обмотки управления имеют одинаковое число витков) и первичной трансформатора; $S, S_T, l, l_T, H_1, H_2, H_T$ — сечения, средние силовые линии и напряженности сердечников ДН и трансформатора.

За основу аппроксимации кривых перемagnetизации с учетом гистерезиса была использована методика, предложенная в [6]. Аппроксимирующее выражение получено в следующем виде:

$$H = \alpha_u \operatorname{sh}(\beta_u B) - \alpha_r \operatorname{sign} \frac{dB}{dt} \left[\exp \left(\beta_r B \operatorname{sign} \frac{dB}{dt} \right) \right]^{-1} + H_c \operatorname{sign} \frac{dB}{dt}, \quad B \leq B_s, \quad (2)$$

где H_c — коэрцитивная сила; B_s — индукция насыщения; sign — функция знака аргумента.

В качестве материала сердечников магнитопроводов тороидальной конструкции использовался пермаллой марки 50 НП с толщиной ленты 0,05 мм. Коэффициенты аппроксимации определены экспериментально и имеют следующие значения: $\alpha_u = 4,37 \cdot 10^{-6}$ А/м; $\beta_u = 11,45$ 1/Тл; $\beta_r = 17,16$ 1/Тл. Величина H_c также определена экспериментально в функции частоты. Коэффициент α_r для каждого полупериода перемagnetизации рассчитывался по выражению

$$\alpha_r = \left[H_c - H_{\text{нач}} \operatorname{sign} \frac{dB}{dt} + \alpha_u \operatorname{sh}(\beta_u B_{\text{нач}}) \operatorname{sign} \frac{dB}{dt} \right] \times \exp \left(\beta_r B_{\text{нач}} \operatorname{sign} \frac{dB}{dt} \right), \quad (3)$$

где $H_{\text{нач}}, B_{\text{нач}}$ — значения величин, соответствующие началу полупериода перемagnetизации.

Для исследования трехфазных преобразователей на основе предварительного анализа возможных вариантов была выбрана схема, содержащая три однофазных преобразователя, соединенных в звезду при последовательном включении обмоток подмagnetизации всех ДН. Схема замещения такого преобразователя строится, в основном, на базе схемы на рис. 3, учитывая особенности трехфазного исполнения.

Системы уравнений, описывающие конкретную схему преобразователя, решались на ЦВМ методом численного интегрирования относительно величин индукций B_1, B_2, B_T . По найденным значениям в дальнейшем определялись все необходимые величины и зависимости.

Значение частоты промежуточного преобразования определялось из учета требований обеспечения приемлемого диапазона регулирования D выходных параметров и высоких удельных массогабаритных характеристик. Зависимость D от частоты обусловлена наличием выходного тока ДН при отсутствии тока подмagnetизации и влиянием на его значение частоты: Для указанного материала магнитопроводов рекомендуемое значение частоты составляет 5 кГц, при котором обеспечивается $D=20$.

Эффективность импульсного управления ДН численно характеризуется коэффициентом k_p , связывающим мощности ис-

точника подмagnetизации при непрерывном и импульсном управлении:

$$k_p = \frac{P_{y, \text{непр}}}{P_{y, \text{имп}}}.$$

Для определения этого коэффициента необходимо знать величину тока i_y , который через определенный ранее ток i_d рассчитывается по выражению

$$i_y = i_d \frac{1}{2} [1 - f_a(t - \theta) f_a(t - \theta - \alpha\gamma)],$$

где величины θ и γ определяют фазу импульса подмagnetизации и его относительную длительность.

На рис. 4, а представлены примеры зависимости k_p от фазы расположения подмagnetизающего импульса при максимальной амплитуде напряжения ПЧ и номинальном токе подмagnetизации $I_{d \text{ ср}}$. Из зависимостей следует, что при правильно выбранных параметрах импульса, главным образом, его ориентации по времени (в моменты минимумов тока i_d), удастся получить значительный выигрыш по мощности источника подмagnetизации.

Внешние характеристики трехфазного преобразователя при различных токах подмagnetизации приведены на рис. 4, б. Сплошные линии соответствуют величине $L_y=0$, штриховые $L_y=40L_{\text{эл}}$. Однофазный преобразователь имеет аналогичные характеристики. Крутопадающие участки внешних характеристик преобразователя указывают на наличие у него свойств источника неизменного тока (средние значения). Наибольшее же значение для полупроводниковых преобразователей имеют амплитуды мгновенных значений. В связи с этим проводились исследования влияния величины L_y на амплитуду бросков тока i_1 в следующих динамических режимах: подключение преобразователя к сети при $R_n=0$; мгновенное изменение R_n от ∞ до 0. Установлено, что значения $L_y=40L_{\text{эл}}$ достаточно для ограничения амплитуды тока на уровне, в 1,5 раза превышающем его среднее значение в установившемся режиме.

В двухтактных преобразователях со званием ПЧ часто возникает аварийный режим, вызванный односторонним насыщением сердечника силового высокочастотного трансформатора. Причиной его возникновения является любая несимметрия двух смежных полупериодов напряжения ПЧ. При включении в первичную цепь трансформатора такого преобразователя ДН удается с его помощью фиксировать на определенном уровне амплитуду тока одностороннего насыщения. Принципиальная возможность этого эффекта наглядно поясняется в режиме вынужденного намагнетизации. Конструктивно ДН состоит из

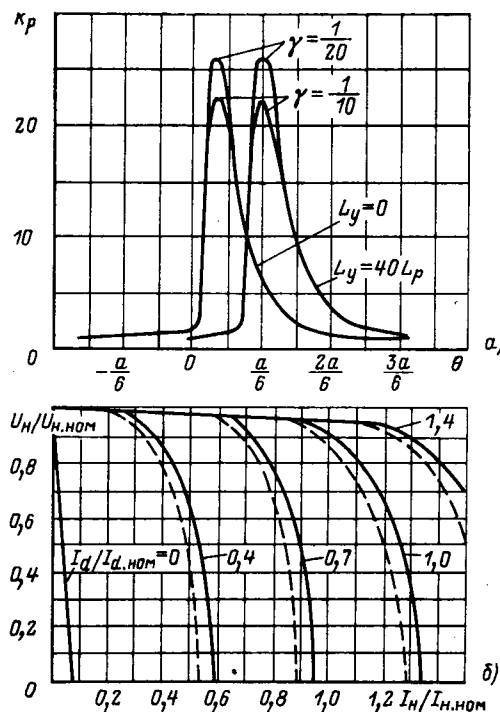


Рис. 4

двух дросселей, выполненных на отдельных сердечниках. При несимметрии напряжения режимы работы каждого из сердечников также несимметричны относительно друг друга, неодинаковы длительности их поочередного намагничивания, но в любой момент времени в насыщенном состоянии находится лишь один из дросселей, другой же в это время определяет процессы в цепи. Границы области нормальной работы ДН зависят от степени несимметрии, выбранной рабочей индукции, активного сопротивления первичной цепи преобразователя, тока подмагничивания.

При ограниченных и вполне определенных значениях указанных параметров в реальных преобразователях нет необходимости для защиты от токов одностороннего насыщения иметь величину $L_y = \infty$ (что соответствует режиму вынужденного намагничивания ДН). При определении с этих позиций минимального конечного значения L_y для случая несимметрии длительностей двух смежных полупериодов напряжения ПЧ в системе уравнений (1) закон изменения напряжения задавался выражением

$$u = B_m \sin \omega t \frac{1}{2} \{f_a(t - \psi) [f_a(t) + 1] + f_a(t) - 1\},$$

где ψ — абсолютная величина несимметрии длительностей полупериодов напряжения ПЧ.

Исследования показали, что для ограничения токов одностороннего насыщения трансформатора на приемлемом уровне (полуторакратно от номинального) также достаточно в цепь подмагничивания включить линейный дроссель с индуктивностью $L_y \approx 40L_{a1}$. Такое значение индуктивности L_y является наилучшим по результатам оценки его влияния на различные стороны функционирования преобразователя.

Свойство фиксировать на заданном уровне значение тока в силовых обмотках ДН под действием сигнала в цепи управления при любых режимах работы открывает возможность повышения выходной мощности устройства за счет параллельного соединения преобразовательных ячеек при последовательном соединении обмоток подмагничивания ДН всех ячеек без принятия каких-либо дополнительных мер по выравниванию токов в параллельных ветвях.

С учетом возможностей отечественной элементной базы и областей применения можно рекомендовать ориентировочный диапазон мощностей рассматриваемых преобразователей от нескольких сотен ватт до десяти киловатт.

К магнитному материалу сердечников дросселей насыщения предъявляются в общем случае те же требования, что и к сердечнику трансформатора, в том числе и с позиций установления оптимального соотношения частоты, значений максимальной индукции и нагрева. Выбор в настоящей статье в качестве материала сердечников пермаллоя обусловлен, как указывалось выше, соображениями согласования диапазона регулирования и частоты преобразования (5 кГц). С увеличением частоты следует применять ферриты.

Вывод. Использование ферромагнитного регулятора в преобразователях со звеном повышенной частоты, формируемом ключами переменного тока, позволяет при предельно простом построении силовой цепи и цепи управления регулировать в заданном диапазоне выходное напряжение с минимальным коэффициентом пульсаций, надежно защищать преобразователь в установившемся и переходном режимах от любых токовых перегрузок, одностороннего насыщения трансформатора, обеспечивать параллельную работу блоков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Задерей К. П. Многофункциональные магнитные радиокомпоненты в современных устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. — Зарубежная радиоэлектроника, 1978, № 7, с. 36—49.
2. Мотовилов Н. И. Бестрансформаторные источники питания. — Зарубежная радиоэлектроника, 1983, № 1, с. 61—79.
3. Кобзев А. В. Регулируемые источники тока с промежуточным преобразованием частоты. — В кн.: Регуляторы и стабилизаторы тока — Киев: Наукова думка, 1977, с. 45—52.
4. Обрусник В. П. Дискретно-управляемые ферромагнитные элементы для преобразования параметров электроэнергии. — М.: Наука, 1979.—193 с.
5. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. — Новосибирск: Наука, 1979.—304 с.
6. Савиновский Ю. А., Герсесан В. С. Об аппроксимации процессов намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом гистерезиса. — Электричество, 1969, № 3, с. 69—73.

[04.03.85]

УДК 621.314.26:621.372.542

Динамические свойства широтно-импульсных преобразователей с дискретно усредняющим фильтром

ИСХАКОВ А. С.

Традиционный способ ослабления переменной составляющей в кривой сигнала обратной связи широтно-импульсного преобразователя (ШИП) связан с использованием в качестве фильтров линейных непрерывных звеньев. В ряде случаев этот способ оказывается недостаточно эффективным, например, он мало пригоден для подавления сетевой помехи, кроме того пульсации сигнала обратной связи изменяют динамический коэффициент замкнутой системы [1].

Одним из наиболее эффективных путей снижения переменной составляющей является применение фильтров, в которых выходной сигнал является постоянным и равным результату интегрирования входного сигнала в течение одного из предыдущих интервалов времени. Подобный фильтр (именуемый в [2] коммутационным), осуществляет усреднение сигнала за интервал времени и относится к дискретным звеньям (далее он обозначен через ДФ).

В отличие от систем с обычными фильтрами, изученных достаточно подробно в многочисленных публикациях по системам с широтно-импульсной модуляцией динамические свойства ШИП с ДФ фактически не исследованы. Учитывая все возрастающие требования к статическим и динамическим показателям стабилизированных источников питания и трудности их достижения традиционными методами, подобные исследования представляют практический интерес. Имеющаяся тенденция к применению в контуре регулирования цифровых устройств и техническая простота реализации функций ДФ на цифровой основе также требуют широкого исследования динамических процессов в системах регулирования, содержащих звенья типа ДФ. Целью

статьи является математическое описание ШИП для случая когда ДФ включен в цепь обратной связи по выходному напряжению.

На рис. 1 приведена структурная схема ШИП, состоящая из ключа системы управления ключом (СУ) и ДФ. Ключ замыкается под действием импульсов неизменной частоты f_0 и размыкается при воздействии импульсов f , сформированных с помощью СУ, на вход которой поступает сигнал с выхода ДФ. Схема ДФ содержит интегратор И и устройство, запоминающее результат интегрирования, именуемое устройством выборки и хранения УВХ (в литературе встречаются и другие названия этого устройства, например, экстраполятор нулевого порядка [3]). Интегратор и УВХ, кроме аналогового входа, имеют импульсный, обозначенный z^* . При поступлении сигнала на него И разряжается и начинается новый цикл интегрирования, а УВХ запоминает мгновенное значение сигнала на своем аналоговом входе и удерживает его до прихода следующего сигнала на вход z^* .

В общем случае сигналы на входы z^* интегратора и УВХ могут поступать в разные моменты времени. Сигнал на выходе ДФ в текущем интервале времени остается постоянным и равным значению выходного напряжения U_d ШИП, усредненному за один из предыдущих интервалов длительностью T_p в соответствии с выражением

$$U_n = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_p} u_d dt = \frac{T_p}{T_n} U_d, \quad (1)$$

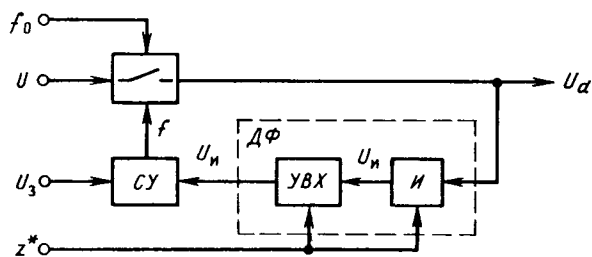


Рис. 1. Структурная схема широтно-импульсного преобразователя с дискретно усредняющим фильтром

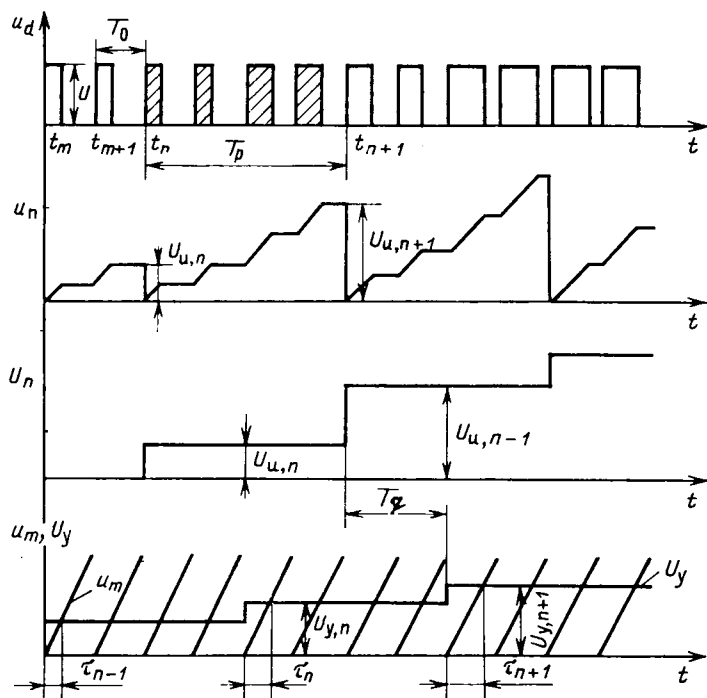


Рис. 2. Диаграммы переменных системы регулирования преобразователя

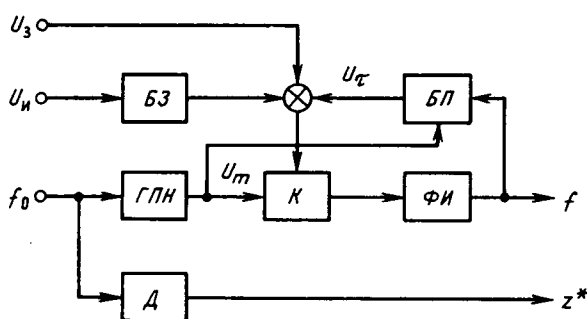


Рис. 3. Структурная схема синхронной системы управления преобразователем

где $T_{\text{и}}$ — постоянная интегратора ДФ; $U_d = U \frac{\tau}{T_0}$; $T_0 = \frac{1}{f_0}$.

Эта формула отражает общий принцип работы фильтров на основе усреднения сигнала за определенный интервал времени. Его техническая реализация, определяющая конкретный тип ДФ и динамические свойства замкнутой системы, зависит от нескольких факторов, которые рассматриваются ниже.

Для наглядности пояснений на рис. 2 приведены временные диаграммы работы однополярного ШИП с модуляцией заднего фронта; временем разряда интегратора ДФ пренебрегаем. Тип ДФ зависит от вида сигнала на входе z^* и длительности рабочего

цикла. В качестве сигнала z^* наиболее естественно применить сигналы f_0 или f , но в общем случае могут использоваться и другие сигналы, например, синхронные с f_0 , однако для их выработки могут потребоваться дополнительные схемные устройства. На рис. 2 отмечены t_m и t_n обозначены моменты времени формирования сигналов f_0 и z^* . Под циклом ДФ подразумевается интервал времени от начала интегрирования до окончания обработки результата его с помощью СУ. Длительность цикла, а точнее соотношение между ним и тактом T_0 определяет такую фундаментальную характеристику замкнутой системы, как размерность ее математической модели.

Цикл ДФ в общем случае состоит из трех операций — интегрирования, хранения и обработки. Первая из них в соответствии с (1) является основной и длительность ее выбирается равной периоду той составляющей в сигнале u_d , которую требуется уменьшить. Поэтому для ослабления в сигнале u_d гармоник с частотами $f_p = f_0/p$, где $p = 1, 2, \dots$, интервал интегрирования должен быть равным

$$T_p = \frac{1}{f_p} = pT_0. \quad (2)$$

На интервале хранения сигнал $U_{\text{п}}$ используется для определенных целей, связанных с функционированием системы, например, на этом интервале может производиться обработка сигнала $U_{\text{н}}$ процессором вычислительного устройства. Операция хранения не является обязательной, но здесь она учитывается для общности результатов. Запишем выражение для длительности интервала хранения в виде $T_q = qT_0$, где q — произвольное целое положительное число.

На интервале обработки сигнал $U_{\text{н}}$ преобразуется с помощью СУ в ширину импульсов ШИП, длительность его равна T_p .

Таким образом, сумма длительностей всех операций составляет длительность цикла

$$T_r = 2T_p + T_q = rT_0, \quad (3)$$

где $r = 2p + q$.

Операции интегрирования и хранения вызывают запаздывание реакции ДФ на возмущения, что приводит к задержке в передаче информации по цепи обратной связи и, как следствие, к возрастанию размерности замкнутой системы. Величина запаздывания определяется коэффициентом r выражения (3), поэтому он может служить параметром, эквивалентным порядку непрерывного звена. Размерность замкнутой системы зависит не только от типа ДФ, но и от принципа построения СУ и вида ШИП. Так например, в [4] показано, что однополярный и двухполярный ШИП с одним и тем же ДФ описываются уравнениями соответственно первого и второго порядков.

Рассмотрим динамические свойства ШИМ с одним из наиболее распространенных типов СУ, построенным на основе разветвляющегося преобразователя с циклической разверткой [5], известной под названием синхронной СУ, схема которой показана на рис. 3. Она содержит генератор пилообразного напряжения ГПН, компаратор К, формирователь импульсов ФИ и блок памяти БП. Деление тактовой частоты f_0 на требуемое число p осуществляется делителем Д. Операция хранения учитывается блоком задержки БЗ.

Импульс последовательности f формируется в момент равенства напряжения ГПН $u_m = k(t - mT_0)$, где k — коэффициент пропорциональности, $m = 1, 2, \dots$, и напряжения управления U_y , представляющего сумму сигналов задания U_3 , обратной связи $U_{\text{н}}$ и блока памяти $U_{\text{т}} = kt$. При отсутствии БП в установившемся режиме справедливо соотношение

$$kt = U_y = U_3 - U_{\text{н}}, \quad (4)$$

свидетельствующее об отсутствии пропорциональности между сигналом U_3 и выходным напряжением U_d . Если осуществить запоминание сигнала u_m в момент формирования импульса f и просуммировать результат запоминания с разностью $U_3 - U_{\text{н}}$, то, как это видно из (4), можно получить пропорциональную характеристику вход — выход ШИП — для этого и предназначен БП.

Из диаграммы на рис. 2 находим выражение для τ_{n+1} :

$$k\tau_{n+1} = U_{y\,n+1}. \quad (5)$$

Сигнал $U_{y\,n+1}$ равен алгебраической сумме сигналов задания U_3 , обратной связи $U_{\text{н}\,n+1}$ и блока памяти $U_{\text{т}\,n} = k\tau_n$:

$$U_{y\,n+1} = U_3 - U_{\text{н}\,n+1} + k\tau_n. \quad (6)$$

Учитывая, что длительность операций хранения и интегрирования составляет $p+q$ тактов и представляя q в виде $q = Np + M$, где N — целая часть дроби q/p , $0 \leq M \leq p$, запишем

выражение для U_{n+1} как результат усреднения p подряд расположенных импульсов (на рис. 2 эти импульсы заштрихованы):

$$U_{n+1} = a[(p-M)\tau_{n-N} + M\tau_{n-N-1}], \quad (7)$$

где $a = U/T_n$.

Подставляя (6) с учетом (7) в (5) находим, что рассматриваемый ШИП с ДФ в цепи обратной связи по выходному напряжению при синхронной СУ описывается линейным разностным уравнением

$$k\tau_{n+1} - k\tau_n + a[(p-M)\tau_{n-N} + M\tau_{n-N-1}] = U_3$$

или

$$k\tau_{n+N+2} - k\tau_{n+N+1} + a[(p-M)\tau_{n+1} + M\tau_n] = U_3. \quad (8)$$

Например, при $p=5$, $q=13$ коэффициенты N и M равны соответственно двум и трем и уравнение (8) выглядит как

$$k\tau_{n+4} - k\tau_{n+3} + a(2\tau_{n+1} + 3\tau_n) = U_3.$$

В установившемся режиме уравнение (8) приобретает вид

$$U_n = a\tau = \frac{T_p}{T_n} U_d = U_3. \quad (9)$$

Проведем анализ устойчивости установившегося режима с целью выбора коэффициента k для некоторых характерных случаев.

Пусть операция хранения отсутствует, т. е. $q=0$. Тогда уравнение (8) независимо от коэффициента p имеет первый порядок

$$k\tau_{n+1} - k\tau_n + a\tau_n = U_3,$$

условия устойчивости которого следующие [3]:

$$1) ap > 0; 2) k > ap/2. \quad (10)$$



УДК 62-83-52

Алгоритмизация систем управления технологическими линиями непрерывного производства

НИКИТИН Б. К., канд. техн. наук

ВНИИ Электропривод

В статье рассматриваются линии для наложения изоляции на провода и кабели, для изготовления пластмассовых и стеклянных труб, листов, пленки, для обрезинивания шинного корда и некоторые другие, в которых обрабатываемое изделие представляет собой непрерывную упругую полосу или ленту, проходящую через ряд механизмов, выполняющих последовательные этапы обработки. Общими признаками, объединяющими такие линии в один класс объектов управления, являются: цель автоматизации, заключающаяся в повышении качества изделий и сокращении расхода сырья (полимеров) за счет стабилизации толщины изделий в замкнутых САР;

способ достижения цели путем формирования оптимальных законов воздействия на исполнительные органы — электроприводы основных механизмов;

наличие существенного запаздывания в контуре регулирования из-за невозможности измерять толщину размягченного полимера в месте ее формирования;

характер основного возмущения по толщине, представляющего собой нестационарный случайный процесс и обусловленный этим критерий оптимизации — минимум динамической ошибки.

Экономическая эффективность систем регулирования толщины (СРТ) может быть показана на примере наложения изоляции на провода и кабели. Линии, не имеющие СРТ, допускают разброс по толщине до 20 % и более. Чтобы в этих условиях не перейти за регламентируемую ГОСТ и определяющую электрическую прочность изоляции нижнюю границу толщины, приходится увеличивать до таких же размеров (± 10 % номинального значения) допуск по толщине, что приводит к значительному перерасходу полимерной массы. Для одной линии средней производительности сокращение поля допуска всего в 1,5 раза (что далеко от предельных возможностей СРТ) позволяет получить 100 тыс. руб. экономии.

Пусть длительность интервала усреднения равна T_0 , т. е. $p=1$. В этом случае уравнение (8) приобретает вид

$$k\tau_{n+q+1} - k\tau_{n+q} + a\tau_n = U_3. \quad (11)$$

При $q=1$ и $q=2$ условия устойчивости уравнения (11) соответственно следующие [3]:

$$1) a > 0, 2) k > a/2, 3) k > a; \quad (12)$$

$$1) a > 0, 2) k > a/2, 3) k > -\frac{3}{4}a, 4) k > \frac{3}{2}a,$$

$$5) k > \frac{1+\sqrt{5}}{2}a. \quad (13)$$

Из сравнения последних требований к коэффициенту k [условий (10), (12) и (13)] видно, что возрастание задержки приводит к необходимости увеличения коэффициента k .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шипило В. П., Чикотило И. И. Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем. — Электричество, 1978, № 2.
2. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969.
3. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976.
4. Исхаков А. С. Динамические свойства широтно-импульсных преобразователей с дискретным усреднением регулируемого сигнала. — Техническая электродинамика, 1983, № 2.
5. Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шляндин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. — Энергия, 1976.

[29.10.85]

гулирования толщины $l_{пр}$ может быть выбрана в пределах от 20 до 50 Гц (соответственно $T_{пр} = 50 \div 20$ мс).

Для вычисления дискретных равностоящих во времени значений выходного сигнала цифровых регуляторов используются известные рекуррентные формулы; например в [1] приведена формула, содержащая три умножения и два сложения на одно звено с передаточной функцией первого порядка. Если принять время, расходуемое микро-ЭВМ средней производительности на выполнение одной операции умножения, равным 60 мкс, а операции сложения 12 мкс, то для регулятора, состоящего из двух таких звеньев (например, регулятор с передаточной функцией 13), время вычисления равно 408 мкс или 2 % $T_{пр} = 20$ мс. Остальное время расходуется на решение фоновой задачи самонастройки, а также на выполнение вспомогательных и сервисных функций. Периодичность пересчета коэффициентов определяется скоростью временного дрейфа параметров системы и лежит в пределах от 5 до 50 с. При такой периодичности быстроедействие ЭВМ оказывается достаточным даже при сложном алгоритме.

Рассмотрим построение алгоритма адаптации по минимуму динамической ошибки СРТ при изменении статистических характеристик случайных возмущений по толщине изделия (например, изоляции кабеля) [2].

Пусть через равные интервалы времени Δt в ОЗУ записываются числа u_i , представляющие собой отклонения измеряемого размера от заданного значения. Образует массив R из N ординат корреляционной функции, вычисленных по формуле

$$R(\tau_k) = R(k\Delta t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{u}_i \dot{u}_{i+k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где $\dot{u}_i(k\Delta t) = u_i(k\Delta t) - m_u$, и будем искать для корреляционной функции аналитическое выражение в виде

$$R(\tau) = a^2 e^{-\alpha|\tau|} \cos(\beta\tau)$$

или

$$\dot{R}(\tau) = R(\tau)/R(0) = e^{-\alpha|\tau|} \cos(\beta\tau), \quad (2)$$

которому соответствует спектральная плотность

$$S(\omega) = \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \beta)^2} + \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega + \beta)^2}.$$

Параметры α и β определим в два этапа: сначала найдем начальные приближения α_0 и β_0 , а затем вычислим поправки $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$. Параметр β_0 можно определить в точке A (рис. 1), в которой $R = 0$, $\beta\tau_0 = \pi/2$, $\tau_0 = \tau_k + \Delta\tau = \tau_k + R_k \frac{\tau_{k+1} - \tau_k}{R_k - R_{k+1}}$ (ли-

нейная интерполяция), откуда $\beta_0 = \pi/2\tau_0$.

Параметр α_0 определим из выражения (2):

$$\alpha_0 = -\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{\tau_k} \ln \frac{R_k}{\cos \beta_0 \tau_k}. \quad (4)$$

Поправки $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$ определяются из системы условных уравнений:

$$R(\tau_k) = e^{-\alpha|\tau_k|} \cos(\beta\tau_k), \quad k = 1, 2, 3, \dots, N-1. \quad (5)$$

Так как уравнения (5) нелинейны, разложим правую часть в ряд по степеням $\Delta\alpha = \alpha - \alpha_0$ и $\Delta\beta = \beta - \beta_0$ и отбросим члены выше первого порядка:

$$R(\tau_k) = e^{-\alpha_0 \tau_k} (\cos \beta_0 \tau_k - \tau_k \cos \beta_0 \tau_k \Delta\alpha - \tau_k \sin \beta_0 \tau_k \Delta\beta). \quad (6)$$

Разбив $N-1$ уравнений (6) на две (приблизительно) равные группы и сложив их почленно внутри каждой из групп, получим систему из двух уравнений относительно $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$, одинаковых по внешнему виду и отличающихся только значениями индекса k :

$$\sum \cos \beta_0 \tau_k - e^{-\alpha_0 \tau_k} \sum R(\tau_k) = \Delta\alpha \sum \tau_k \cos \beta_0 \tau_k + \Delta\beta \sum \tau_k \sin \beta_0 \tau_k, \\ k_1 = 1, 3, 5, \dots, \quad k_2 = 2, 4, 6, \dots,$$

откуда

$$\Delta\alpha = \frac{b_1 c - b c_1}{a b_1 - a_1 b}; \quad \Delta\beta = \frac{a c_1 - a_1 c}{a b_1 - a_1 b}, \quad (7)$$

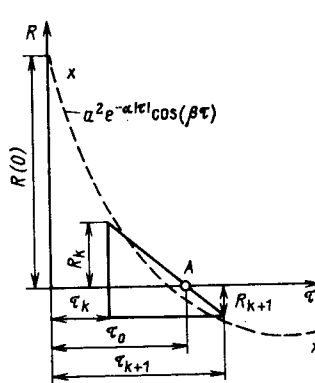


Рис. 1. Определение параметров α_0 и β_0 корреляционной функции

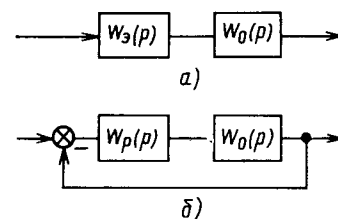


Рис. 2. Схема расчетной (а) и реальной (б) систем

где $a(a_1) = \sum \tau_k \cos \beta_0 \tau_k$; $b(b_1) = \sum \tau_k \sin \beta_0 \tau_k$; $c(c_1) = \sum \cos \beta_0 \tau_k - e^{\alpha_0 \tau_k} \sum R(\tau_k)$, после чего находим $\alpha = \alpha_0 + \Delta\alpha$, $\beta = \beta_0 + \Delta\beta$.

Особенностью рассматриваемых систем является наличие в них транспортного запаздывания, существенно превышающего остальные постоянные времени системы, и передаточная функция объекта часто может быть принята равной $W_0(p) = e^{-\tau_0 p}$. Следствием этого является дополнительная ошибка $\bar{\varepsilon}_n^2$, обусловленная специфической высокочастотной помехой, корреляционная функция которой может быть рассчитана по формуле (1) и аппроксимирована экспонентой $R_n(\tau) = c^2 e^{-\alpha_1 |\tau|}$ при $k\Delta t \leq \tau_0$.

Учитывая, что полоса пропускания системы значительно уже частотного спектра помехи, последнюю обычно аппроксимируют белым шумом с корреляционной функцией $R_n(\tau) = c^2 \delta(\tau)$ и спектральной плотностью $S_n(\omega) = c^2$. Физически помеха представляет собой те компоненты возмущения, полупериод которых меньше времени запаздывания и которые вследствие этого не могут быть обработаны. Попадая на вход системы, они заставляют ее совершать компенсирующие движения, которые оказываются приложенными не к тем участкам изделия, где возникли отклонения размеров, а сдвинуты на время запаздывания.

Зависимость суммарной ошибки регулирования $\bar{\varepsilon}^2 = \bar{\varepsilon}_m^2 + \bar{\varepsilon}_n^2$ от параметров системы имеет экстремальный характер, так как их влияние на составляющие $\bar{\varepsilon}_m^2$ и $\bar{\varepsilon}_n^2$, обусловленные соответственно основным возмущением и высокочастотной помехой, прямо противоположно. Поэтому после приведения обоих сигналов к одному входу, можно свести задачу к оптимальной линейной фильтрации и с помощью известных методов найти импульсную переходную функцию $k(\tau)$ последовательного корректирующего устройства, обеспечивающего минимум $\bar{\varepsilon}^2$ [3].

Для этого $\bar{\varepsilon}^2$ записывается в виде функционала от $k(\tau)$:

$$\bar{\varepsilon}^2 = F[k(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} k(\tau) d\tau \int_{-\infty}^{\infty} R_m(\tau - \theta) k(\theta) d\theta - \\ - 2 \int_0^{\infty} k(\tau) d\tau \int_{-\infty}^{\infty} R'_m(\tau - \theta + \tau_1) k(\theta) d\theta + \\ + \int_0^{\infty} k(\tau) d\tau \int_0^{\infty} R'_m(\tau - \theta) k(\theta) d\theta + \\ + \int_0^{\infty} k(\tau) d\tau \int_0^{\infty} R'_n(\tau - \theta) k(\theta) d\theta = e_1 + e_2 + e_3 + e_4; \\ \bar{\varepsilon}_m^2 = e_1 + e_2 + e_3; \quad \bar{\varepsilon}_n^2 = e_4, \quad (8)$$

где $R'_{m,n}(\tau) = \int_0^{\infty} b(\sigma) d\sigma \int_0^{\infty} R_{m,n}(\tau + \sigma - \nu) b(\nu) d\nu$;

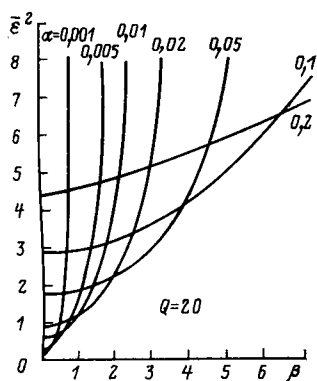


Рис. 3. Зависимость достигаемого минимума среднеквадратичной ошибки от параметров α и β

$$R_m''(\tau) = \int_0^\infty R_m(\tau + \theta) b(\theta) d\theta; \quad b(t) = L^{-1}[W_0(p)];$$

$$x(\tau) = \delta(\tau).$$

Решив вариационную задачу (8), получим

$$k(t) = B_1 e^{p_1 t} + B_2 e^{p_2 t},$$

где

$$p_{1,2} = -\sqrt{\alpha(\alpha + Q) - \beta^2 \pm \sqrt{\alpha^2 Q^2 - 4\alpha\beta^2(\alpha + Q)}};$$

$$B_{1,2} = \frac{[\beta \cos \beta \tau_s - (\alpha + p_{1,2}) \sin \beta \tau_s][(\alpha + p_{1,2})^2 + \beta^2]}{\mp \beta(p_1 + p_2 + 2\alpha)e^{\alpha \tau_s}};$$

$Q = R_m(0)/R_n(0)$ — отношение сигнал/шум.

Передаточная функция, соответствующая (9), равна

$$W_0(p) = \frac{(B_1 + B_2)p + (-B_1 p_2 - B_2 p_1)}{p^2 - (p_1 p_2)p + p_1 p_2} = \frac{K_3(T_1' p + 1)}{T_2'^2 p^2 + T_3' p + 1}. \quad (10)$$

Регулятор замкнутой системы может быть определен приравниванием ее передаточной функции к передаточной функции разомкнутой расчетной схемы (рис. 2):

$$\frac{W_p(p) W_0(p)}{1 + W_p(p) W_0(p)} = W_0(p) W_0(p); \quad W_p(p) = \frac{W_0(p)}{1 - W_0(p) W_0(p)}. \quad (11)$$

Подставив $k(\tau)$ в (8) и вычислив интегралы $e_1, \dots, e_4$, найдем абсолютный минимум $\bar{\varepsilon}_0^2$, достигаемый при заданных значениях статистических характеристик случайного возмущения α, β и Q . Значения интегралов равны:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= 1; \\ e_2 &= 2e^{-\alpha \tau_s} [\beta \sin \beta \tau_s (B_1 b_3 + B_2 b_4) - \cos \beta \tau_s (B_1 c_3 + B_2 c_4)]; \\ e_3 &= B_1^2 b_1 b_3 (\beta^2 - \alpha^2 + p_1) + B_2^2 b_2 b_4 (\beta^2 - \alpha^2 + p_2) - \\ &\quad - B_1^2 (c_1 + c_3)/2p_1 - B_2^2 (c_2 + c_4)/2p_2 + \\ &\quad + B_1 B_2 b_2 b_3 (\beta^2 - \alpha^2 + p_3) + B_1 B_2 b_1 b_4 (\beta^2 - \alpha^2 + p_4) - \\ &\quad - B_1 b_2 p_3 (c_1 + c_2 + c_3 + c_4); \\ e_4 &= -(B_1^2/2p_1 + B_2^2/2p_2 + 2B_1 B_2 p_3)/Q, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $a_1 = \alpha + p_1$; $a_2 = \alpha + p_2$; $a_3 = \alpha - p_1$; $a_4 = \alpha - p_2$;
 $b_1 = 1/(a_1^2 + \beta^2)$; $b_2 = 1/(a_2^2 + \beta^2)$; $b_3 = 1/(a_3^2 + \beta^2)$; $b_4 = 1/(a_4^2 + \beta^2)$;
 $c_1 = a_1 b_1$; $c_2 = a_2 b_2$; $c_3 = a_3 b_3$; $c_4 = a_4 b_4$; $p_3 = 1/(p_1 + p_2)$.

Графики $\bar{\varepsilon}_0^2(\alpha, \beta, Q)$ построены на рис. 3.

Непосредственное использование регулятора (11) не всегда удобно из-за наличия в его структуре блока запаздывания, для реализации которого требуется массив из $n = \tau_s/T_H$ ячеек памяти, где T_H — интервал квантования времени.

Так как в реальных линиях τ_s измеряется единицами (и даже десятками) секунд, реализация блока запаздывания может потребовать дополнительно несколько сотен ячеек памяти, что особенно нежелательно в специализированных вычислительных устройствах, которые должны иметь минимальную стоимость и габариты.

Поставим задачу найти передаточную функцию аппроксимирующего регулятора $W_{p1}(p)$, не содержащего в своей струк-

туре блока запаздывания и обеспечивающего близкие к $\bar{\varepsilon}_0^2$ значения суммарной ошибки. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы частотные характеристики оптимального и аппроксимирующего регуляторов были близки в области существенных частот. Частотные характеристики оптимального регулятора при $\tau_s = 1$:

$$L(\omega) = 20 \lg \sqrt{A^2(\omega)} = 20 \lg \sqrt{\frac{K_3^2 (T_1'^2 \omega^2 + 1)}{T_2'^2 \omega^4 - 2K_3 \cos \omega [(T_1' T_3' - T_2') \omega^2 + 1] + 2K_3 \omega \sin (T_1' T_2' \omega^2 + T_3' - T_1') + (T_3'^2 - 2T_2' + K_3^2 T_1'^2) \omega^2 + K_3^2 + 1}}, \quad (13)$$

$$\text{где } K_3 = \frac{-B_1 p_2 - B_2 p_1}{p_1 p_2}; \quad T_1' = \frac{B_1 + B_2}{-B_1 p_2 - B_2 p_1}; \quad T_2' = \frac{1}{p_1 p_2};$$

$T_3' = \frac{-p_1 - p_2}{p_1 p_2}$ для $\alpha = 0,01$, $Q = 20$ и различных значений β построены на рис. 4, а. Они имеют максимумы при $\omega \approx \beta$ и наклон в области высоких частот около 20 дБ/дек. При выводе выражения (13) использованы формулы Эйлера:

$$e^{j\omega} + e^{-j\omega} = 2 \cos \omega; \quad e^{j\omega} - e^{-j\omega} = 2j \sin \omega.$$

В качестве аппроксимирующего регулятора выберем звено, передаточная функция и квадратичная частотная характеристика которого имеют вид:

$$W_{p1}(p) = \frac{K(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)};$$

$$A_1^2(\omega) = \frac{K^2 T^2 \omega^2 + K^2}{T_2^2 T_3^2 \omega^4 + (T_2^2 + T_3^2) \omega^2 + 1}, \quad (14)$$

а асимптотическая ЛАЧХ показана на рис. 4, б.

Параметры K , T_1 , T_2 и T_3 определим из условия близости $A^2(\omega)$ и $A_1^2(\omega)$ с помощью метода наименьших квадратов: соответствующая система уравнений имеет вид:

$$\frac{\partial E}{\partial K} = 0; \quad \frac{\partial E}{\partial T_1} = 0; \quad \frac{\partial E}{\partial T_2} = 0; \quad \frac{\partial E}{\partial T_3} = 0, \quad (15)$$

где $E = \sum_{i=1}^m \Delta_i^2 = \sum_{i=1}^m [A^2(\omega_i) - A_1^2(\omega_i)]^2$; $A^2(\omega_i)$, $A_1^2(\omega_i)$ —

дискретные значения квадратов АЧХ оптимального и аппроксимирующего регуляторов в области существенных частот.

Эту систему можно упростить, если принять во внимание конкретные особенности функций $A(\omega)$ и $A_1(\omega)$. Из рис. 4 видно, что сопрягающая частота $\omega_s = 1/T_2$ пропорциональна параметру β , откуда $T_2 = a/\beta$, коэффициент $a \approx 1,8$ определен эмпирически.

Третью сопрягающую частоту определим из условия пересечения $A(\omega)$ и $A_1(\omega)$ в конкретной точке, например, на частоте среза ω_c . Это целесообразно по той причине, что область частот, непосредственно примыкающих к ω_c , оказывает наибольшее влияние на свойства системы и именно в этой области важно обеспечить близость $A(\omega)$ и $A_1(\omega)$.

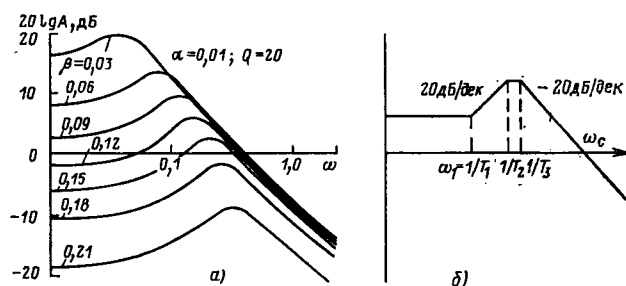


Рис. 4. Частотные характеристики регулятора W_p при $\alpha = 0,01$ и разных значениях параметра β (а) и асимптотическая ЛАЧХ регулятора W_{p1}

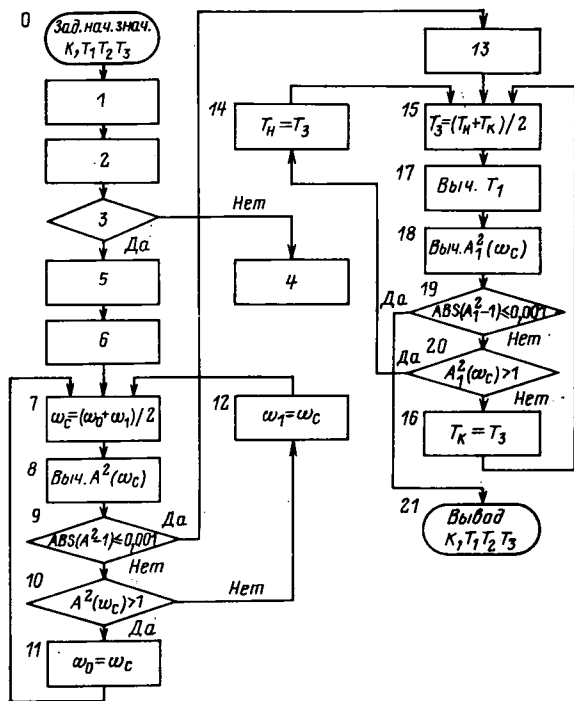


Рис. 5. Алгоритм определения параметров оптимального регулятора

Частота ω_c определяется из уравнения $A^2(\omega_c)=1$ и подставляется в уравнение $A_1^2(T_3)=1$. Коэффициент усиления K определим из условия

$$\lim A(\omega) = \lim A_1(\omega),$$

откуда

$$K = \frac{-B_1 p_2 - B_2 p_1}{p_1 p_2 + B_1 p_2 + B_2 p_1}.$$

В результате вместо системы из четырех уравнений имеем систему из двух уравнений:

$$A_1^2(\omega_c) = \frac{K^2 T_1^2 \omega_c^2 + K^2}{T_2^2 T_3^2 \omega_c^4 + (T_2^2 + T_3^2) \omega_c^2 + 1} = 1;$$

$$\frac{\partial E}{\partial T_1} = 0 \text{ или } K^2 T_1^2 = \frac{\sum_{i=1}^w A_i^2 p_i \omega_i^2 - K^2 \sum_{i=1}^w p_i^2 \omega_i^2}{\sum_{i=1}^w p_i^2 \omega_i^4},$$

где

$$p = \frac{1}{T_2^2 T_3^2 \omega^4 + (T_2^2 + T_3^2) \omega^2 + 1};$$

w — число дискретных значений частоты ω , для которых вычисляются функции $A^2(\omega)$ и $A_1^2(\omega)$.

На рис. 5 приведен алгоритм вычисления оптимальных параметров регулятора (14) по критерию минимума динамической ошибки.

Блок 0 задает начальные значения переменным и параметрам регулятора для возможности функционирования системы в начальный период, т. е. до тех пор, пока в результате обработки массива не будут вычислены их оптимальные значения.

Блок 1 — вычисление времени запаздывания по расстоянию до измерителя контролируемого размера и скорости движения изделия: $\tau_3 = L/v_{из}$;

2 — вычисление ординат корреляционной функции 1 и формирование массива $R(K\Delta t)$;

3 — проверка знака и элементов массива R . Если среди них нет отрицательных, то корреляционная функция аппроксими-

руется экспонентой, а регулятор инерционным звеном:

$$R(\tau) = e^{-\alpha|\tau|}, \quad W_{p_1}(p) = \frac{K'}{T'p + 1};$$

4 — вычисление параметров инерционного регулятора по формулам:

$$K' = K_c/K_0 = a(\alpha\tau_3)^{-b}/K_0, \quad T'/\tau_3 = c(\alpha\tau_3)^{-d},$$

где K_c , K_0 , K' — коэффициенты усиления системы, объекта и регулятора;

$$\alpha = \frac{\sum_{i=1}^N \ln R_i}{N \Delta t \sum K}; \quad a, b, c, d — \text{константы,}$$

5 — вычисление α_0 , β_0 , $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$ по формулам (3), (4), (7) и параметров $\alpha = \alpha_0 + \Delta\alpha$, $\beta = \beta_0 + \Delta\beta$;

6 — вычисление параметров $p_{1,2}$, $B_{1,2}$ и коэффициентов дробно-рациональной функции $A^2(\omega) = |W_p(j\omega)|^2$ по формулам (9), (10), (11);

7—12 — вычисление частоты среза ω_c из уравнения $A^2(\omega_c)=1$ методом половинного деления;

13 — вычисление параметров K и T_2 аппроксимирующего регулятора;

14—20 — численное решение системы уравнений (16) относительно T_1 и T_3 . Величина T_3 задается в середине выбранного интервала $(T_H + T_K)/2$ и с этим значением T_3 решается уравнение $\partial E/\partial T_1 = 0$. Поскольку на данном шаге $T_3 = \text{const}$, это уравнение получается линейным относительно T_1 . Для заданного T_3 и вычисленного T_1 вычисляется $A_1^2(\omega_c)$ (14) и проверяется выполнение условия $A_1^2(\omega_c) = 1$. Если достигнута точность недостаточна, происходит деление пополам отрезка, содержащего T_3 , и процедура повторяется.

При программировании на машинном языке для вычисления синуса, косинуса, логарифма и экспоненты использованы разложения:

$$\sin x = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k+1}}{(2k+1)!}; \quad \cos x = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k}}{(2k)!},$$

$$k = 1, 2, 3, \dots,$$

$$\ln x = (p - 0,5) \ln 2 + v(2 + 0,666445v^2 + 0,415054v^4);$$

$$e^x = \frac{12(x^2 + 10) + x(x^2 + 60)}{12(x^2 + 10) - x(x^2 + 60)}; \quad v = \frac{\sqrt{2X} - 1}{\sqrt{2X} + 1}; \quad \frac{1}{2} \leq X \leq 1.$$

Найденные параметры K , T_1 , T_2 и T_3 (или K' и T' при $\text{sign}(R) \neq -1$) подставляются в разностное уравнение аппроксимирующего регулятора, решением которого являются дискретные равноотстоящие во времени значения выходного сигнала, подаваемые на вход электропривода экструдера. При частоте квантования 50 Гц выходной сигнал можно считать непрерывным, а скорость экструдера однозначно связана с регулируемым размером изделия.

После определения K , T_1 , T_2 и T_3 ошибки $\bar{e}_m^2$ и $\bar{e}_n^2$ вычисляются интегрированием соответствующих спектральных плотностей:

$$\bar{e}_{m,n}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{m,n}(\omega) |\Phi_e(j\omega)|^2 d\omega, \quad (17)$$

где

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_p(p) W_0(p)}{1 + W_p(p) W_0(p)}; \quad \Phi_e(j\omega) = 1 - \Phi(j\omega).$$

Интегралы в (17) приводятся к стандартному виду

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c_n(j\omega) c_n(-j\omega)}{d_m(j\omega) d_m(-j\omega)} d\omega,$$

(c_n , d_m — полиномы от $j\omega$) и вычисляются по таблицам.

Для сравнения ошибки $\bar{e}_0^2$ и $\bar{e}^2$, рассчитанные по фор-

мулам (12) и (17) для одних и тех же параметров α , β и Q , приведены далее:

β	$\bar{\varepsilon}_0^2$	$\bar{\varepsilon}^2$
0,03	0,057269	0,058337
0,06	0,079136	0,805452
0,09	0,116026	0,117596
0,12	0,170744	0,172222
0,15	0,250740	0,251688

Из анализа этих данных следует, что аппроксимация выполнена удовлетворительно, так как расхождение не превышает 2 %. На рис. 3 графики $\bar{\varepsilon}_0^2$ и $\bar{\varepsilon}^2$ сливаются в одну линию.

Рассмотренный алгоритм является фрагментом полного алгоритма самонастраивающейся системы управления электро-

приводом экструзионной линии, в который входит также вычисление статической ошибки по вычисленному математическому ожиданию m_u выборки u_i , коррекция уставки по фактическому значению $\bar{\varepsilon}^2$ и ряд других функций. Применение самонастройки параметров и уставки регуляторов позволяет поддерживать минимальный расход полимерной массы при заданном значении допуска на контролируемый размер.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Теория автоматического управления/ Под ред. А. В. Нутушила. — М.: Высшая школа, 1976.
2. Иванов Г. М., Никитин Б. К. Применение микро-ЭВМ для совершенствования технологии и управления электроприводами. — ЭП. Электропривод, 1984, вып. 3 (125).
3. Солодовников В. В., Матвеев П. С. Расчет оптимальных систем автоматического управления при наличии помех. — М.: Машиностроение, 1973.

[15.04.85]

УДК 62-83:62-523.8

Динамические процессы в цифровой астатической системе регулирования частоты вращения

ЛАЗАРЕВА Г. М., инж., РЕШМИН Б. И., канд. техн. наук

Тяжпромэлектротехника

В аналоговых системах астатического регулирования частоты вращения двигателя постоянного тока широкое распространение нашла настройка ПИ-регулятора под названием «симметричный оптимум» [1, 2]. Такое название объясняется симметричным расположением ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутой системы относительно частоты среза. Если необходимо при такой настройке исключить перерегулирование по управлению, то на входе системы устанавливается фильтр, компенсирующий действие производной от входного сигнала.

Параметры регулятора при такой настройке могут быть получены аналитически на основании «модульного» критерия оптимизации, если рассматривать не полную, а усеченную передаточную функцию замкнутой системы, отличающуюся тем, что в ней отсутствует член с производной от входного сигнала в полиноме числителя [2]. Промежуточные настройки при меньшем перерегулировании и максимальном демпфировании можно получить, если значения двух параметров ПИ-регулятора увеличить по сравнению со значениями при «симметричном оптимуме», и в то же время выдерживать их в определенном соотношении [2].

В цифровых системах регулирования частоты вращения существенное влияние на переходные процессы оказывает квантование сигналов по времени, чистое запаздывание вычислительного устройства, а также способ измерения частоты вращения, основанный на подсчете числа импульсов от датчика за интервал времени. Пренебрежение этими факторами при расчете цифровых регуляторов на основании известных для аналоговых регуляторов соотношений может привести к существенным ошибкам. В связи с этим исследуется цифровая система с ПИ-регулятором частоты вращения двигателя постоянного тока и аналоговым или цифровым контуром тока, представленным эквивалентным инерционным звеном с постоянной времени T_1 (рис. 1). С учетом этих факторов при исследовании решаются те же вопросы, которые решались ранее для аналоговых систем, а именно выбора оптимальных параметров регулятора, выбора параметров входного фильтра для исключения перерегулирования, выбора параметров регулятора при промежуточных настройках, обеспечивающих уменьшение перерегулирования. Для определения параметров цифрового регулятора используется «модульный» критерий оптимизации для цифровых систем регулирования [3]. Период времени измерения частоты вращения принят равным периоду квантования сигнала в канале регулирования. Решение задачи с неравными периодами квантования должно рассматриваться отдельно.

Используя теорию смещенного z -преобразования, запишем передаточную функцию системы на рис. 1:

$$W_a(z) = \frac{B_4 z^4 + B_3 z^3 + B_2 z^2 + B_1 z}{A_5 z^5 + A_4 z^4 + A_3 z^3 + A_2 z^2 + A_1 z + A_0}, \quad (1)$$

где

$$B_1 = 2\gamma y b_1, \quad B_2 = 2\gamma [(y + \gamma) b_1 - y b_2];$$

$$B_3 = 2\gamma [(y + \gamma) b_2 - y b_3], \quad B_4 = 2\gamma (y + \gamma) b_3;$$

$$b_1 = [\gamma(\varepsilon - 1) - 1]d + d^\varepsilon, \quad b_2 = [\gamma - 2d^\varepsilon - (1 + d)(\gamma\varepsilon - 1)],$$

$$b_3 = \gamma\varepsilon - 1 + d^\varepsilon;$$

$$A_0 = -y a_0, \quad A_1 = a_0(y + \gamma) - y a_1, \quad A_2 = a_1(y + \gamma) - y a_2 - 2x\gamma d;$$

$$A_3 = (y + \gamma)a_2 - y a_3 + 2x\gamma(1 + 2d), \quad A_4 = (y + \gamma)a_3 -$$

$$- 2x\gamma(2 + d), \quad A_5 = 2x\gamma;$$

$$a_0 = -\gamma^2 d (\varepsilon - 1)^2 - 2d(1 - \gamma\varepsilon + \gamma) + 2d^\varepsilon, \quad a_1 = (1 + 2d)[(\gamma\varepsilon - 1)^2 + 1] + \gamma(1 + d)[2(1 - \gamma\varepsilon) - \gamma] + 2\gamma^2 - 6d^\varepsilon, \quad a_2 = -(2 + d)[(\gamma\varepsilon - 1)^2 + 1] + \gamma^2(2\varepsilon + 1) - 2\gamma + 6d^\varepsilon, \quad a_3 = (\gamma\varepsilon - 1)^2 + 1 - 2d^\varepsilon;$$

$$x = \frac{T_0}{k_2 T_1^2}, \quad y = \frac{k_1}{k_2 T_1}, \quad \gamma = \frac{T}{T_1}, \quad d = e^{-\gamma}, \quad \varepsilon = 1 - \frac{\tau}{T}.$$

Параметры регулятора определяются на основании модульного критерия оптимизации усеченной передаточной функции, которая, имея одинаковое с (1) демпфирование, отличается тем, что в числителе отсутствуют члены, содержащие y . Это означает, что в правой части разностного уравнения будет отсутствовать первая разность от входного сигнала.

Усеченная передаточная функция имеет вид:

$$W_{a.y}(z) = \frac{\bar{B}_4 z^4 + \bar{B}_3 z^3 + \bar{B}_2 z^2}{A_5 z^5 + A_4 z^4 + A_3 z^3 + A_2 z^2 + A_1 z + A_0}, \quad (2)$$

где $\bar{B}_2 = 2\gamma^2 b_1$, $\bar{B}_3 = 2\gamma^2 b_2$, $\bar{B}_4 = 2\gamma^2 b_3$.

Согласно [3] параметры цифровой системы регулирования при «модульном» критерии оптимизации находятся в общем виде через коэффициенты замкнутой системы из выражения:

$$A_n [n^k A_0 + (n-1)^k A_1 + \dots + A_{n-1}] + A_{n-1} [(n-1)^k A_0 + (n-2)^k A_1 + A_{n-2}] + A_1 A_0 = B_{n-1} [(n-1)^k B_0 + (n-2)^k B_1 + \dots + B_{n-2}] + B_{n-2} [(n-2)^k B_0 + (n-3)^k B_1 + \dots + B_{n-3}] + \dots + B_1 B_0, \quad (3)$$

где n — порядок уравнения, а k — порядок четной производной от модуля передаточной функции.

Так как в рассматриваемой системе неизвестными являются два параметра x и y , будем находить их для (2) на основании (3) из системы двух уравнений для $n=5$ при $k=2$ и $k=4$:

$$\left. \begin{aligned} A_5 (25A_0 + 16A_1 + 9A_2 + 4A_3 + A_4) + A_4 (16A_0 + 9A_1 + 4A_2 + A_3) + A_3 (9A_0 + 4A_1 + A_2) + A_2 (4A_0 + A_1) + A_1 A_0 = \\ = \bar{B}_4 (4\bar{B}_2 + \bar{B}_3) + \bar{B}_3 \bar{B}_2; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

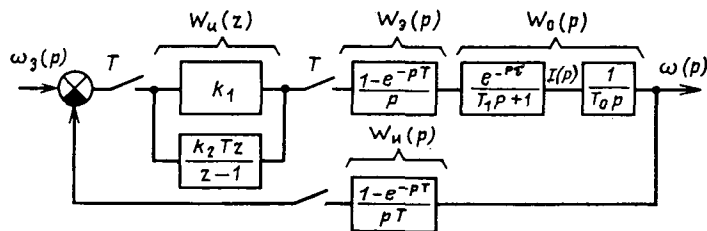


Рис. 1. Цифровая астатическая система регулирования частоты вращения:

$W_u(z)$ — передаточная функция цифрового ПИ-регулятора; $W_0(p)$ — экстраполятора нулевого порядка; $W_n(p)$ — объекта регулирования; $W_n(p)$ — канала измерителя частоты вращения; T_1 — эквивалентная постоянная времени контура регулирования тока; τ — постоянная времени запаздывания вычислительного устройства

$$\left. \begin{aligned} &A_5 (625A_0 + 256A_1 + 81A_2 + 16A_3 + A_4) + A_4 (256A_0 + \\ &+ 81A_1 + 16A_2 + A_3) + A_3 (81A_0 + 16A_1 + A_2) + \\ &+ A_2 (16A_0 + A_1) + A_1 A_0 = \bar{B}_4 (16\bar{B}_2 + \bar{B}_3) + \bar{B}_3 \bar{B}_2. \end{aligned} \right\}$$

Подстановка в (4) коэффициентов из (2) дает систему уравнений вида:

$$\left. \begin{aligned} x^2 \alpha_1 + x \alpha_2 + x y \alpha_3 + y^2 \alpha_4 + y \alpha_5 + \alpha_6 &= 0; \\ x \bar{\alpha}_2 + y^2 \bar{\alpha}_4 + y \bar{\alpha}_5 + \bar{\alpha}_6 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Из (5) имеем:

$$y^4 = \beta_1 y^3 + \beta_2 y^2 + \beta_3 y + \beta_4 = 0; \quad (6)$$

$$x = \frac{y^2}{2} + \frac{y\gamma}{2} + \frac{\gamma^2}{8} [4\varepsilon(1-\varepsilon) - 1] + \gamma \left(\varepsilon + \frac{d\varepsilon}{1-d} - \frac{1}{2} \right) - 1, \quad (7)$$

где

$$\beta_1 = -2[2 + \gamma(3 - 2\varepsilon)], \quad \beta_2 = -\frac{7}{2}\gamma^2 + \frac{4\gamma d\varepsilon}{1-d} - 4;$$

$$\beta_3 = \gamma^3 \left\{ \frac{11}{2} - \varepsilon[(3 - 2\varepsilon)^2 + 4] \right\} + \gamma^2 \left\{ 1 + 12(1 - \varepsilon)^2 - \frac{4d\varepsilon(3 - 2\varepsilon)}{1-d} \right\} + 8\gamma \left[2(1 - \varepsilon) - \frac{d\varepsilon}{1-d} \right] + 8;$$

$$\begin{aligned} \beta_4 = \gamma^4 \left\{ \varepsilon[4(1 - \varepsilon)^2 + (2 - \varepsilon)] + 4\varepsilon d(1 - \varepsilon) \left[\frac{7}{3} - \frac{1}{(1-d)^2} \right] - \right. \\ \left. - \frac{19}{16} \right\} + \gamma^3 \left\{ 6[\varepsilon(3 - 2\varepsilon) - 1] + \frac{3d\varepsilon(9 - 8\varepsilon) - 28d}{3(1-d)} + \right. \\ \left. + \frac{4d(3 + 8\varepsilon) - 28d\varepsilon(1 + d)}{3(1-d)^2} - \frac{8d\varepsilon + 1}{(1-d)^3} \right\} + \gamma^2 \left\{ 13(\varepsilon - 1) + \right. \\ \left. + 3\varepsilon + \frac{8d\varepsilon(\varepsilon + 1)}{1-d} + \right. \\ \left. + \frac{12d^2\varepsilon + 24d\varepsilon + 1 + 28d\varepsilon(1 + d - d\varepsilon) - 16d}{3(1-d)^2} \right\} - 8\gamma \frac{1 - d + d\varepsilon}{1-d}. \end{aligned}$$

При $\gamma \rightarrow 0$ (система превращается в аналоговую) из (6) и (7) имеем $y=4$, $x=8$. Эти значения x и y соответствуют настройке аналоговой системы регулирования по «симметричному оптимуму» [1, 2].

Анализ уравнения (6) показывает, что во всем диапазоне изменения γ и ε искомое значение y с высокой степенью точности может быть найдено из уравнения

$$y^4 + \beta_1 y + \beta_2 = 0,$$

т. е.

$$y = -\frac{\beta_1}{2} + \sqrt{\left(-\frac{\beta_1}{2}\right)^2 - \beta_2} = [\gamma(3 - 2\varepsilon) + 2] +$$

$$+ \sqrt{[\gamma(3 - 2\varepsilon) + 2]^2 + \frac{7}{2}\gamma^2 - \frac{4\gamma d\varepsilon}{1-d} + 4}. \quad (8)$$

При выполнении практических расчетов можно использовать более простое выражение, которое с достаточной степенью точности аппроксимирует выражение (8):

$$\begin{aligned} y &= \frac{k_1}{k_2 T} = 4 + 2\sqrt{2}\gamma \left[1 + \frac{6}{5}(1 - \varepsilon) \right] = \\ &= 4 + 2\sqrt{2}\gamma \left(1 + \frac{6}{5} \frac{\tau}{T} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Точно также выражение (7) применяют в неполном виде:

$$x = \frac{T_0}{k_2 T_1^2} = \frac{y^2}{2} + \frac{\gamma y}{2}. \quad (10)$$

Таким образом, из (9) и (10) можно быстро определить параметры регулятора.

На рис. 2 приведены переходные процессы при ступенчатом входном сигнале для полной (кривая 1) и усеченной (кривая 2) передаточных функций при $\gamma=1$ и $\varepsilon=0$ (максимальное запаздывание). Переходный процесс для усеченной передаточной функции имеет перерегулирование 8%, т. е. такое же, как и переходный процесс для усеченной передаточной функции в аналоговой системе, настроенной по «симметричному оптимуму». Перерегулирование для полной передаточной функции меняется в зависимости от γ и ε . Для того, чтобы уменьшить перерегулирование по управлению до уровня перерегулирования, имеющего место при рассмотрении усеченной передаточной функции, на входе системы можно установить цифровой фильтр, компенсирующий влияние первой разности от входного сигнала в числителе полной передаточной функции.

Передаточную функцию фильтра $W_\Phi(z)$ можно найти из условия:

$$\bar{W}_s(z) = W_{s.y}(z) = W_\Phi(z) W_s(z), \quad (11)$$

где $\bar{W}_s(z)$ — передаточная функция системы с фильтром на входе. Подставив в (11) выражения (1) и (2) получим:

$$W_\Phi(z) = \frac{W_{s.y}(z)}{W_s(z)} = \frac{\frac{\gamma}{\gamma + y} z}{z - \frac{\gamma}{\gamma + y}}. \quad (12)$$

Цифровой фильтр можно подставить как цифровой интегратор с передаточной функцией $W_{\Pi.н}(z) = \frac{kTz}{(z-1)}$, отхваченный единичной отрицательной обратной связью, т. е.

$$W_\Phi(z) = \frac{W_{\Pi.н}(z)}{1 + W_{\Pi.н}(z)} = \frac{z \frac{1 + kT}{1}}{z - \frac{1}{1 + kT}}. \quad (13)$$

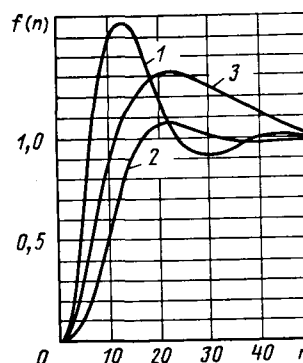


Рис. 2. Переходные процессы в цифровой астатической системе регулирования частоты вращения:

1, 2 — для полной и усеченной передаточных функций при $\gamma=1$, $\varepsilon=0$, $y=10$; 3 — для полной передаточной функции с промежуточной настройкой при $\gamma=1$, $\varepsilon=0$, $y=18$

Из (12) и (13) имеем

$$k = \frac{\gamma}{yT} = \frac{k_2}{k_1}.$$

Для того, чтобы определить параметры регулятора при более медленных настройках, которые могут осуществляться с целью уменьшения перерегулирования, а также для определения связи параметров этих настроек с частотой среза, рассмотрим ЛАЧХ и ФЧХ системы.

Передающая функция разомкнутой системы, на основании которой строятся ЛАЧХ и ФЧХ, имеет вид:

$$W_p(z) = \frac{C_4 z^4 + C_3 z^3 + C_2 z^2 + C_1 z + C_0}{2z^2(z-1)^2(z-d)x\gamma}, \quad (14)$$

где

$$C_0 = A_0; C_1 = A_1; C_2 = a_1(y + \gamma) - a_2 y;$$

$$C_3 = a_2(y + \gamma) - a_3 y; C_4 = a_3(y + \gamma).$$

После перехода к плоскости ω [4] модуль и фаза для передаточной функции (14) равны:

$$|W_p(j\lambda)| = \frac{\sqrt{1 + \frac{T^2 \lambda^2}{4\omega_1^2}} \sqrt{1 + \frac{T^2 \lambda^2}{4\omega_2^2}} \sqrt{1 + \frac{T^2 \lambda^2}{4\omega_3^2}} \sqrt{1 + \frac{T^2 \lambda^2}{4\omega_4^2}}}{\frac{xT^2 \lambda^3}{\gamma^2} \sqrt{1 + \frac{T^2 \lambda^2}{4}} \left(\frac{1+d}{1-d} \right)^2 \sqrt{1 + \frac{T^2 \lambda^2}{4}}}; \quad (15)$$

$$\psi = -180^\circ - \arctg \frac{T\lambda}{2\omega_1} - \arctg \frac{T\lambda}{2\omega_2} - \arctg \frac{T\lambda}{2\omega_3} - \arctg \frac{T\lambda}{2\omega_4} - 3 \arctg \frac{T\lambda}{2} - \arctg \frac{T\lambda}{2} \frac{1+d}{1-d}, \quad (16)$$

где $\lambda = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}$ — абсолютная псевдо частота; $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ — корни уравнения

$$\omega^4 + \psi_3 \omega^3 + \psi_2 \omega^2 + \psi_1 \omega + \psi_0 = 0; \quad (17)$$

$$\psi_3 = \frac{2(2C_4 - C_3 + C_1 - 2C_0)}{C_4 - C_3 + C_2 - C_1 + C_0}; \quad \psi_2 = \frac{2(3C_4 - C_2 + 3C_0)}{C_4 - C_3 + C_2 - C_1 + C_0};$$

$$\psi_1 = \frac{2(2C_4 + C_3 - C_1 - 2C_0)}{C_4 - C_3 + C_2 - C_1 + C_0}; \quad \psi_0 = \frac{C_4 + C_3 + C_2 + C_1 + C_0}{C_4 - C_3 + C_2 - C_1 + C_0}.$$

Так как в рассматриваемой системе при реальных параметрах наименьший корень ω_1 , определяющий излом ЛАЧХ при переходе ее от наклона 40 дБ/дек к наклону 20 дБ/дек при частоте λ_1 , значительно отличается по абсолютному значению от корней $\omega_2, \omega_3, \omega_4$, определяющих ЛАЧХ в высокочастотной области, при практических расчетах ω_1 , можно определить как меньший из корней уравнения

$$\omega^2 + \frac{\psi_1}{\psi_2} \omega + \frac{\psi_0}{\psi_2} = 0.$$

На рис. 3 приведены ЛАЧХ и ФЧХ системы, параметры регулятора которой ($y=10, x=55$) рассчитаны на основании (9) и (10) при $\gamma=1, \varepsilon=0$ (максимальное запаздывание). Как следует из рис. 3, система имеет максимальный запас по фазе на частоте среза

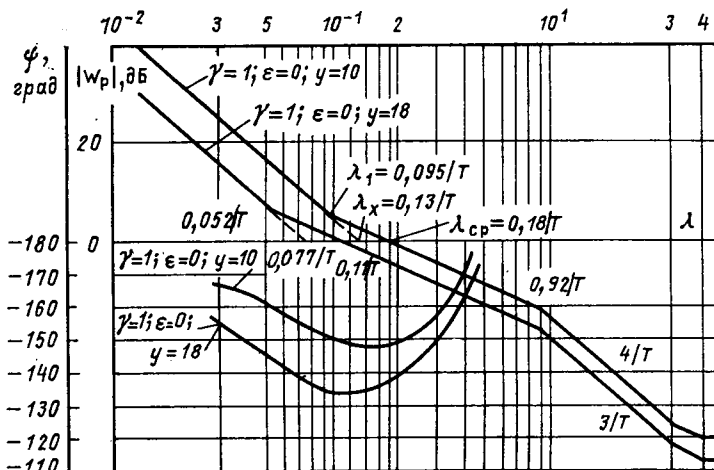


Рис. 3. Характеристики (ЛАЧХ и ФЧХ) цифровой астатической системы регулирования частоты вращения

$$\omega_{ср} \approx \lambda_{ср} \approx \frac{\lambda_x^2}{\lambda_1}, \quad (18)$$

где $\lambda_x = \frac{\gamma}{T \sqrt{x}}$ — частота среза звена двойного интегрирования,

$\lambda_1 = \frac{2\omega_1}{T}$ — частота первого излома ЛАЧХ в низкочастотной области.

Для того, чтобы уменьшить перерегулирование в системе, можно увеличить y по сравнению с рассчитанным по выражению (9). При этом для обеспечения запаса по фазе на частоте среза, близкого к максимальному, необходимо в (10) подставить новое (увеличенное) значение y . Оценить быстродействие системы при новых параметрах можно на основании (18). На рис. 3 приведены ЛАЧХ и ФЧХ системы при $\gamma=1, \varepsilon=0$ и значении $y=18$, увеличенном в 1,8 раза по сравнению с рассчитанным ранее на основании (9). Как следует из рис. 3, уменьшение быстродействия системы сопровождается увеличением запаса по фазе на частоте среза. На рис. 2 приведен соответствующий этой настройке переходный процесс (кривая 3).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.
2. Решмин Б. И., Ямпольский Д. С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. М.: Энергия, 1975.
3. Поспелова О. Н., Лазарева Г. М., Решмин Б. И. Динамические процессы в цифровых системах подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока. — Электротехническая пром-сть. Сер. Электропривод. 1982, вып. 7 (105).
4. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1975.

[01.07.85]

УДК 621.314.224.8.088.083.6

Метод измерения погрешности трансформатора тока в переходном режиме

ЧУНИХИН А. А., канд. техн. наук, СТРОГАНОВ Б. Г., канд. техн. наук

При испытаниях электрических аппаратов высокого напряжения на коммутационную способность, электродинамическую и термическую стойкость необходимо измерять ток с малой погрешностью.

В связи с ростом мощностей электроустановок возрастает постоянная времени аperiodической составляющей тока T_1 , которая может достигать 0,3 с. При 100 %-ной аperiodической

составляющей обычные ферромагнитные трансформаторы тока (ТТ) с замкнутым магнитопроводом из-за насыщения вносят значительные искажения в кривую вторичного тока и не могут быть использованы для измерений [1].

С целью улучшения характеристик ферромагнитных ТТ в замкнутый магнитопровод вводят немагнитный зазор [1, 2], который ограничивает аperiodическую составляющую индук-

ции и тем самым препятствует насыщению магнитопровода. При этом обеспечивается передача периодической составляющей первичного тока с приемлемой точностью. Такие ТТ на сверхвысокие напряжения разработаны и исследованы в институте электродинамики АН УССР. Однако эти ТТ не передают апериодическую составляющую первичного тока во вторичную цепь и не могут быть использованы при испытаниях электрических аппаратов.

Для измерений тока при испытаниях аппаратов высокого напряжения в МЭИ совместно с ВЭИ им. В. И. Ленина были разработаны, изготовлены и испытаны специальные ТТ с немагнитными зазорами. В течение заданного времени опыта $t_{оп} = 0,1$ с такие ТТ передают апериодическую составляющую с погрешностью не более 1 % и периодическую — порядка 0,05 %. Номинальное напряжение ТТ $U_{ном} = 15$ кВ; предельный первичный ток (действующее значение), при котором погрешность в передаче 100 %-ной апериодической составляющей с постоянной времени $T_1 = 0,1$ с не превышает 1 % — $I_{1пред} = 120$ кА; номинальные действующие значения первичного и вторичного токов $I_{1ном} = 5$ кА и $I_{2ном} = 1$ А; числа витков первичной и вторичной обмоток $w_1 = 1$ и $w_2 = 5000$, т. е. номинальный коэффициент трансформации равен 5000 : 1. Масса активных материалов ТТ — 400 кг. Сведения о конструкции и результатах исследования ТТ изложены в работах [3—5].

За мгновенную погрешность по току можно принять [6, 7]:

$$\Delta I = -\frac{i_0}{I_{1пер м}}, \quad (1)$$

где $i_0 = i_1 - i_2 w_2 / w_1$ — ток намагничивания к моменту времени $t_{оп}$ (приведенный к первичной обмотке); $I_{1пер м}$ — амплитуда периодической составляющей первичного тока; i_1 и i_2 — мгновенные значения первичного и вторичного тока ТТ.

Для измерения погрешности такого ТТ необходимо иметь эталонные датчики тока с погрешностью, равной десятым долям процента. Ферромагнитные и воздушные трансформаторы тока на указанные выше параметры практически невыполнимы. Поэтому реально возможно использование лишь специальных шунтов.

Наиболее простой метод определения погрешности ТТ состоит в сравнении мгновенных значений токов силового измерительного шунта и вторичной обмотки ТТ по осциллограмме. Однако ввиду значительной погрешности осциллографирования (до 5 % и более) такой метод неприемлем.

Широко известен дифференциальный метод измерения погрешности по схеме «разности напряжений». Напряжение на эталонном шунте, включенном в первичную цепь, сравнивается с напряжением на шунте, включенном во вторичную цепь испытуемого ТТ, и осциллограф непосредственно записывает разность напряжений Δu . Сопротивления шунтов выбирают так, что при отсутствии погрешности ТТ разность напряжений равна нулю. Измеряемая погрешность определяется формулой

$$\Delta I = \frac{\Delta u}{I_{1пер м} R_{ш1}},$$

где $R_{ш1}$ — сопротивление шунта в первичной цепи; Δu — разность напряжений на шунтах в первичной и вторичной цепях ТТ, пропорциональная току намагничивания.

Если применяется эталонный шунт, имеющий выходное напряжение 2 В при протекании предельного тока (в нашем случае 120 кА), то погрешности 1 % соответствует небаланс схемы всего 20 мВ, а в измерительной цепи могут возникать наведенные э. д. с., которые при таком токе много больше 20 мВ. Поэтому для реализации этого дифференциального метода необходимо создать специальные шунты с большим выходным напряжением (не менее 20 В), чтобы ослабить роль наводок. Такие шунты на указанные токи не существуют. Следует отметить также, что для безопасной работы с шунтами испытательная цепь должна обязательно заземляться. Испытательные генераторы не позволяют выполнять глухое заземление цепи. Таким образом, дифференциальный метод с эталонным шунтом не может быть использован на практике при испытаниях на генераторном напряжении.

Ниже изложен косвенный метод экспериментального определения погрешности ТТ, который позволяет избежать этих трудностей. Мгновенная токовая погрешность в переходном режиме равна:

$$\Delta I = -\frac{i_0}{I_{1пер м}} = -\frac{\Phi R_m}{I_{1пер м}}, \quad (2)$$

где Φ — измеренный поток в магнитопроводе к моменту времени $t_{оп}$; R_m — магнитное сопротивление магнитопровода.

Результирующий поток в магнитопроводе Φ определяется разностью н. с. первичной и вторичной обмоток:

$$\Phi = (i_1 w_1 - i_2 w_2) / R_m, \quad (3)$$

которая определяет абсолютную мгновенную погрешность по н. с.

$$\Delta I w = -(i_1 w_1 - i_2 w_2).$$

Для измерения потока Φ непосредственно на магнитопровод равномерно по его длине намотана специальная обмотка. Ее э. д. с., пропорциональная производной потока, подается на интегратор. Осциллограф записывает напряжение интегратора, т. е. результирующий поток $\Phi = \Phi_{апер} + \Phi_{пер}$. Здесь $\Phi_{апер}$ — апериодическая и периодическая составляющие потока.

Магнитное сопротивление R_m измеряется косвенным методом. Предполагается, что оно определяется суммой магнитных сопротивлений зазора и стали, т. е. $R_m = R_{мз} + R_{мст}$. Сопротивление $R_{мст}$ может быть вычислено исходя из размеров магнитной системы и соответствующей измеренным потокам $\Phi_{апер}$ и $\Phi_{пер}$ эффективной магнитной проницаемости стали при одновременном намагничивании постоянным и переменным магнитным полем [8]. Однако в реальной конструкции это сопротивление составляет всего несколько процентов от $R_{мз}$ (например, при токе $120 \cdot 10^3 \sqrt{2}$ А, максимальной индукции не более 1 Тл и длине средней линии магнитопровода ТТ 1,89 м падение магнитного потенциала для стали 3413 составляет 94,5 А, т. е. 4 % от падения магнитного потенциала на немагнитном зазоре, равного 2160 А). Поэтому часто можно принять

$$R_m \approx R_{мз} = \omega w_{изм}^2 / X, \quad (4)$$

где X — измеренное индуктивное сопротивление ТТ в режиме холостого хода со стороны измерительной обмотки с числом витков $w_{изм}$ при частоте ω .

Ток $I_{1пер м}$ определяется по осциллограмме напряжения на образцовом шунте. Мгновенная токовая погрешность ТТ при этом токе вычисляется по уравнению (2).

При измерении X можно пренебречь потерями в стали и измерительной обмотке, т. е. принять

$$R^2 \ll X^2; X = Z, \quad (5)$$

где R — активное сопротивление измерительной обмотки ТТ с учетом потерь в стали на частоте 50 Гц, равное приблизительно 10 % от модуля полного сопротивления Z .

Измерение Z проводится методом амперметра-вольтметра при частоте 50 Гц и напряжении 100 ÷ 200 В. Число витков измерительной обмотки $w_{изм}$ выбирается так, чтобы максимальная индукция в стали была не менее 0,1 Тл. Остальные обмотки ТТ разомкнуты. Выводы вторичной обмотки ТТ с напряжением порядка нескольких киловольт необходимо тщательно изолировать.

Оценим погрешность изложенного метода косвенного измерения мгновенной погрешности ТТ. Относительная погрешность $\delta(y)$ определения значений функции $y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ определяется погрешностью определения отдельных независимых, переменных $\delta(X_n)$:

$$\delta(y) = \sqrt{[B_{X_1} \delta(X_1)]^2 + [B_{X_2} \delta(X_2)]^2 + \dots + [B_{X_n} \delta(X_n)]^2}, \quad (6)$$

$$\text{где } B_{X_1} = \frac{\partial y}{\partial X_1} \frac{X_1}{y}; B_{X_n} = \frac{\partial y}{\partial X_n} \frac{X_n}{y}.$$

В нашем случае погрешность $\Delta I = f(\Phi, R_m, I_{1пер м})$, $B_\Phi = B_{R_m} = B_{I_{пер м}} = 1$.

По имеющимся данным поток и ток могут быть измерены с погрешностью 5 %, т. е. $\delta(\Phi) = \delta(I_{1пер м}) = 0,05$. Магнитное сопротивление согласно (4), (5) определяется как

$$R_m = f(u, I, \omega) = \omega w_{изм}^2 / I u, B_u = B_I = B_\omega = 1.$$

Используя соответствующие приборы, можно получить

$$\delta(u) = \delta(I) = 0,01, \delta(\omega) = 0,001,$$

и тогда с учетом (6) имеем $\delta(R_m) = 0,014$ и $\delta(\Delta I) = 0,072$. Таким образом может быть получена относительная погрешность измерения мгновенной токовой погрешности ТТ не свыше 10 %, что вполне допустимо.

Испытания макета ТТ проводились в НИЦ ВВА «Бескудниково». В качестве источника были использованы ударный генератор и трансформатор ОМИ 10000/10. Испытуемый ТТ имел

t, c	$3i_{1ш}, kA$		$5000i_{2т.т.}, kA$		$\Delta I', \%$		i_0, kA		$\Delta I'', \%$	
	опыт 1	опыт 2	опыт 1	опыт 2	опыт 1	опыт 2	опыт 1	опыт 2	опыт 1	опыт 2
0,01	300,40	153,90	299,00	152,80	0,85	1,300	0,215	0,121	0,13	0,15
0,02	62,19	19,50	61,89	19,44	0,18	0,071	0,461	0,261	0,28	0,32
0,03	246,00	136,20	244,60	135,30	0,85	1,100	0,560	0,337	0,34	0,41
0,04	98,90	33,42	98,40	33,21	0,30	0,250	0,732	0,450	0,44	0,55
0,05	212,00	123,80	211,00	123,10	0,61	0,850	0,800	0,528	0,49	0,65
0,06	120,90	45,81	120,10	45,36	0,49	0,550	0,907	0,584	0,55	0,72
0,07	191,60	113,90	190,10	113,40	0,92	0,620	0,922	0,623	0,56	0,76
0,08	141,40	52,62	140,20	52,26	0,71	0,440	0,984	0,683	0,60	0,84
0,09	177,40	105,90	177,00	105,30	0,24	0,710	0,990	0,715	0,60	0,88
0,10	149,10	60,93	147,60	60,36	0,92	0,700	1,050	0,753	0,64	0,92
0,12	156,90	65,01	155,80	64,38	0,67	0,780	1,080	0,809	0,66	0,99
0,14	163,20	68,43	161,80	67,62	0,85	0,990	1,080	0,843	0,66	1,00
0,16	164,70	74,22	163,30	73,47	0,85	0,920	1,080	0,859	0,66	1,00

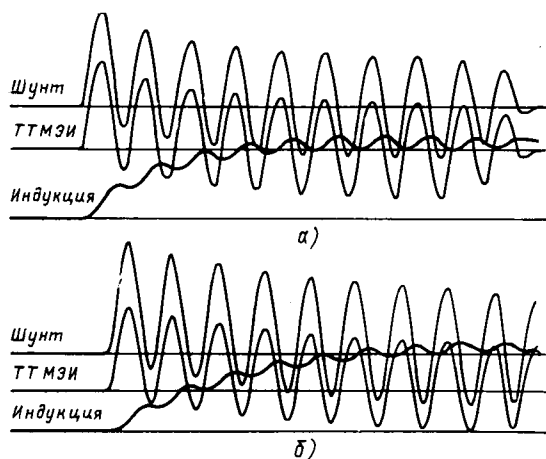


Рис. 1. Примеры осциллограмм испытания ТТ МЭИ 5000/1А. Шунт — ток эталонного шунта; ТТ МЭИ — вторичный ток ТТ; индукция — проинтегрированное напряжение измерительной обмотки ТТ. Электрическое активное сопротивление нагрузки ТТ — 5 Ом, всей вторичной цепи ТТ — 17,6 Ом

первичную обмотку из 3 витков, что позволило провести испытания при больших значениях T_1 . Примеры осциллограмм даны на рис. 1, а и б. Испытания проводились при следующих значениях параметров (соответственно для рис. 1, а и б): действующее значение первичного тока — 116 и 57,7 кА; постоянная времени первичной цепи T_1 — 0,05 и 0,1 с; индукция к моменту $t = 0,1$ с — 0,378 и 0,272 Тл.

Результаты обработки осциллограмм приведены в таблице, где $3i_{1ш}$ — мгновенное значение тока, измеренного эталонным шунтом, умноженное на число витков первичной обмотки $W_1=3$; $i_{2т.т.}$ — мгновенное значение вторичного тока ТТ; $\Delta I'$ и $\Delta I''$ — относительные мгновенные погрешности ТТ, полученные путем непосредственного сравнения значений токов ТТ и эталонного шунта по осциллограмме и по предложенному методу; опыты 1 и 2 соответствуют рис. 1, а и 1, б.

Преимущества предлагаемого метода видны из рис. 2. Поскольку погрешность осциллографирования, как указывалось выше, велика, то значения погрешности ТТ, измеренной прямым способом, $\Delta I'(t)$, имеют значительный разброс. Напротив, зависимость погрешности, измеренной предлагаемым косвенным методом, $\Delta I''(t)$, отображается плавной кривой, отражающей физику процессов, происходящих в ТТ. К моменту $t=0,1$ с мгновенная погрешность равна 0,92 %, т. е. меньше предельно допустимой. Сравнение кривых а и б на рис. 2 подтверждает заметный рост мгновенной токовой погрешности ТТ с увеличением постоянной времени T_1 . Для устранения влияния внешних магнитных полей на погрешность ТТ расстояние от магнитопровода до внешних шин с током должно быть не менее 1500 мм [5].

Авторы благодарят тт. Асонова В. А. (МЭИ), Ляшенко В. Д. (ВЭИ), Кухтикова В. А. и Тимонина В. К. (НИЦ ВВА) за большую помощь в проведении испытаний.

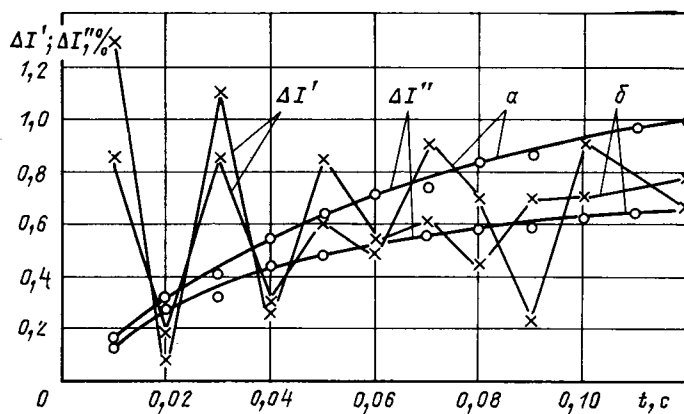


Рис. 2. Кривые зависимости мгновенной токовой погрешности от времени. $\Delta I'$ — получены сравнением значений тока по осциллограммам шунта и ТТ; $\Delta I''$ — получены предлагаемым методом косвенных измерений по формуле (2); а, б — опыты в соответствии с рис. 1

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформаторов тока. — Киев: Изд-во АН УССР, 1961.
2. Рогоза В. В., Стогний Б. С., Черненко В. А. Выбор уровня рабочей индукции трансформатора тока с зазором. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Изд-во АН УССР, 1973, вып. 43.
3. Чунихин А. А., Шеглов И. П. Ферромагнитный трансформатор тока для измерений в переходном режиме. — Электротехническая промышленность. Сер.: Аппараты высокого напряжения, трансформаторы силовые конденсаторы. 1976, вып. 10 (66).
4. Строганов Б. Г., Чунихин А. А. Эффект вторичного воздействия в трансформаторах тока. — Электричество, 1980, № 3.
5. Строганов Б. Г., Чунихин А. А. Влияние внешнего магнитного поля на работу трансформатора тока с немагнитным зазором в переходном режиме. — Перспективы развития высоковольтной аппаратуры в XI пятилетке: Тез. докл. VIII Всес. науч.-техн. совещ. Л.: 1980.
6. Казанский В. Е. К оценке точности трансформатора тока. — Электричество, 1978, № 4.
7. Сирота И. М., Стогний Б. С. О погрешности трансформатора тока в переходном режиме. — Электричество, 1980, № 4.
8. Бабин С. В., Карасев В. В., Филиппов А. Е. Характеристики магнитопроводов трансформаторов тока при одновременном воздействии переменного и постоянного магнитного поля. — Электротехническая промышленность. Сер.: Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. 1981, вып. 6 (119).

[14.01.85]

Эльшнер Х., Мошвитцер А.

Введение в электротехнику — электронику. — Берлин, 1985. 448 с.

Книга представляет собой учебное пособие для студентов младших курсов различных специальностей Дрезденского технического университета. На вполне современном уровне в ней изложены физические законы, лежащие в основе изучения электротехники и электроники, даны основные понятия теории электромагнитного поля и теории электрических и магнитных цепей и рассмотрены различные устройства электротехники и электроники, энергетики и автоматики.

В книге 14 глав и 3 приложения. В первой главе дается описание резистивных, индуктивных и емкостных элементов электрических цепей с необходимыми сведениями из физики процессов, происходящих в этих элементах. Даны схемы замещения и введены понятия идеальных источников тока и напряжения. Вторая глава посвящена рассмотрению простых линейных и нелинейных цепей постоянного тока.

В третьей главе рассматриваются линейные цепи синусоидального тока, вводится комплексный метод описания синусоидальных функций и рассматриваются частотные характеристики и годографы элементов и цепей. В этой же главе изложены трехфазные цепи, несинусоидальные токи и линеаризация нелинейных характеристик двухполюсников и четырехполюсников вблизи рабочих точек.

В четвертой главе изложены основные понятия теории переходных процессов классическим методом и с помощью понятия комплексной частоты и тестового сигнала в форме затухающей синусоиды.

Пятая глава содержит рассмотрение аналогии между электрическими и неэлектрическими явлениями. Основные законы теории электромагнитного поля и уравнения Максвелла в интегральной форме даны в шестой главе. Четко разграничиваются статические, стационарные, квазистационарные и нестационарные поля. Дается понятие о процессах в диэлектриках, полупроводниках, вакууме и ионизированных газах. Сообщается о различных электрохимических процессах.

В седьмой главе рассмотрены основы электромагнетизма и уравнения Максвелла в дифференциальной форме, даны понятия о трансформаторах, электрических машинах, о силах в магнитном поле и о высоких и сверхвысоких частотах. В восьмой главе излагаются основы электроники и дается понятие о реле и управляемых контактах. Основы микроэлектроники и технологии изготовления интегральных микросхем кратко изложены в девятой главе.

Глава десятая содержит описание различных схем усилителей, включая аналоговые и дискретные логические запоминающие устройства. Дается понятие об элементах вычислительной техники, триггерах и микропроцессорах.

Одиннадцатая глава дает представление о системе электроснабжения предприятий и о различных потребителях электрической энергии. Здесь кратко рассмотрены двигатели постоянного и переменного тока, дано понятие об электротехнологии.

Техника электрических измерений изложена в главе двенадцатой, в которой даны понятия о теории погрешности и об электрических методах измерения неэлектрических величин. В тринадцатой главе приведены краткие сведения о принципах и технике автоматического регулирования. Заключительная четырнадцатая глава посвящена вопросам надежности, которые излагаются предельно сжато — на четырех страницах текста.

Характерной особенностью книги является совместное рассмотрение вопросов теории цепей и теории поля в сочетании с применением для описания процессов в самых различных электротехнических устройствах. Книга ориентирована в основном на специалистов по информационной технике, для которых необходимо самое общее знакомство с вопросами энергетической электротехники.

Обращает на себя внимание исключение понятия э. д. с. и изложение всех вопросов теории электрических цепей на основе только токов и напряжений. Интересно множество непривычных для советских читателей обозначений. Так, например, для конденсаторов применяется 5 различных символов, а источник тока изображается в виде двух пересекающихся окружностей подобно обозначению трансформатора в нашей литературе.

Книга, безусловно, представляет методический интерес, хотя ее можно, скорее, характеризовать как калейдоскоп электротехнических знаний, чем как стройную систему. Книга содержит весьма полезный материал для преподавателей электротехнических дисциплин и общей физики в вузах, однако ее нельзя рекомендовать для широкого круга студентов в качестве учебного пособия, так как методически она сильно отличается от пособий, принятых в СССР. Перевод книги весьма целесообразен при издании ее тиражом, рассчитанным на преподавателей, научных работников и отдельных студентов, расширяющих свои знания.

Рецензия обсуждена и одобрена на заседании президиума Научно-методического совета по электротехнике Минвуза СССР.

НЕТУШИЛ А. В., проф.

К сведению читателей!

Вышел в свет многоязычный «Словарь по электротехнике — английский, немецкий, французский, нидерландский, русский», подготовленный издательством «Русский язык» при участии нидерландской фирмы Kluewer Technische Boeken BV, которая взяла на себя распространение части тиража за рубежом. Издание такого рода предпринято впервые. Словарь составлен группой специалистов, в основном сотрудников ВНИИэлектроэнергетики, под руководством к. т. н. Я. Н. Лугинского. В нем около 8 500 терминов, охватывающих все основные области современной электротехники. Наиболее полно представлены такие разделы, как теоретические основы электротехники, электрические измерения, электрические машины, электропривод, а также выработка, передача и распределение электроэнергии,

включая режимы работы энергосистем, диспетчерское и автоматическое управления ими и релейную защиту.

Большое место отведено терминам, относящимся к применению электроэнергии в быту и охватывающим различного рода электроприборы, электрооборудование зданий и сооружений и т. п. Вместе с тем термины по таким дисциплинам, как техника связи, радиотехника, электроника и т. п., составляющие в настоящее время предмет самостоятельных словарных изданий, включены в данный словарь лишь частично, в тех пределах, в которых эти термины встречаются в текстах по электротехнике.

Ведущим языком словаря является английский и термины расположены в нем в алфавитном порядке ведущего языка. Однако словарь имеет и указатели терминов на других языках, что

позволяет использовать его и как двуязычный: русско-английский, франко-немецкий и т. п. Это особенно удобно при одновременной работе с литературой различных стран.

При подготовке издания широко использовались материалы международных электротехнических организаций, таких как МЭК, СИГРЭ, МИРЭК и других, а также большое количество различных справочников, глоссариев и других подобных изданий. Кроме того, использовался многолетний опыт авторов по работе с периодической и книжной литературой на соответствующих языках.

Небольшой объем словаря и его специфический характер потребовал большого внимания к выбору синонимов, которые приводятся в ограниченном количестве с учетом частотности их употребления.

При отборе русских терминов предпочтение отдавалось со-

ответствующим ГОСТ, однако использовались и не вошедшие в них термины, часто употребляемые в специальной литературе.

Многие из помещенных в словарь терминов являются относительно новыми и отражают современные тенденции по широкому внедрению в электроавтоматику, технику диспетчерского управления энергосистемами и в другие области электротехники устройств электроники и вычислительной техники. Отражены также неологизмы, возникшие при развитии систем охлаждения электрических машин, ядерной энергетики и т. п.

Издание словаря призвано в какой-то мере компенсировать тот большой разрыв, который образовался с момента последнего выпуска англо-русского электротехнического словаря; оно облегчит специалистам-электрикам знакомство с научно-техническими достижениями других стран, что будет способствовать расширению международного сотрудничества в этой области.



Уважаемый читатель!

Энергоатомиздат рекомендует список книг по энергосбережению, выпускаемых в 1986 г. Серия «Экономия топлива и электроэнергии»

Гордеев В. И. Регулирование максимума нагрузки промышленных электрических сетей. — 55 к.

Жежеленко И. В. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. — 2-е изд., перераб. и доп. — 55 к.

Минеев Р. В., Михеев А. П., Рыжнев Ю. Л. Повышение эффективности электроснабжения электропечей. — 95 к.

Михайлов В. В. Тарифы и режимы электропотребления. — 2-е изд., перераб. и доп. — 65 к.

Сальников А. Х., Шевченко Л. А. Нормирование и экономия топливно-энергетических ресурсов. — 65 к.

Кроме книг из серии «Экономия топлива и электроэнергии», вопросы энергосбережения отражены в следующих книгах:

Башлыков А. А. Проектирование систем принятия решения в энергетике. — 45 к.

Бондаренко Н. Н., Братолобов В. Б. Низковольтные преобразователи для гальванотехники и электрохимических станков. — 65 к.

Глебов Л. В., Филиппов Ю. И., Чулошников П. Л. Устройство и эксплуатация машин контактной сварки. — 1 р. 30 к.

Денисов А. С. Материалы и технология тепловой защиты энергооборудования. — (Б-ка тепломонтажника). — 35 к.

Дружинин Г. В. Надежность автоматизированных систем. — 4-изд., перераб. и доп. — 1 р. 90 к.

Загорский А. Е., Шакарян Ю. Г. Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока. — 70 к. Инструктивные материалы Главгосэнергонадзора/Минэнерго СССР. — 3-е изд., перераб. и доп. — 1 р. 70 к.

Каминский Е. А. Как добиться надежной работы электроустановок: Пояснения, вопросы, ответы. — (Б-ка электромонтера) — 50 к. (1).

Маркушевич Н. С. Автоматизированная система диспетчерского управления: Из опыта Латвийской энергосистемы. — 55 к.

Оноприч О. К. Справочные таблицы для поверки аналоговых электроизмерительных приборов. — 40 к.

Преображенский В. И. Полупроводниковые выпрямители. — 2-е изд., перераб. и доп. — (Б-ка электромонтера). — 40 к.

Приливные электростанции/Л. Б. Бернштейн, В. Н. Силаков, Б. Л. Эрлихман и др. — 1 р. 40 к.

Справочник по электроснабжению и электрооборудованию. В 2-х т./Под ред. д-ра техн. наук А. А. Федорова

Том. 1. Электроснабжение. — 3 р. 50 к.

Том. 2. Электрооборудование. — 3 р. 50 к.

Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода/Л. П. Петров, О. А. Андрущенко, В. И. Капинос и др. — 65 к.

Третьяков Г. А., Дилевская Е. В., Брянцев А. В. Тепловой расчет мощных преобразователей с воздушным охлаждением. — 55 к.

Шевкоплясов П. М. Основы управления качеством городских осветительных систем. — (Б-ка светотехника). — 90 к.

Хыбемяги А. И., Полак К. Выдавливание и высокоскоростная штамповка формообразующих деталей оснастки в электротехнике. — (Совм. изд. ЧССР и СССР). — 35 к.



Электромагнитное влияние грозовых разрядов на электрические цепи и устройства микроэлектроники

(расширенное заседание IV секции «Теоретические проблемы электро-
физики высоких напряжений» Научного Совета АН СССР
«Научные основы электрофизики и электроэнергетики», 25—27 сентября 1985 г., Киев)

В заседании приняли участие более 100 представителей 17 организаций из 9 городов. Были заслушаны и обсуждены более 40 докладов и сообщений.

Тематика заседания являлась логическим продолжением и дальнейшим развитием вопросов, поднятых на расширенных заседаниях IV секции в 1981 г. в Киеве, 1983 г. в Баку и 1984 г. в Омске. В последние годы в Советском Союзе выполнены работы по исследованию электрофизических процессов в атмосфере; изучению электромагнитного влияния грозовых разрядов на энергетическое оборудование высокого и сверхвысокого напряжения, на устройства микроэлектроники и электронные цепи (в том числе цепи летательных аппаратов); созданию установок, приборов и аппаратуры для воспроизведения электромагнитного влияния грозовых разрядов, защиты от его воздействия. Направления этих работ в основном соответствуют рекомендациям упомянутых выше заседаний и совещаний.

Вместе с тем, на заседании отмечалось, что созданию эффективных средств и методов защиты оборудования препятствует недостаточный объем достоверных данных об интенсивности грозовой деятельности в различных регионах, параметрах разрядов молнии в землю и между облаками, о статической электризации летательных аппаратов. Требуют дальнейшей проработки существующие гипотезы формирования разряда молнии и его электромагнитного поля, механизма пробоя грунта, вопросы распространения больших импульсных токов по многопроводным подземным коммуникациям. Мало обращается внимания на изучение характера возмущения грозовой деятельности крупногабаритными наземными объектами и летательными аппаратами. Промышленность, выпускающая электронную технику, не включает в технические данные изделий параметры, по которым можно было бы достоверно установить уровни повреждающих воздействий. До сих пор не изжила себя практика оснащения средствами молниезащиты уже готовых объектов, при которой исключается передача функций элементов защиты технологическим конструкциям объекта, затрудняется выработка и внедрение типовых средств и методов защиты.

Отсутствие координирующего центра и общесоюзной программы по молниезащите ведет к ненужному параллелизму исследований, вынуждает ограничиваться паллиативными решениями, тормозит разработку нормативных документов, регламентирующих использование типовых средств защиты.

Доклады и сообщения охватывали три основных направления.

Исследование опасных для электрических и электронных устройств процессов в атмосфере. Существующие методы исследования грозовой деятельности не отвечают современным требованиям, поэтому остается актуальной задача совершенствования регистрирующих приборов и сети наблюдения за грозами. Наиболее объективная оценка грозовых повреждений электро-энергетического и электронного оборудования связана с определением плотности ударов молнии в земную поверхность. В связи с этим наряду с непосредственными измерениями плотности разрядов развиваются методы ее расчетного определения с использованием существующих данных о числе грозовых дней или часов в году в различных районах. Исследования грозовой активности и характеристик молнии и ее электромагнитного поля стали особенно важными еще и потому, что развитие микроэлектроники и требования ее защиты привели к необходимости

учета как действия отдаленных молний (в том числе и межоблачных), так и электростатических и электромагнитных наводок.

Электромагнитное поле тока молнии рассматривается как один из основных факторов, оказывающих опасное влияние на электрическое и электронное оборудование. Показано, что разряд линейной молнии возбуждает в земной атмосфере неоднородные электромагнитные волны, распространение которых сопровождается возникновением обратных волн. Предложено учитывать возможность возникновения колебаний, обусловленных наличием обратных волн, для развития теории шаровой молнии на основе гипотез П. Л. Капицы и Л. А. Вайнштейна.

Описывается модель молнии для расчета индуцированных перенапряжений, обусловленных электромагнитным полем молнии. Показано, что пик напряженности электрического и магнитного полей слабо зависит от высоты канала молнии, закона распределения заряда вдоль канала лидера, а определяется главным образом скоростью главного разряда. Рассматриваются условия поражения локализованных объектов молнией. В качестве объективного критерия наличия грозовой обстановки предлагается измерять напряженность электрического поля и поверхности земли. Возможность оценки допустимых значений напряженности связана с размерами и геометрией защищаемого объекта. Получена аналитическая связь между напряженностью поля и параметрами молнии для начальных моментов главной стадии.

Инструментальное исследование параметров молнии связано со значительными трудностями, поэтому все большее значение приобретают методы их расчетного определения либо моделирования молнии в лабораторных условиях. Предлагается математическая модель процесса защиты схем микроэлектроники от воздействий разряда статического электричества, в основе которой лежит вероятностный подход к оценке надежности защиты. Проведены эксперименты в лабораторных условиях и на открытом воздухе, показывающие возможность создания заряженных облаков аэрозоля, в которых могут развиваться разряды на заземленные объекты. Максимальный размер облака — 4 м.

Электромагнитное влияние грозовых разрядов на электрические цепи и устройства микроэлектроники и способы защиты от ее воздействия. Повышение надежности работы оборудования требует более точного анализа переходных процессов в цепях с распределенными параметрами с целью глубокого ограничения перенапряжений и сверхтоков. В связи с этим разрабатываются методики, позволяющие рассчитывать переходный процесс в системах, содержащих десятки произвольно соединенных многопроводных цепей с распределенными параметрами при произвольном виде включенных между ними систем с сосредоточенными параметрами.

Разработан численный способ расчета распространения импульсов в подземных проводниках, позволяющий учесть нелинейные характеристики и изменения параметров рассматриваемых систем, а также поперечные токи в земле, что для задач такого рода делается впервые. Для уточнения погонных параметров кабеля и создания более точной расчетной модели перенапряжений от электромагнитного импульса решена задача по определению токов и напряжений в бесконечном проводнике, находящемся в земле и изолированном от нее.

Проведены исследования индуктивного влияния вертикаль-

ных межоблачных или внутриоблачных грозových разрядов на подземные кабели связи. Показано, что значение тока в оболочке не зависит от ее сопротивления и индуктивности, а определяется емкостью цепи оболочка — земля. Исследована природа перенапряжений в системах жила — оболочка и жила — жила многопроводных коммуникаций. Определены временные характеристики импульсов, возникающих в многослойных кабелях с индивидуальными экранами жил и в кабелях с некруговыми оболочками. Рассмотрены метод расчетной оценки грозových перенапряжений в цепях радиоаппаратуры и способ испытаний аппаратуры на грозоустойчивость с использованием генераторов импульсных напряжений и эквивалентов антенн на сосредоточенных элементах.

Большое внимание уделяется разработке мер и средств защиты электронной аппаратуры от перенапряжений. Анализ переходных процессов в линейных фильтрах показывает возможность их использования при определенных условиях для защиты электронной аппаратуры. Проводится изучение характеристик искровых разрядников, в частности, исследованы вольт-секундные характеристики низковольтных разрядников со статическим напряжением пробоя от 100 до 300 В, необходимых для защиты аппаратуры связи от внешних воздействий; получена математическая модель разрядников для априорной оценки защищенности радиоаппаратуры от грозových перенапряжений.

В настоящее время все более широкое применение для ограничения перенапряжений находят защитные аппараты на базе нелинейной металлооксидной керамики. Этап интенсивного развития исследований и производства переживают варисторы на основе окиси цинка. Анализ перспектив их использования и основных направлений разработки и производства убедительно показывает актуальность проблем, проявившихся в настоящее время в этой области электронной техники.

Отечественной промышленностью разработаны и освоены в производстве варисторы с классификационным напряжением от десятков вольт до единиц киловольт при допустимой энергии рассеиваемого стандартного импульса от единиц до сотен джоулей. Для обоснованного использования этих варисторов в защитных аппаратах проводятся исследования вольт-амперных характеристик нелинейных оксидноцинковых резисторов на постоянном, импульсном и переменном токах и оценка их пропускной способности при воздействии униполярных импульсов тока различной длительности. Экспериментально получены зависимости разрушающего тока от длительности воздействующих импульсов и их числа, а также остающегося напряжения от длительности фронта импульса.

Расширяющаяся сфера применения варисторов выдвигает новые задачи, решение которых должно наиболее полным образом удовлетворить потребность отечественной техники в этих изделиях.

Установки и аппаратура для регистрации параметров и воспроизведения электромагнитного влияния грозových разрядов. К настоящему времени накоплен обширный материал о параметрах молний, получаемых по результатам регистрации ее электромагнитного излучения. В большинстве случаев измерения этих параметров производятся одним или несколькими независимыми друг от друга методами, что не позволяет установить корреляционные связи между ними. Для одновременной регистрации многих параметров молнии разработана автоматизированная осциллографическая установка синхронной многоканальной регистрации электромагнитных излучений и перенапряжений от молнии. Образцы установки эксплуатируются в энергосистеме «Белглавэнерго» и на базовой исследовательской станции, расположенной в районе Останкинской телебашни. Для запуска этой установки разработан сигнализатор грозовой обстановки, который реагирует на импульсы электромагнитного излучения разрядов молний, принимаемых магнитными антеннами. Запуск осциллографической установки производится в случае, когда амплитуда и частота наводимого на антеннах напряжения превышают некоторое заданное пороговое значение.

Повышение точности измерения параметров молнии и ее электромагнитного поля связано с совершенствованием методов градуировки датчиков и измерительных устройств, а также расшифровки полученных результатов. В частности, изготовлена лабораторная универсальная установка, моделирующая импульсное поле молнии и предназначенная для проверки измерителей его параметров с различными первичными преобразователями, в том числе ферритовыми и рамочными антеннами. Описана конструкция высоковольтного делителя напряжения емкостно-омического типа, в которой применяется регулирование электрического поля с целью создания распределения потенциала, обеспе-

чивающего стабильность характеристик устройств. Рассмотрены также вопросы метрологического обеспечения измерений.

Продолжаются работы по созданию установок, моделирующих в лабораторных условиях воздействие на оборудование грозových перенапряжений и сверхтоков. Этим воздействиям могут подвергаться отдельные элементы и узлы аппаратуры управления и связи. Для исследования энергетических характеристик канала молнии, испытаний элементов летательных аппаратов на молниестойкость и разработки средств молниезащиты создан стенд с рабочим напряжением до 200 кВ, позволяющий получать разряд с током молнии в промежутке между электродами до 30 см, а также пропускать ток через образцы с размерами до 0,5 м. При этом имеется возможность воспроизвести импульс, имитирующий лидерный ток молнии, один или два униполярных импульса с максимальным значением, не превышающим 100 или 200 кА, а также постоянную составляющую тока.

Наибольший интерес представляют полномасштабные испытания, когда изучение импульсных помех и опасных для узлов оборудования грозových воздействий производится при пропускании через объект (например, корпус летательного аппарата или оболочку кабеля) больших токов, имитирующих токи молнии. В частности, для исследования защищенности от помех кабелей связи, экраны которых заземлены по концам, разработана схема, содержащая изолирующий трансформатор, вторичной обмоткой которого служит испытываемый кабель, а в первичную обмотку его разряжается конденсатор. Путем подбора параметров трансформатора и конденсатора обеспечивается заданная частота колебаний и их затухание.

Исследование последствий от воздействия грозových перенапряжений на электронные и электротехнические устройства и разработка соответствующих мер защиты требуют применения специальных генераторов, позволяющих получать униполярные импульсы с крутизной фронта от десятков до нескольких тысяч киловольт в микросекунду. Такие импульсы оказываются необходимыми, например, для изучения причин пробоя линейных изоляторов от грозových воздействий. Воспроизведение импульсов с крутизной, соответствующей нижнему пределу указанного выше диапазона, не представляет технических трудностей. Импульсы с крутизной в несколько тысяч киловольт в микросекунду получаются при работе ГИН в перенапряженном режиме, использовании обостряющих разрядников или коррекции параметров цепи формирования фронта импульсов. На базе ГИН-1800 кВ создана установка, позволяющая получать импульсы с формой 0,25/50 мкс, крутизной до 5000 кВ/мкс (энергия 39 кДж, емкость в ударе 96 нФ, напряжение 900 кВ).

Заседание приняло следующие решения:

для обоснованного прогнозирования последствий воздействия грозových разрядов на электрические цепи, устройства электроники и цепи летательных аппаратов необходимо дальнейшее накопление экспериментальных данных о характеристиках грозовой деятельности и параметрах молнии с учетом их региональных особенностей;

считать целесообразным дальнейшее развитие работ в области физики молнии, методики исследования электромагнитных переходных процессов в электрических цепях при грозových разрядах и других высокоэнергетических электромагнитных влияниях, а также нормирование параметров воздействий на электронные и электротехнические устройства;

обратиться в Минэлектронпром и Минпромсредствсвязи с просьбой принять меры к совершенствованию элементной базы электронной аппаратуры и соответствующих средств ее защиты (разрядников, нелинейных ограничителей перенапряжений и т. д.);

обратить внимание Госстандарта, а также Минэлектронпрома, Минпромсредствсвязи и других министерств и ведомств, выпускающих электронные устройства, на необходимость внесения в технические условия изделий параметров, определяющих устойчивость к внешним электромагнитным воздействиям, а также разработки нормативно-технической документации на соответствующие методики и средства испытаний электронной аппаратуры;

просить ЭНИН им. Г. М. Кржижановского подготовить и представить на обсуждение в IV секцию НС АН СССР «Научные основы электрофизики и электроэнергетики» предложения по созданию всесоюзного комплекса для исследования молниезащиты новой техники и полномасштабных испытаний объектов, а также для оценки эффективности соответствующих средств защиты, поручить ЛПИ им. М. И. Калинина, ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, ТПИ им. С. М. Кирова, КирНИОЭ, МЭИ разработать в течение 1986 г. основные положения всесоюз-

ной комплексной программы исследований в области молниезащиты и представить их на обсуждение IV секции;

обратиться в Минэлектротехпром и Минэлектронпром с просьбой разработать и организовать производство защитной аппаратуры на базе нелинейных резисторов для сверхглубокого

ограничения перенапряжений в цепях электронных и электротехнических устройств;

рекомендовать кафедрам ТВН вузов страны внести в учебные программы вопросы защиты от перенапряжений электронных устройств.

БОГАТЕНКОВ И. М., БРЖЕЗИЦКИЙ В. А.,
ХАЛИЛОВ Ф. Х., кандидаты техн. наук



УДК 621.31:061.3

Республиканская научно-техническая конференция «Современные проблемы энергетики»

(10—12 октября 1985 г., Киев)

Конференция была организована Отделением физико-технических проблем энергетики АН УССР, Министерством энергетики и электрификации УССР, Украинским республиканским правлением НТОЭиЭП и Министерством высшего и среднего специального образования УССР.

В работе конференции приняли участие около 500 человек, представлявших около 100 предприятий, научно-исследовательских, проектных и учебных институтов не только Украины, но и многих других республик и городов страны.

На пленарном заседании были заслушаны доклады: министра энергетики и электрификации УССР В. Ф. Скларова — о главных направлениях интенсификации производства на энергетических предприятиях Минэнерго УССР; А. А. Макарова (Институт энергетических исследований АН СССР и ГКНТ, Москва) — об основных направлениях развития энергетического комплекса СССР; И. И. Батюк (ЦДУ ЕЭС СССР) — о развитии ЕЭС СССР и автоматизированной системы диспетчерского управления в энергосистемах; Я. Б. Данилевича (ВНИИэлектромаш, Ленинград) о проблемах развития крупного энергетического электромашиностроения страны на перспективу; А. А. Мадояна (ЮжВТИ, Горловка) — о перспективах развития теплоэнергетических установок и оборудования; С. В. Широкова (Минэнерго УССР) об основных научно-технических проблемах развития ядерной энергетики; С. В. Колесникова (Минэнерго УССР) — о диагностике оборудования и тренаже оперативного персонала энергообъектов на базе микропроцессорной техники и сетей ЭВМ.

В. Ф. Скларов отметил успехи в развитии энергетики в республике, охарактеризовал задачи, стоящие перед энергетикой УССР в настоящее время и ближайшем десятилетии. Развивающееся народное хозяйство республики ставит перед энергетиками все более масштабные и сложные задачи. Дальнейшее развитие энергетики Украинской ССР предусматривается на базе использования гидроресурсов, органического топлива, энергии атома.

Линии электропередачи напряжением до 750 кВ объединяют все электростанции и энергообъединения в единую энергосистему Украины, работающую параллельно со смежными республиками и странами — членами СЭВ. Все шире и глубже внедряются в производство вычислительная техника, новые средства автоматики и релейной защиты. Высокими темпами идет техническое перевооружение отрасли на основе развития атомной энергетики.

Выявляются проблемы научного, планового и инженерно-технического характера, требующие изучения и решения; к ним могут быть отнесены:

- управление перетоками мощности в условиях параллельной работы энергосистем Украины с ОЭС СЭВ;
- влияние системообразующей сети 750 кВ на режим работы и управления балансом реактивной мощности энергосистем;
- развитие сложной системной противоаварийной автоматики;
- управление качеством электроэнергии и контроль за ее потреблением;
- обеспечение высокой маневренности оборудования;
- ограничение токов короткого замыкания в электрических сетях.

Это, в свою очередь, ставит задачу дальнейшего развития вычислительной техники, точной и надежной системы телеизмерений, разработки алгоритмов и программных средств.

С развитием теплофикации от ТЭЦ в крупных городах создаются сложные системы теплоснабжения с разветвленными

тепловыми сетями. Большое количество вопросов надежности этих систем также требуют рассмотрения и решения.

Благодаря работам Минэнерго УССР и АН УССР получили дальнейшее развитие научные и методические основы организации рациональных процессов и систем диагностирования для объектов энергетического производства. Разработаны диагностические модели для отдельных видов энергетического оборудования, создан ряд технических средств диагностирования котельного, турбинного и электротехнического оборудования.

Начаты работы по исследованию возможности использования в энергетике нетрадиционных источников энергии: заканчиваются работы по пусковому комплексу первой в стране солнечной электростанции в Крыму; начаты работы по созданию Закарпатской геотермальной энергетической установки.

Минэнерго УССР первым в отрасли приступило к созданию региональной системы обучения и тренажа оперативного персонала. В соответствии с координационным планом будет создана сеть учебно-тренировочных центров и учебно-тренировочных пунктов в производственных энергетических объединениях и на предприятиях отрасли.

Для решения основных проблем и задач необходимо сосредоточение совместных усилий ученых, проектировщиков, энергостроителей и эксплуатационников, улучшение координации работ.

В соответствии с программой конференции работало 8 секций.

Секция общих проблем энергетики. Основное внимание в докладах и сообщениях, а также при обсуждении уделялось направлениям развития топливно-энергетического комплекса УССР как сложной народнохозяйственной системы, включающей добычу, переработку и распределение энергоресурсов и оказывающей определяющее влияние на развитие всех отраслей народного хозяйства. Рассматривались вопросы долгосрочного планирования, прогнозирования, комплекса и управления им; разработки информационно-моделирующей системы оптимизации технических решений в энергетике; использования низкосортного топлива; применения обратимых гидрогенераторов — двигателей на ГАЭС; повышения эффективности вторичных энергоресурсов; теплоснабжения городов УССР; взаимодействия газотранспортных и энергетических систем УССР; перевооружения действующих электростанций.

Секция электрических сетей и автоматизации энергетических систем. В научных докладах, сообщениях и дискуссионных выступлениях рассматривались проблемы развития энергосистем, их проектирования и эксплуатации; оптимизация режимов энергосистем и управления ими; устойчивости, надежности и анализа аварийных режимов энергосистем; применения ЭВМ, в том числе микро-ЭВМ для этих целей; экономичности и оптимизации работы электрических сетей; моделирования переходных процессов в энергосистемах; оперативного управления энергосистемами и его автоматизацией.

Секция электроэнергетического оборудования. Обсуждались вопросы, связанные с перспективами и путями развития электроэнергетического оборудования, а также основными направлениями научных исследований и разработок, опытом эксплуатации оборудования, его испытаниями и режимами работы, повышением технико-экономических показателей, включая повреждаемость и аварийность.

В частности, рассмотрены единая унифицированная серия турбогенераторов мощностью 63—800 МВт; проблемы создания и использования асинхронизированных турбогенераторов; задачи повышения эксплуатационной надежности турбо- и гидрогенераторов за счет улучшения системы обеспечения качества и технологии их изготовления; особенности работы турбо- и гидрогенераторов в маневренных режимах; режимы самозапуска электродвигателей собственных нужд, в том числе спаренных энергоблоков; режимы работы обратимых гидрогенераторов ГАЭС; целесообразность использования оборудования ТЭС, выработавшего расчетный ресурс; состояние и перспективы развития трансформаторостроения, особенности эксплуатации и испытаний трансформаторов; опыт эксплуатации электрооборудования ПС 35—750 кВ.

Секция теплоэнергетического оборудования. Были представлены доклады и сообщения, содержащие анализ эксплуатации энергетического оборудования электростанций, а также научно-исследовательские и проектные работы, направленные на совершенствование энергетического оборудования, повышение эффективности и надежности его работы. В частности, были рассмотрены работы по анализу ресурса, модернизации и использованию устаревшего теплоэнергетического оборудования; предложения, направленные на повышение маневренности и эффективности теплоэнергетического оборудования, оптимизации режимов их пуска и останова; способы интенсификации теплообмена и очистки поверхностей теплообменных аппаратов; способы снижения низкосортных топлив и низкокалорийных газов; пути совершенствования устройств фильтрации дымовых газов, контроля расхода и термического анализа твердого топлива.

Рассмотрены результаты исследований по увеличению ресурса работы элементов паровых турбин, замены изношенных узлов, использованию предвключенных турбин и комбинированных установок с целью повышения начальных параметров и маневренных свойств установок. Установлена экономическая целесообразность использования устаревшего электрогенерирующего оборудования до 8,83 МПа в условиях развития ядерной энергетики.

Секция атомной энергетики. Были заслушаны доклады, посвященные современным проблемам и перспективам развития АЭС. В частности, рассматривались вопросы освоения головных энергоблоков на Запорожской и Южно-Украинской АЭС; особенностей создания турбин и турбогенераторов мощностью 1000 МВт для АЭС; построения систем анализа надежности оборудования АЭС; работы оборудования АЭС в переходных режимах; разработки и применения приборов и устройств для анализа радиационной обстановки; экономичности и критериев надежности атомных энергоустановок; особенностей строительства АЭС; работы собственных нужд АЭС.

Секция преобразования, стабилизации параметров и транспорта электроэнергии. Все доклады и сообщения секции условно можно разбить на три группы:

анализ, нормирование и планирование мероприятий по повышению качества электрической энергии и снижению ее потерь; оптимизация режимов электрических сетей и систем в условиях неопределенности информации;

разработка и функционирование устройств коррекции режимов электрических сетей и систем многоцелевого назначения. В частности, рассмотрены технико-экономические аспекты планирования мероприятий по повышению качества электрической энергии, изложены научно обоснованные принципы стимулирования персонала за повышение качества электроэнергии.

Интерес вызвала информация, в которой на основе современной математической интерпретации информационных процессов в электрических сетях предложены практические методы решения задач оптимального управления режимами по одному и нескольким критериям.

Секция диагностики энергетического оборудования. Рассматривались вопросы развития автоматизированных систем диагностирования сложных технических объектов энергетики, их информационное обеспечение; обсуждены основные результаты разработки и эксплуатации задач отраслевой системы диагностического обеспечения энергетического производства в Минэнерго УССР; широко была представлена информация об отдельных разработках для целей диагностики, в частности, поверхностей нагрева, температурной диагностики паровых турбин, в том числе в переходных режимах; узлов турбогенераторов, наиболее повреждаемых в условиях эксплуатации; виброакустическом контроле турбоагрегатов; неразрушающих методах контроля; применения волоконно-оптических систем для дистанционного контроля металла. Во всех выступлениях говорилось о возможности диагностирования оборудования на электростанциях и ПС только с использованием современных средств вычислительной техники.

Секция проблем обучения и тренажа персонала с применением современной вычислительной техники. Рассмотрены вопросы организации диагностики подготовленности оперативного персонала в масштабе отрасли. Обсужден опыт функционирования учебно-тренировочных центров и пунктов тренажерной подготовки персонала в энергосистемах Минэнерго УССР. Из отдельных направлений, рассмотренных секцией, читатель узнал, в частности, противоаварийные тренировки с использованием микро-ЭВМ; проведение соревнований оперативного персонала энергопредприятий с помощью технических средств обучения; тренажер принятия решений для диспетчерского персонала электросетевых предприятий. Отдельно можно выделить рассмотрение психологических принципов формирования стрессоустойчивости у лиц, обрабатывающих информацию в экстремальных условиях.

На всех секциях при обсуждении докладов и сообщений составлялся полезный обмен опытом эксплуатации энергооборудования и результатами научных разработок и исследований.

Было принято решение конференции.

ЕЗОВИТ Г. П., канд. техн. наук



Пауль Юлиусович Каасик

Скончался заведующий кафедрой теоретических основ электротехники Ленинградского института авиационного приборостроения, доктор технических наук, профессор Пауль Юлиусович Каасик — крупный ученый в области электротехники и электро-механики.

В 1951 г. П. Ю. Каасик с отличием окончил электротехнический факультет Таллинского политехнического института. С 1952 по 1974 г. — аспирант, ассистент, доцент кафедры

электрических машин Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина. Здесь ему посчастливилось учиться и работать под руководством основателя ленинградской школы электромехаников — академика М. П. Костенко.

В 1955 г. П. Ю. Каасик успешно защитил кандидатскую диссертацию и начал исследования по теме докторской диссертации, посвященной разработке обобщенной теории тихоходных безредукторных электродвигателей,

которую он защитил в 1971 г. В 1975 г. П. Ю. Каасику присвоено ученое звание профессора.

В организованной П. Ю. Каасиком по указанию М. П. Костенко лаборатории электрических микро-машин выполнен ряд важных исследований по разработке методов расчета и проектирования асинхронных управляемых двигателей с короткозамкнутым ротором типа беличьей клетки, совмещенных асинхронных управляемых и синхронных реактивных дви-

гателей для приборной автоматики различных типов тихоходных индукторных двигателей и электроприводов на их основе, асинхронных двигателей с экранированными полюсами и др.

Написанными П. Ю. Каасиком лично и в соавторстве монографиями «Управляемые асинхронные двигатели с беличьей клеткой на роторе в системах автоматики», «Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей», «Тихоходные безредукторные микроэлектродвигатели» и «Асинхронные индукторные микродвигатели устройств автоматики» широко пользуются как студенты, так и работники промышленности.

С 1977 г. до конца жизни П. Ю. Каасик работал заведующим кафедрой ТОЭ Ленинградского института авиационного приборостроения, где под его руководством проведено переоснащение кафедры и модернизация лаборатории с применением микропроцессорной техники; выполнена большая работа по созданию учебных пособий для занятий с учетом систем-



ного подхода и проблемного метода обучения.

Профессор П. Ю. Каасик — автор и соавтор более 100 опубликованных работ, ряда изобретений. Много внимания он уделял подготовке научных и педагогических кадров. Под его руководством подготовлено и защищено 16 кандидатских диссертаций.

Член КПСС П. Ю. Каасик успешно совмещал педагогическую и научную деятельность с общественной: был членом партбюро факультета, ряда специализированных советов по защите кандидатских и докторских диссертаций, научно-технических советов Минэлектротехпрома и ряда научно-исследовательских институтов, принимал активное участие в работе общества «Знание».

Пауль Юлиусович Каасик был широко известен в научных и педагогических кругах нашей страны и за рубежом. Светлую память о нем мы сохраним навсегда.

Группа товарищей и учеников

Анатолий Анатольевич Федоров

Скончался доктор технических наук, профессор Анатолий Анатольевич Федоров, крупный ученый в области электроснабжения промышленных предприятий.

А. А. Федоров родился 3 января 1907 г. в Горьком, трудовую деятельность начал электромонтером в 1924 г. Не прерывая работы на производстве, окончил Московский энерготехникум, а затем в 1931 г. — Московский энергетический институт.

С 1931 по 1935 г. А. А. Федоров работал начальником Главного управления учебных заведений «Энергоцентра» ВСНХ СССР, а затем доцентом в Московском электромеханическом институте инженеров железнодорожного транспорта. В 1935—1942 гг. он трудился на руководящих должностях «Норильстроя», «Иртышгэстроя», «Алтайэнерго».

В 1942 г. А. А. Федоров перешел на преподавательскую работу в МЭИ, в 1947 г. успешно защитил кандидатскую диссертацию, в 1948 г. ему присвоено ученое звание доцента. В 1962 г. А. А. Федорову присвоено ученое звание профессора, а в 1972 г. он успешно защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

С особой силой его профессиональная эрудиция, неиссякаемая энергия и незаурядные способности руководителя проявились при создании под его руководством Волжского филиала МЭИ в Чебоксарах в 1961—1967 гг. В 1966—1970 гг. под руководством А. А. Федорова в МЭИ создана кафедра внутризаводского электроснабжения, заведующим которой он бессменно был до 1980 г.



Профессор А. А. Федоров был опытейшим педагогом, высококвалифицированным лектором, проводил большую работу по совершенствованию учебного процесса. Им написаны монографии, учебники, справочники, статьи. Большое внимание он уделял воспитанию научно-педагогических кадров высшей квалификации, подготовив 4 доктора и более 60 кандидатов технических наук.

А. А. Федоров выполнял большую общественно-научную и общественно-политическую работу. Он являлся членом президиума Комитета по промышленности ВСНТО СССР, заместителем председателя специализированного совета ВАК СССР, систематически выступал с лекциями перед руководящими работниками, преподавателями и студентами в различных городах страны и за рубежом. Был депутатом Верховного Совета Чувашской АССР 6-го и 7-го созывов, неоднократно избирался в состав партийных органов, являлся руководителем политеминара.

Научную, педагогическую и общественную деятельность А. А. Федоров сочетал с большой административной работой, являясь в разные годы заместителем директора, проректором и заведующим кафедрой МЭИ.

Вся трудовая деятельность А. А. Федорова неразрывно связана с КПСС, в рядах которой он состоял почти 60 лет. Принципиальность, партийный подход к решению всех вопросов, активная работа в парторганизации института снискали ему глубокое уважение коллектива МЭИ.

Заслуги А. А. Федорова получили высокую оценку Родины. Он награжден орденом «Знак Почета», пятью медалями СССР, ему присвоены почетные звания заслуженного деятеля науки и техники Чувашской АССР и заслуженного деятеля науки и техники РСФСР. Коллеги, многочисленные ученики, все, кто знал А. А. Федорова, скорбят о кончине крупного ученого-энергетика, общественного деятеля, отзывчивого человека.

Группа товарищей

Заборовский В. С., Козлов В. Н., Сегура Х. — Характеристики чувствительности энергообъединения к управлению активной мощностью	1
Глушко В. И. Методы расчета магнитного влияния между электрическими цепями с учетом конечной проводимости земли	6
Новиков О. И. Расчет тока гармоник в тяговой сети электрических железных дорог постоянного тока	13
Бут Д. А. Анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля	20
Войтеко Н. С., Гуревич Э. И., Карташова Т. Н. Проявление скрытых термических дефектов в активных частях турбогенераторов	28
Воловдов С. К., Розенвассер Е. Н. Исследование следящих систем с несущей на переменном токе методом параметрических передаточных функций	35
Зборовский И. А. Аналитическое исследование электромагнитных процессов в 12-фазном компенсированном преобразователе	42
Кочетков В. М., Малахов В. И. Электродинамические силы, действующие на движущийся относительно проводящей полосы контур с током	47

СООБЩЕНИЯ

Тулчинский Г. А. Улучшение стабилизирующих свойств АРВ в сложных электроэнергетических системах	50
---	----

Алексеев В. Г. Статистический анализ параметров аperiodических составляющих токов короткого замыкания в сети 500 кВ	51
Раков В. А. Об определении плотности разрядов молнии в землю	54
Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Левин А. Б., Смердов В. Ю. Мощные высоковольтные ключевые МДП-транзисторы для бестрансформаторных источников питания	56
Кобзев А. В., Коновалов Б. И. Преобразователи с ферромагнитным регулятором в звене повышенной частоты	58
Исхаков А. С. Динамические свойства широтно-импульсных преобразователей с дискретно усредняющим фильтром	61
Никитин Б. К. Алгоритмизация систем управления технологическими линиями непрерывного производства	63
Лазарева Г. М., Решмин Б. И. Динамические процессы в цифровой астатической системе регулирования частоты вращения	67
Чунихин А. А., Строганов Б. Г. Метод измерения погрешности трансформатора тока в переходном режиме	69

БИБЛИОГРАФИЯ	72
--------------	----

ХРОНИКА	74
---------	----



CONTENTS

Zaborovski V. S., Kozlov V. N., Segura H. — Characteristics of Power Pool Sensitivity for Real Power Control	1
Glushko V. I. — Methods for Calculating Magnetic Intercircuit Influence With Account Taken of Finite Earth Conductivity	6
Novikov O. I. — Calculation of Current Harmonics in a Network Feeding DC Electrified Railroads	13
But D. A. — Analysis and Design of Asynchronous Machines on the Basis of Single-Dimensional Electromagnetic Field Equations	20
Voiteko N. S., Gurevitch E. I., Kartashova T. N. — Exhibition of Hidden Thermal Defects in Active Areas of Turbogenerators	28
Volovodov S. K., Rosenwasser E. N. — A Study of AC Carrier Servo-Systems By Means of a Parametric Transfer Function Technique	35
Zborovski I. A. — Analysis of Electromagnetical Phenomena in a 12-Phase Compensated Converter	42
Kochetkov V. M., Malakhov V. I. — Electrodynamic Forces Acting on a Current Carrying Circuit Travelling With Respect to a Conducting Strip	47

REPORTS

Tulchinski G. A. — Improvement of the Stabilizing Properties of Automatic Excitation Control in Complex Power Systems	50
---	----

Alexeyev V. G. — Statistical Analysis of the Parameters of the DC Components in Fault Currents on 500 kV Networks	51
Rakov V. A. — On Determining the Density of Lightning Strokes to Ground	54
Bachurin V. V., Diakonov V. P., Levin A. B., Smerdov V. U. — Chopper-Type MIS HV Power Transistors for Transformerless Power Supplies	56
Kobzev A. V., Kononov B. I. — Converters Having a Ferromagnetic Regulator in Their High-Frequency Element	58
Iskhakov A. S. — The Dynamic Properties of Pulse-Width Converters Having a Quantized Averaging Filter	61
Nikitin B. K. — Algorithmization of Control Systems for Non-Stop Production Lines	63
Lazareva G. M., Reshmin B. I. — Dynamic Processes in a Zero Constant-Error System for Digital Control of the Speed of Rotation	67
Chunikhin A. A., Stroganov B. G. — A Method for Measuring the Transient Error of a Current Transformer	69

BIBLIOGRAPHY	72
--------------	----

CHRONICLE	74
-----------	----

Рефераты публикуемых статей

УДК 621311.072.8.016.24

Характеристики чувствительности энергообъединения к управлению активной мощностью. Заборовский В. С., Козлов В. Н., Сегура Х. — «Электричество», 1986, № 3
Рассмотрены вопросы построения моделей энергообъединений на основе данных об их нормальном функционировании, которое осуществляется методом нелинейных операторов, позволяющих адекватно описать характерные для исследуемого объекта нелинейности. Алгоритм идентификации строится на основе модификации алгоритма Качмажа с учетом допустимых границ изменения оценок. Приведен пример, показывающий целесообразность использования предлагаемых алгоритмов и моделей. Библ. 14.

УДК 621.311.538.69.001.24

Методы расчета магнитного влияния между электрическими цепями с учетом конечной проводимости земли. Глушко В. И. — «Электричество», 1986, № 3

Изложена методика расчета параметров магнитного влияния между первичными цепями (провода ВЛ, высоковольтные шины) и вторичными цепями (линии связи, информационные цепи, протяженные коммуникации) с учетом конечной проводимости однородной и многослойной земли, основанная на приближенном решении в явном виде для интеграла Карсона. Приведены расчетные соотношения, могут быть использованы при расчете электромагнитного поля ВЛ, влияния высоковольтных шин на информационные цепи релейных защит и средств автоматики электроустановок, влияния ВЛ на линии связи и другие протяженные коммуникации, а также при решении других смежных задач. Библ. 11.

УДК 621.332.3.018.3.001.24:621.311.442

Расчет тока гармоник в тяговой сети электрических железных дорог постоянного тока. Новиков О. И. — «Электричество», 1986, № 3

На основании анализа схем замещения участка тяговой сети, учитывающих режим ее питания, входное сопротивление на частоте гармоник и расположение на участке питания тяговой сети электроподвижного состава, входное сопротивление сглаживающих фильтров тяговых подстанций, получены уточненные формулы для определения тока гармоник, создаваемых в тяговой сети преобразователями подстанций. Путем сравнительной количественной оценки показано, что результаты расчета тока гармоник в значительной степени зависят от предлагаемых уточнений. Уточненную методику определения тока гармоник можно рекомендовать для использования в расчетах мешающих влияний электрических железных дорог на линии связи. Библ. 7.

УДК 621.313.33.001.24

Анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля. Бут Д. А. — «Электричество», 1986, № 3

На основе уравнений Максвелла и закона Ома в дифференциальной форме проведен анализ процессов и асинхронной машине при малых скольжениях в одномерном приближении. Получены расчетные соотношения, позволяющие по заданным значениям мощности, числа полюсов, индукции, плотности тока и линейной нагрузки обмоток быстро находить основные размеры, коэффициент мощности, массу и к. п. д. машины для двигательного и генераторного режимов работы. Оценено влияние рассеяния на основные показатели машины. В качестве исходного параметра в расчетные соотношения введена механическая постоянная машины, характеризующая ее быстроту действия. Приведены результаты расчетов нескольких вариантов машин. Библ. 13.

УДК 621.313.322-81.017.71.001.24

Проявление скрытых термических дефектов в активных частях турбогенераторов. Войтеко Н. С., Гуревич Э. И., Карташова Т. Н. — «Электричество», 1986, № 3

Рассчитаны температурные поля в активной зоне мощного турбогенератора при наличии местных термических дефектов. Установлена связь температур в очаге повреждения и на доступных для наблюдения поверхностях. Обоснована целесообразность применения бестеплоконтактных средств измерения температуры для диагностики теплового состояния генераторов на электростанциях. Библ. 8.

УДК 62-503.53.001.24

Расчет следящих систем с несущей на переменном токе методом параметрических передаточных функций. Воловцов С. К., Розенвассер Е. Н. — «Электричество», 1986, № 3
Предлагается точный метод анализа систем с несущей на переменном токе, базирующийся на использовании аппарата параметрических передаточных функций. В отличие от известных в настоящее время методов анализа систем с переменными параметрами, основанных на рассмотрении бесконечных систем уравнений, бесконечных определителей и т. д., рассмотренный подход достаточно прост в реализации, хорошо увязывается с классическими методами исследования стационарных систем. Библ. 9.

УДК 621.314.6.001.5

Аналитическое исследование электромагнитных процессов в 12-фазном компенсированном преобразователе. Заборовский И. А. — «Электричество», 1986, № 3

Обобщена теория компенсированного и некомпенсированного преобразователей с уравнительным током. В результате исследования получены математические выражения для гармонического состава токов, внешней характеристики, напряжений на вентильях и конденсаторах. С помощью ЭВМ исследован уравнительный ток, гармонический состав токов, обратное напряжение на вентильях. Библ. 5.

УДК 621.311.1.013.8.016.35

Улучшение стабилизирующих свойств АРВ в сложных электроэнергетических системах. Тульчинский Г. А. — «Электричество», 1986, № 3

Показаны возможности и методы использования экспериментальных частотных характеристик для коррекции настроек АРВ при изменении схемы и режимов электроэнергетической системы. Библ. 2.

УДК 621.311.014.38:519.251.8

Статистический анализ параметров апериодических составляющих токов короткого замыкания в сети 500 кВ. Алексеев В. Г. — «Электричество», 1986, № 3

Приведены результаты анализа параметров апериодических составляющих токов к. з. в сети 500 кВ на основе обработки осциллограмм аварийных осциллографов. Определены параметры функций распределения, аппроксимирующих эмпирические данные. Показано определяющее влияние переходного сопротивления и остаточной электрической прочности в месте повреждения на параметры апериодической составляющей. Библ. 8.

УДК 551.594.221

Об определении плотности разрядов молнии в землю. Раков В. А. — «Электричество», 1986, № 3

Получены расчетные выражения, позволяющие определить эффективный радиус действия и коэффициент селекции для счетчиков, рекомендуемых СИГРЭ, в зависимости от места их установки. Показано изменение характеристик упомянутых счетчиков в зависимости от географической широты местности. Полученные результаты могут быть использованы при определении плотности разрядов молнии в землю, которая является основной для оценки частоты воздействий молнии на различные объекты. Библ. 10.

УДК 621.382.32(048)

Мощные высоковольтные ключевые МДП-транзисторы для бестрансформаторных источников питания. Бачурин В. В., Дьяков В. П., Левин А. Б., Смердов В. Ю. — «Электричество», 1986, № 3

Описаны высоковольтные (500 В, 9 А) ключевые МДП-транзисторы КП701. Дается простая методика расчета статистических и динамических параметров этих транзисторов в типовой схеме ключа. Приведены данные эксперимента и описана типовая схема бестрансформаторного источника с полумостовым высокочастотным инвертором. Времена переключения и задержки приборов КП701 лежат в пределах от единиц до десятков наносекунд, что обеспечивает повышение частот преобразования до сотен килогерц. Библ. 3.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Соловьев 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: Б. Д. Макарьшин, А. Л. Прилуцкий

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор А. С. Давыдова

Сдано в набор 15.01.86 Подписано в печать 28.02.86 Т-06926 Формат 60×90/16 Печать высокая Усл. печ. л. 10 Усл. кр.-отт. 10,5
Уч.-изд. л. 12,64 Тираж 5811 экз. Заказ 130

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10. Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 142300 г. Чехов Московской области